

Мощные электронные преобразовательные системы с нелинейным синхронным широтно-импульсным регулированием выходного напряжения

В. И. Олещук

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

Поступила в редакцию 30.05.2024

После доработки 12.07.2024

Принята к публикации 19.07.2024

Представлен краткий обзор результатов исследования мощных полупроводниковых преобразовательных устройств на базе инверторов напряжения с модифицированными алгоритмами синхронного широтно-импульсного регулирования (СШИР), обеспечивающими требуемые нелинейные зависимости между величиной выходного напряжения и выходной частотой инверторных блоков в процессе управления. Показано, что модифицированные схемы и алгоритмы СШИР обеспечивают непрерывную синхронизацию и симметрию базовых форм выходного напряжения инверторных блоков на всем диапазоне нелинейного регулирования систем. В спектре фазного и линейного напряжения специализированных систем регулируемого электропривода с алгоритмами нелинейного СШИР наблюдается минимизация величины субгармоник (рабочей частоты систем), что способствует повышению эффективности работы устройств и установок.

Ключевые слова: преобразователи параметров электрической энергии на базе инверторов напряжения, алгоритмы широтно-импульсного регулирования, частотно-регулируемый электропривод со специализированными нагрузками, гармонический состав выходного напряжения инверторных блоков

УДК 621.314.572

<https://doi.org/10.52577/eom.2024.60.4.67>

ВВЕДЕНИЕ

Силовые электронные преобразователи параметров электрической энергии на базе тиристоров и транзисторов повышенной мощности являются широко используемыми устройствами и установками в современных электротехнических и энергетических системах [1–2].

Одной из наиболее важных областей использования силовых преобразовательных устройств инверторного типа являются системы частотно-регулируемого электропривода переменного тока на базе асинхронных электродвигателей [3–13], в том числе системы на основе электродвигателей с двумя статорными обмотками [9, 10, 12], вдвоенные трехфазные системы на базе двух инверторов с СШИР [4, 5, 13], системы модульного типа из на основе трех инверторов [3, 11, 12], мощные шестифазные системы на базе четырех инверторов с СШИР [6–8, 11, 13]. Преобразовательные системы повышенной мощности на основе мощных полупроводниковых ключей характеризуются относительно низкой частотой переключения силовых вентилях, при этом с целью улучшения спектрального состава выходного напряжения

инверторов представляется целесообразным на всем диапазоне регулирования синхронизировать кривую импульсного выходного напряжения инверторов с рабочей частотой системы электропривода [8]. Также режимы управления инверторами систем частотно-регулируемого электропривода повышенной мощности во многих случаях осуществляются в соответствии с линейным законом постоянства отношения величины выходного напряжения преобразователя к выходной частоте системы ($Voltage/Frequency = \text{const}$ или $V/F = \text{const}$) [11–13].

Известно, что для некоторых специализированных частотно-регулируемых электроприводов со специфическими условиями функционирования более эффективное регулирование систем может быть обеспечено при нелинейных режимах управления [14–20]. В связи с этим в [21–26] приведены результаты исследования вышеупомянутых в [3–13] топологий систем электропривода на базе инверторных блоков с модифицированными схемами синхронного широтно-импульсного регулирования, обеспечивающими на всем диапазоне регулирования как непрерывную синхронизацию базовых форм

напряжения, так и требуемые нелинейные зависимости между величиной выходного напряжения инверторов и рабочей частотой систем. Соответственно, в данной работе выполнен краткий аналитический обзор основных результатов исследований в вышеупомянутой области, в том числе приведены результаты сопоставительного анализа гармонического состава кривых выходного напряжения инверторных блоков в частотно-регулируемых системах с базовыми нелинейными зависимостями между величиной выходного напряжения инверторов и рабочей частотой системы электропривода.

МЕТОД СИНХРОННОГО МНОГОЗОННОГО ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

На рис. 1 представлена базовая топология трехфазного инвертора напряжения, питающего асинхронный двигатель (induction machine IM), содержащая шесть управляемых силовых ключей. Так, на рис. 1 представлены пространственные векторы выходного напряжения устройства на период выходной частоты (шесть векторов активного (переключающего) состояния ключей инвертора 1–6 и два вектора непереводящего состояния ключей 0 и 7) [13].

С целью обеспечения синхронизации и симметрии кривой импульсного выходного напряжения инверторов за период выходной частоты разработан и апробирован специализированный метод синхронного широтно-импульсного регулирования (СШИР) инверторов [11–13]. Рис. 2 иллюстрирует базовую концепцию метода СШИР и представляет внутри 120-градусных тактовых интервалов пять базовых последовательностей переключения силовых ключей трехфазного инвертора с общепринятым определением последовательности переключения ключей для соответствующих фаз *abc* инвертора (см. рис. 1), то есть 1 – 100; 2 – 110; 3 – 010; 4 – 011; 5 – 001; 6 – 101; 7 – 111; 0 – 000 (1 – включенное состояние ключа; 0 – выключенное состояние ключа) [13].

Принцип синхронизации напряжения в трехфазном инверторе с СШИР основан на непрерывной синхронизации положений центральных управляющих сигналов в центрах 60-градусных тактовых интервалов и в симметричном формировании остальных управляющих сигналов вокруг соответствующего центрального сигнала. Алгоритм синхронного ШИР включает при этом поэтапное определение граничных частот F_i и F_{i-1} в функции продолжительности тактовых

подинтервалов τ , которые являются переходными частотами между поддиапазонами регулирования [13]. На рис. 3 представлена обобщенная схема определения параметров (продолжительностей и временного положения) управляющих сигналов (импульсов управления, см. рис. 2а) инверторов напряжения с алгоритмами синхронного ШИР применительно к скалярным V/F режимам работы (V – выходное напряжение инвертора, F – рабочая частота системы частотно-регулируемого электропривода) [13].

РЕАЛИЗАЦИЯ ЛИНЕЙНЫХ И НЕЛИНЕЙНЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ МЕЖДУ ВЕЛИЧИНОЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ВЫХОДНОЙ ЧАСТОТОЙ ИНВЕРТОРОВ С СШИР

Как следует из представленной на рис. 3 обобщенной схемы определения параметров сигналов управления инверторов с СШИР, одним из основных управляющих сигналов схемы синхронного ШИР является центральный внутри тактовых 60-градусных интервалов сигнал β_1 (см. рис. 2а), определяемый в функции коэффициента модуляции инвертора m как $\beta_1 = 1,1m\tau$ для скалярного режима линейного регулирования инвертора по закону постоянства отношения величины напряжения к частоте ($V/F = \text{const}$) [13].

В то же время, как показано в [21–26], специализированное нелинейное изменение β_1 -сигнала в функции коэффициента модуляции m позволяет обеспечить различные нелинейные зависимости между величиной выходного напряжения и выходной частотой инверторных блоков в процессе регулирования. Подобные нелинейные законы и алгоритмы управления преобразовательными системами для частотно-регулируемого электропривода позволяют обеспечить эффективную работу специализированных регулируемых электроприводов переменного тока со специфическими нагрузками и специальными режимами управления [15, 16]. В частности, в таблице представлены базовые параметры управления для трех основных режимов частотного регулирования системы электропривода, включая стандартный скалярный режим линейного регулирования $V/F = \text{const}$, а также два нестандартных (нелинейных) режима регулирования $V^2/F = \text{const}$ и $V^{3/2}/F = \text{const}$ [21, 22]. Последние два режима характеризуются нелинейными зависимостями между напряжением и частотой и могут быть использованы для регулирования систем асинхронного электропривода с некоторыми специальными типами нагрузок [14, 19].

Таблица включает также соответствующие

Таблица. Базовые параметры линейного и двух нелинейных режимов регулирования инвертора с СШИР [22]

Режим управления	β_1	F_{ov1}	F_{ov2}
$V/F = \text{const}$	$1,1m\tau$	$0,907F_m$	$0,952F_m$
$V^2/F = \text{const}$	$1,1\sqrt{m\tau}$	$0,823F_m$	$0,907F_m$
$V^{3/2}/F = \text{const}$	$1,1\sqrt[3]{m^2\tau}$	$0,866F_m$	$0,931F_m$

относительные значения двух пороговых частот сверхмодуляции F_{ov1} и F_{ov2} [13], которые являются важными параметрами схемы управления в зоне сверхмодуляции инверторов.

На рис. 4 представлены зависимости нормализованной величины выходного напряжения трехфазного инвертора с СШИР от рабочей частоты (при максимальной рабочей частоте системы $F_m = 50$ Гц) применительно к трем вышеупомянутым режимам управления, представленным в таблице [22]. При этом возможна также реализация различных многочисленных промежуточных режимов регулирования, характеризующихся другими функциональными зависимостями для определения продолжительности β_1 -сигналов. В качестве примера пунктиром на рис. 4 показана нелинейная зависимость изменения величины выходного напряжения инвертора с СШИР в процессе регулирования выходной частоты по закону $V^{4/3}/F = \text{const}$ (в этом случае $\beta_1 = 1,1\sqrt[4]{m^3\tau}$) [22].

НЕЛИНЕЙНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СДВОЕННОГО ТРЕХФАЗНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ ДВУХ ИНВЕРТОРОВ С АЛГОРИТМАМИ СИНХРОННОГО ШИР

На рис. 5 представлена структура основных силовых цепей электропривода электромобиля на основе сдвоенного трехфазного электродвигателя, регулируемого на базе двух трехфазных двухуровневых инверторов, связанных с двумя источниками электропитания постоянного тока: с аккумуляторной батареей, выходное напряжение которой V_{dc1} , и с системой постоянного тока с использованием топливных элементов с выходным напряжением V_{dc2} [4, 11, 23]. Сдвоенный трехфазный электродвигатель характеризуется в этом случае двумя наборами трехфазных обмоток, пространственно смещенных друг относительно друга на 30 электрических градусов с изолированными нейтральными точками (рис. 6) [23].

Управление асимметричными сдвоенными трехфазными преобразовательными устройствами базируется на 30-градусном фазовом сдвиге управляющих и выходных сигналов двух инверторов напряжения [4]. Фазные напряжения

V_{as} и V_{xs} в таких системах определяются в соответствии с (1) и (2) [4, 23]:

$$V_{as} = V_a - 0,333(V_a + V_b + V_c), \quad (1)$$

$$V_{xs} = V_x - 0,333(V_x + V_y + V_z), \quad (2)$$

где $V_a, V_b, V_c, V_x, V_y, V_z$ – соответствующие полярные напряжения двух инверторов системы.

На рис. 7 и 8 представлены базовые формы напряжения и спектральные характеристики фазного напряжения в системе сдвоенного трехфазного электропривода с двумя источниками постоянного тока с различными напряжениями ($V_{dc1} = 0,5V_{dc2}$) при нелинейном режиме управления системой по закону $V^2/F = \text{const}$ [23]. Для обеспечения баланса мощностей между источниками постоянного тока в системе в данном случае осуществляется соответствующая зависимость между коэффициентами модуляции двух инверторов: $m_1 V_{dc1}^2 = m_2 V_{dc2}^2$. Диаграммы на рис. 7 показывают базовые напряжения и спектрограмму для системы на основе инверторов с алгоритмами непрерывного СШИР, а диаграммы на рис. 8 – базовые напряжения и спектрограмму фазного напряжения для системы на основе инверторов с прерывистым СШИР с 30-градусными интервалами непроводящего состояния клапанов [23]. Усредненная частота переключения клапанов инверторов и рабочая частота системы равны соответственно 1 кГц и 38 Гц.

Анализ временных диаграмм, приведенных на рис. 7 и 8, показывает, что фазные напряжения V_{as} и V_{xs} , а также их полезные компоненты V_{sa} и V_{sb} в сдвоенной трехфазной системе на базе инверторов с алгоритмами как непрерывного СШИР, так прерывистого СШИР обладают симметрией во всем диапазоне нелинейного регулирования системы электропривода. Спектры фазных напряжений (рис. 7 и 8) не содержат четных гармоник и субгармоник (рабочей частоты) при нелинейных режимах регулирования систем, а также при любом (целом или дробном) соотношении между частотой переключения клапанов инверторов и рабочей частотой системы. В частности, для проанализированного выше режима работы системы отношение вышеупомянутых частот является дробной величиной ($1 \text{ кГц}/38 \text{ Гц} = 26,3$) [23].

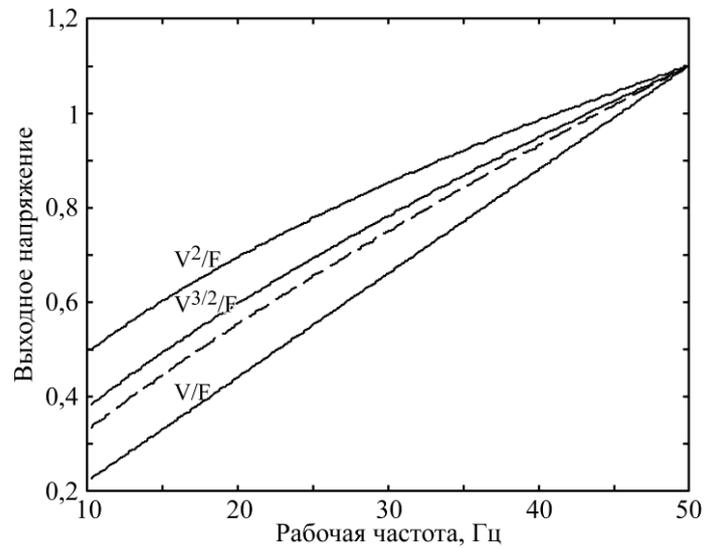


Рис. 4. Зависимость величины выходного напряжения от рабочей частоты инвертора с СШИР для линейного и нелинейных режимов регулирования [22].

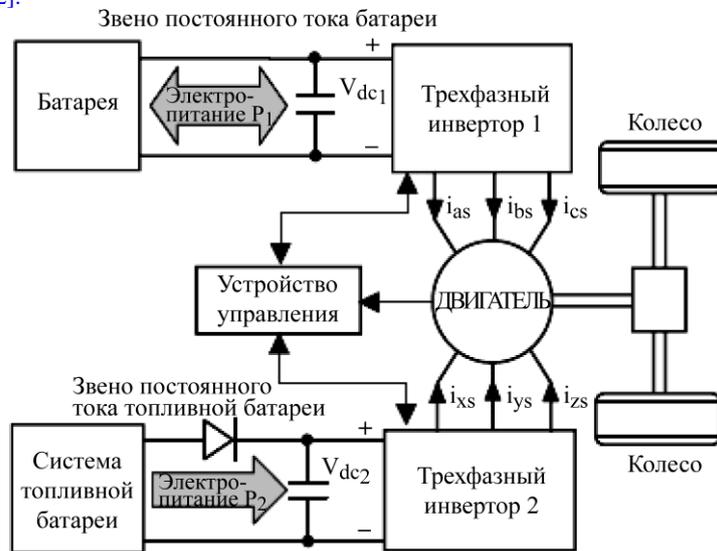


Рис. 5. Электропривод электромобиля на основе двояного трехфазного электродвигателя, двух инверторов напряжения и двух источников электропитания [4, 23].

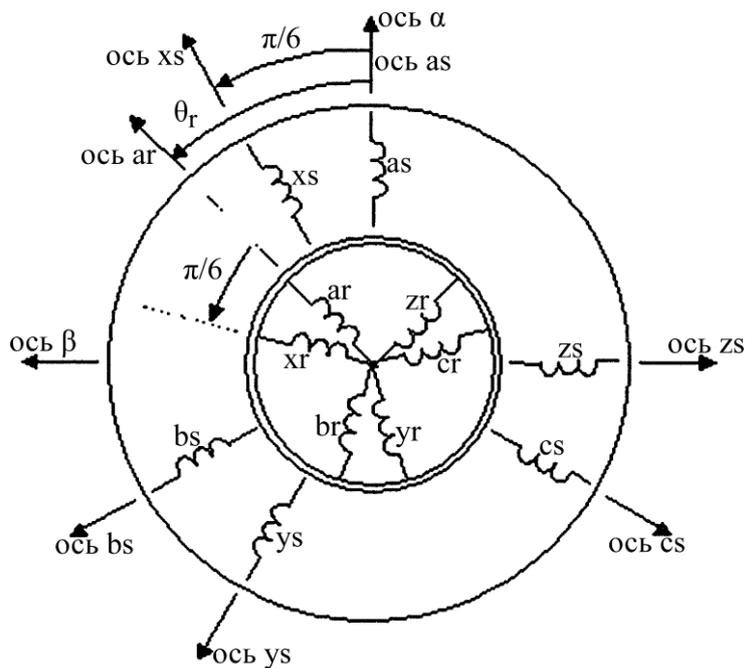


Рис. 6. Сдвоенный трехфазный асинхронный электродвигатель [4, 23].

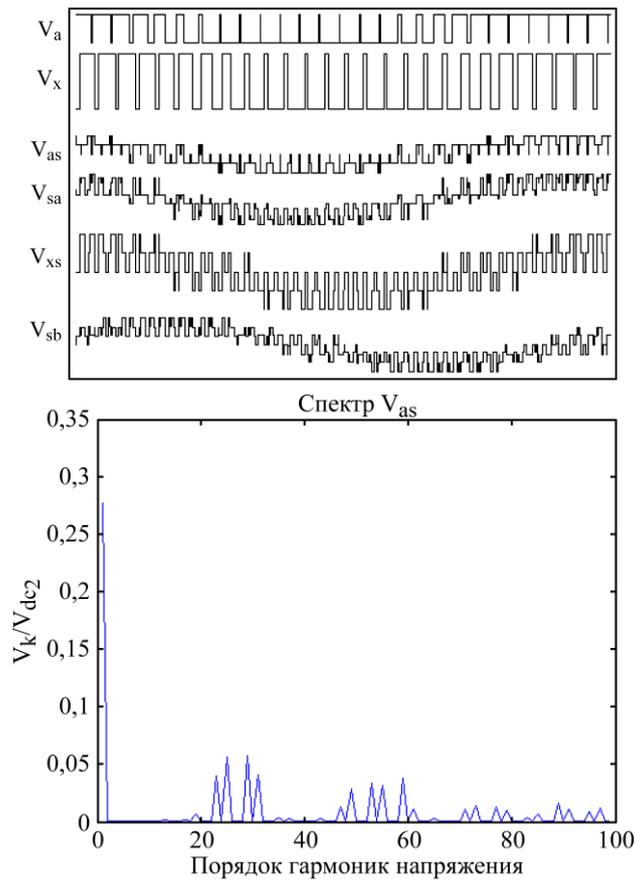


Рис. 7. Полярные V_a и V_x напряжения двух инверторов, фазные V_{as} и V_{xs} напряжения, полезные составляющие V_{sa} и V_{sb} фазного напряжения, а также спектрограмма фазного напряжения в системе с непрерывным СШИР ($F = 38$ Гц) [23].

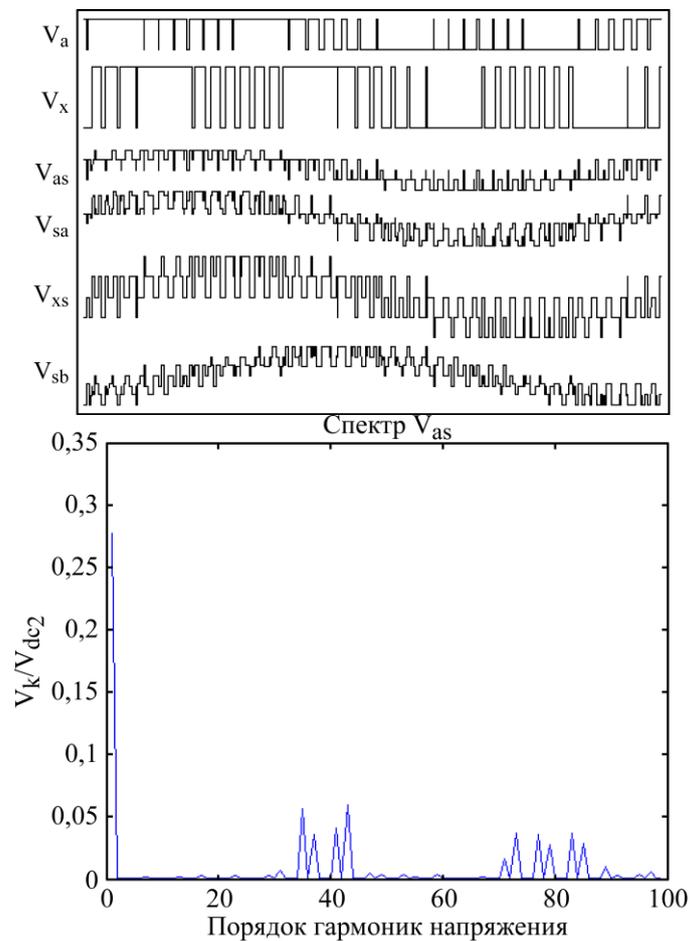


Рис. 8. Полярные V_a и V_x напряжения двух инверторов, фазные V_{as} и V_{xs} напряжения, полезные составляющие V_{sa} и V_{sb} фазных напряжений, а также спектрограмма фазного напряжения в системе с прерывистым СШИР ($F = 38$ Гц) [23].

Диаграмма, представленная на рис. 9, показывает результаты расчета взвешенного коэффициента искажения (*WTHD*) фазного напряжения V_{as}

$$\left(WTHD = \left(1/V_{as1} \right) \sqrt{\sum_{k=2}^{1000} \left(V_{as_k} / k \right)^2} \right) \text{ в}$$

сдвоенной трехфазной системе электропривода ($V_{dc1} = 0,5V_{dc2}$) с нелинейным режимом регулирования системы по закону $V^2/F = \text{const}$, со сбалансированным распределением мощностей между источниками электропитания [23]. Частота переключения вентилях инверторов равна 1 кГц. Коэффициенты модуляции двух инверторов системы при этом соотносятся как $m_2 = 0,25 m_1$.

Анализ представленных на рис. 9 зависимостей показывает, что в зоне низких рабочих частот инверторов алгоритмы непрерывного СШИР (НСШИР) обеспечивают лучшие интегральные характеристики гармонического состава фазного напряжения V_{as} для систем с нелинейными режимами регулирования. В области средних и повышенных рабочих частот системы электропривода в большинстве случаев представляется более предпочтительным для регулирования инверторов использование алгоритмов прерывистого СШИР (ПСШИР).

НЕЛИНЕЙНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ДВУМЯ СТАТОРНЫМИ ОБМОТКАМИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

На рис. 10 показана структура системы частотно-регулируемого электропривода с двумя статорными обмотками асинхронного двигателя, специальным образом подсоединенными (см. жирные линии на рис. 10) к соответствующим выходным цепям двух двухуровневых инверторов напряжения (VSI1 и VSI2 на рис. 10) [9, 26].

Мгновенные значения напряжений на соответствующих обмотках статора V_{w11} , V_{w12} , и V_{w13} системы электропривода (рис. 10) определяются как функции подобных полярных напряжений инверторов согласно (3)–(5) [9, 26]:

$$V_{w11} = (2V_{a1} - V_{b1} - V_{c1})/3 - (V_{a2} - 2V_{b2} + V_{c2})/3, \quad (3)$$

$$V_{w12} = (V_{a1} + V_{b1} - 2V_{c1})/3 - (-V_{a2} + 2V_{b2} - V_{c2})/3, \quad (4)$$

$$V_{w13} = (-V_{a1} - V_{b1} + 2V_{c1})/3 - (-2V_{a2} + V_{b2} + V_{c2})/3. \quad (5)$$

На рис. 11–13 представлены базовые формы напряжения и спектрограммы фазного напряжения в системе частотно-регулируемого электропривода с двумя статорными обмотками электродвигателя (нормализованные значения полярного и линейного напряжений первого инвертора VSI1 (V_{a1} , V_{b1} и V_{a1b1}), напряжение на статорной обмотке электродвигателя V_{w11} , а также спектральный состав напряжения V_{w11})

применительно к случаю нелинейного регулирования инверторов с СШИР по закону $V^2/F = \text{const}$ [26]. Диаграммы на рис. 11 иллюстрируют процессы в системе при регулировании инверторов по алгоритмам непрерывного НСШИР, диаграммы, приведенные на рис. 12, показывают процессы при регулировании инверторов по алгоритмам прерывистого СШИР с 30-градусными интервалами непроводящего состояния вентилях (ПСШИР30), а диаграммы на рис. 13 демонстрируют процессы в системе при регулировании инверторов по алгоритмам прерывистого СШИР с 60-градусными интервалами непроводящего состояния вентилях (ПСШИР60) [26]. Рабочая частота системы $F = 35$ Гц, частота коммутации вентилях инверторов равна 1000 Гц.

Приведенные на рис. 11–13 результаты моделирования процессов в системе показывают, что базовое напряжение V_{w11} на статорной обмотке электродвигателя обладает четвертьволновой симметрией и в его спектре отсутствуют четные гармоники и субгармоники (рабочей частоты) в проанализированных режимах нелинейного регулирования системы электропривода.

На рис. 14 приведены результаты вычисления взвешенного коэффициента искажения напря-

$$\text{жения } V_{w11} \left(WTHD = \left(1/V_{w11} \right) \sqrt{\sum_{i=2}^{1000} \left(V_{w11i} / i \right)^2} \right) \text{ в}$$

функции коэффициента модуляции инверторов m для системы частотно-регулируемого электропривода с двумя статорными обмотками двигателя на базе двух двухуровневых инверторов с частотой коммутации вентилях инверторов, равной 1000 Гц, регулируемых на базе схемы НСШИР и ПСШИР30 (рис. 14) применительно к трем режимам управления системой [26]. При этом режим 1 соответствует режиму управления системой по закону $V/F = \text{const}$, режим 2 – по закону $V^2/F = \text{const}$, режим 3 – по закону $V^{3/2}/F = \text{const}$. Представленные результаты подтверждают тот факт, что прерывистые варианты синхронного ШИР при регулировании инверторов системы позволяют обеспечить лучший спектральный состав напряжения на обмотках электродвигателя по сравнению с использованием алгоритмов непрерывного СШИР, если $m = 0,55 \div 1,00$ [26].

НЕЛИНЕЙНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ МОДУЛЬНОГО ТИПА НА БАЗЕ ТРЕХ ДУХУРОВНЕВЫХ ИНВЕРТОРОВ С АЛГОРИТМАМИ СШИР

Перспективной топологией преобразователей для электроприводов переменного тока средней и большой мощности является преобразовательная

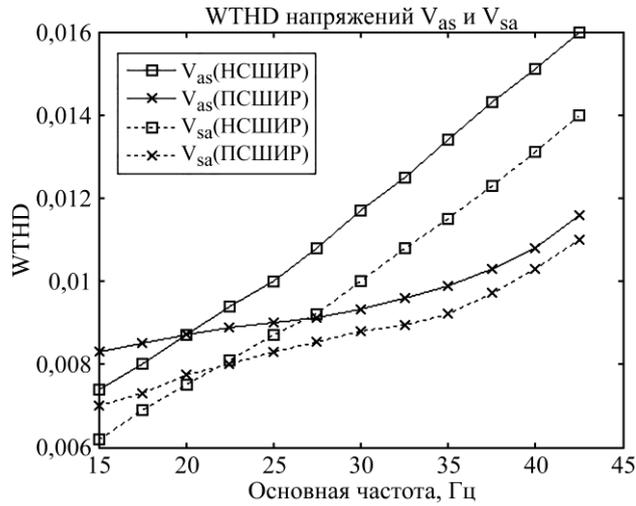


Рис. 9. Зависимость взвешенного коэффициента искажения базовых напряжений от выходной частоты при нелинейном режиме регулирования системы по закону $V^2/F = \text{const}$ [23].

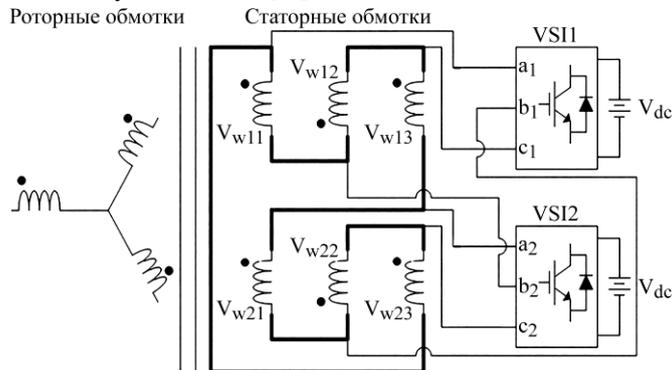


Рис. 10. Топология двухинверторной системы электропривода с двумя статорными обмотками электродвигателя [9, 26].

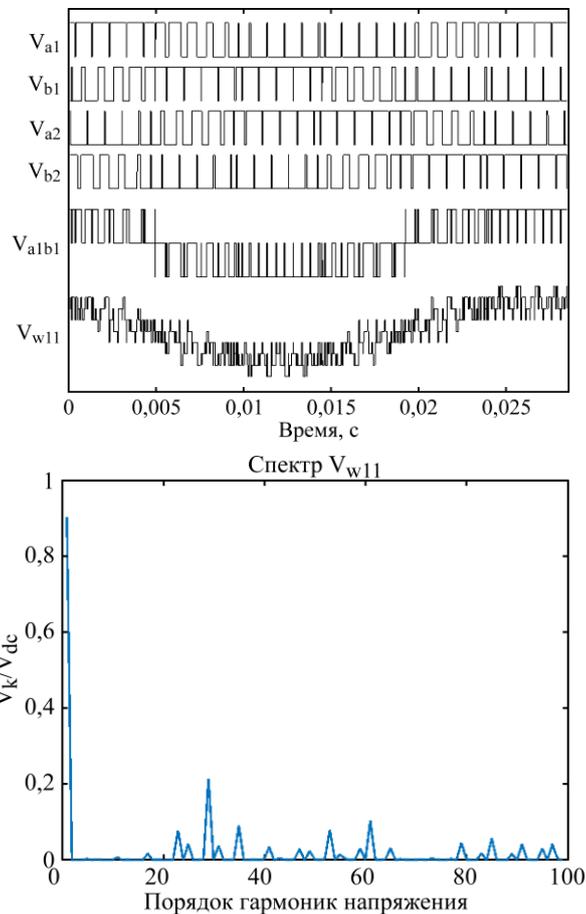


Рис. 11. Базовые напряжения в системе и спектрограмма напряжения на статорной обмотке электродвигателя (НСШИР) [26].

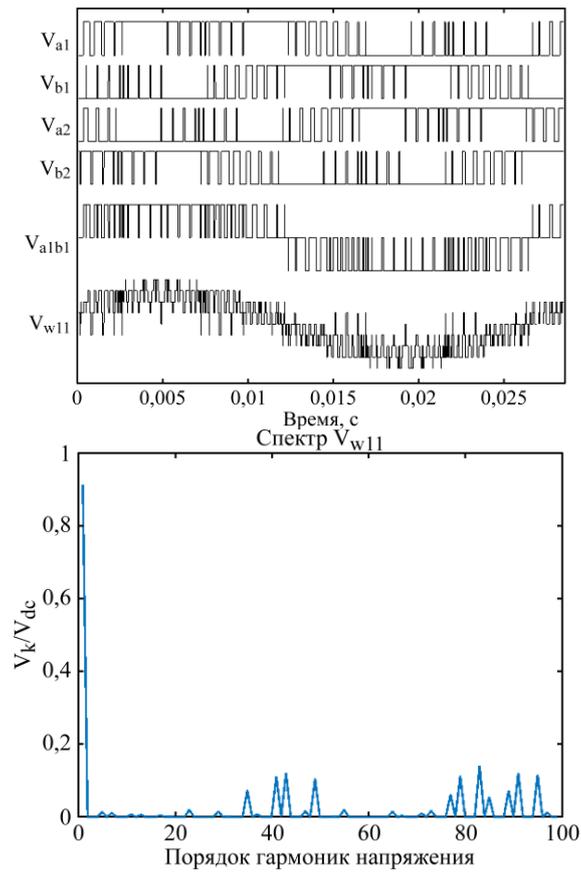


Рис. 12. Базовые напряжения и спектрограмма напряжения на статорной обмотке электродвигателя (ПСШИР30) [26].

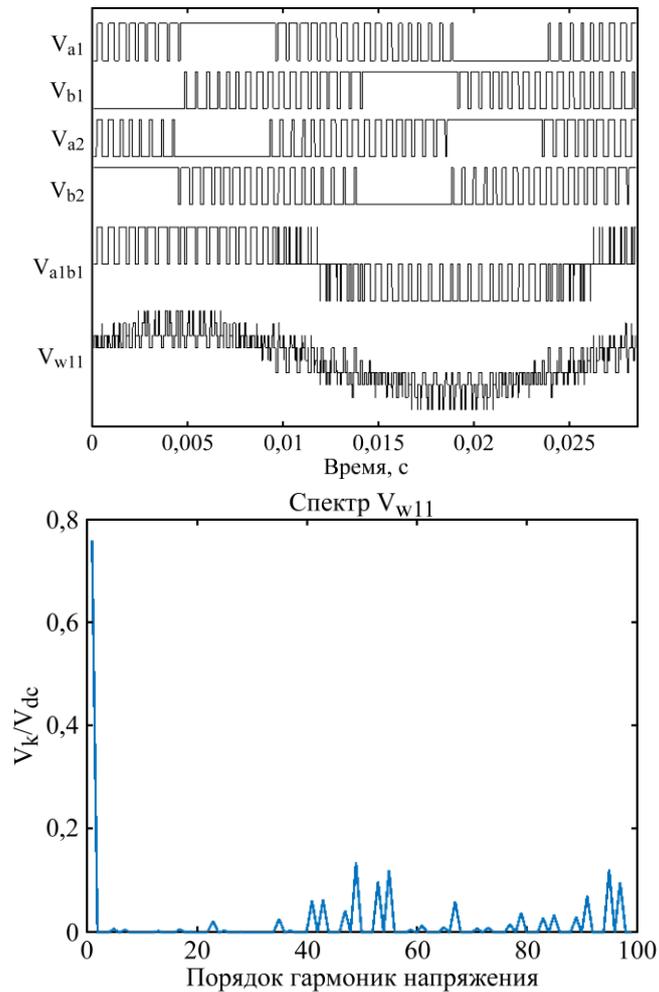


Рис. 13. Базовые напряжения и спектрограмма напряжения на статорной обмотке электродвигателя (ПСШИР60) [26].

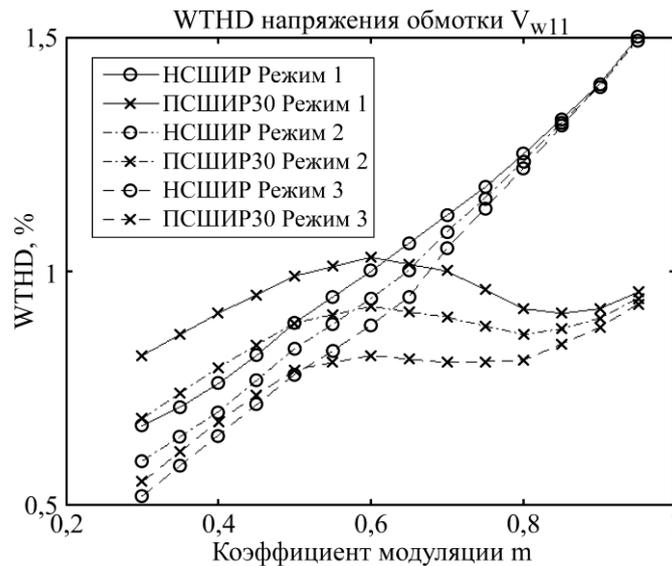


Рис. 14. Взвешенный коэффициент искажения напряжения V_{w11} в функции коэффициента модуляции инверторов.

система модульного типа на базе трех трехфазных инверторов и промежуточного трансформатора (с установленной мощностью 0,33 от общей мощности системы), характеризующаяся специальной схемой соединения выходных цепей инверторов, обмоток промежуточного трансформатора и статорных обмоток трехфазного электродвигателя (рис. 15 [3, 21]).

В качестве иллюстрации процессов нелинейного регулирования выходного напряжения преобразователя модульного типа на рис. 16 и 17 представлены (на периоде выходной частоты) двухуровневые линейные выходные напряжения трех инверторов с СШИР и симметричное многоуровневое (на нагрузке) линейное напряжение V_{ab} при нелинейном регулировании системы по закону $V^2/F = \text{const}$ [21]. Временные диаграммы на рис. 16 иллюстрируют процессы в системе с алгоритмами непрерывного синхронного ШИР, диаграммы на рис. 17 – процессы в системе с алгоритмами прерывистого синхронного ШИР [21]. Средняя частота коммутации вентилях трех инверторов системы равна 1000 Гц.

Диаграммы, приведенные на рис. 18 и 19, представляют результаты расчета усредненной величины взвешенного коэффициента искажения (WTHD) результирующего линейного напряжения

$$V_{ab} \left(WTHD = (1/V_{ab1}) \sqrt{\sum_{k=2}^{1000} (V_{ab_k}/k)^2} \right) \text{ для}$$

преобразователя модульного типа на базе трех инверторов с алгоритмами НСШИР и ПСШИР с частотой F_s переключения вентилях инверторов, равной 700 Гц и 1100 Гц соответственно [21]. Данные, приведенные на рис. 18, иллюстрируют процессы в преобразовательной системе, регулируемой по закону $V^2/F = \text{const}$, диаграмма

на рис. 19 демонстрирует процессы в системе, регулируемой по закону $V^{3/2}/F = \text{const}$ [21].

В связи с достаточно низкими частотами коммутации вентилях в анализируемой системе изменение величины взвешенного коэффициента искажения результирующего линейного напряжения имеет сильно пульсирующий характер между граничными частотами поддиапазонов синхронного регулирования, что особенно наглядно проявляется в случае регулирования инверторов по алгоритмам прерывистого СШИР (ПСШИР на рис. 18, 19) [21].

НЕЛИНЕЙНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ ШЕСТИФАЗНЫХ СИСТЕМ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ ЧЕТЫРЕХ ИНВЕРТОРОВ С СШИР

Перспективными топологиями мощных систем частотно-регулируемого электропривода являются шестифазные преобразовательные устройства со сдвоенными разомкнутыми статорными обмотками электродвигателя, регулируемые на основе четырех инверторов напряжения с СШИР [7, 8, 11, 13]. На рис. 20 показана базовая структура этой системы, которая включает в себя два инверторных блока (INV1+INV2 и INV3+INV4) на базе четырех двухуровневых инверторов напряжения, питающих шестифазный асинхронный двигатель с двумя наборами статорных обмоток [24].

На рис. 21 и 22 приведены результаты моделирования шестифазной системы на базе четырех инверторов с СШИР с двумя нелинейными законами управления применительно к режимам работы системы с одинаковыми напряжениями источников питания постоянного тока ($V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc3} = V_{dc4}$, $F_s = 1$ кГц) [25].

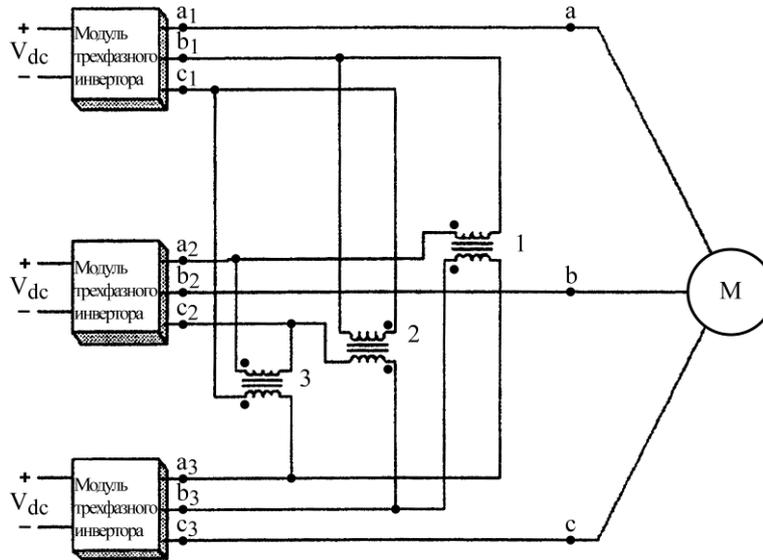


Рис. 15. Структура преобразовательной системы модульного типа на базе трех двухуровневых инверторов [3, 21].

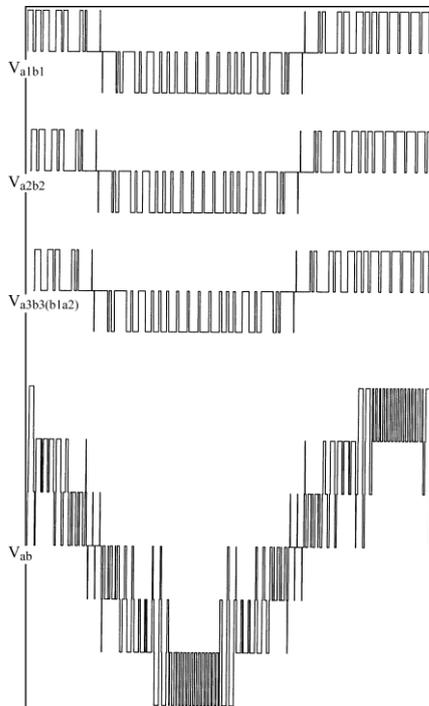


Рис. 16. Линейные напряжения в системе на базе инверторов с непрерывным ШИР ($F = 40$ Гц) [21].

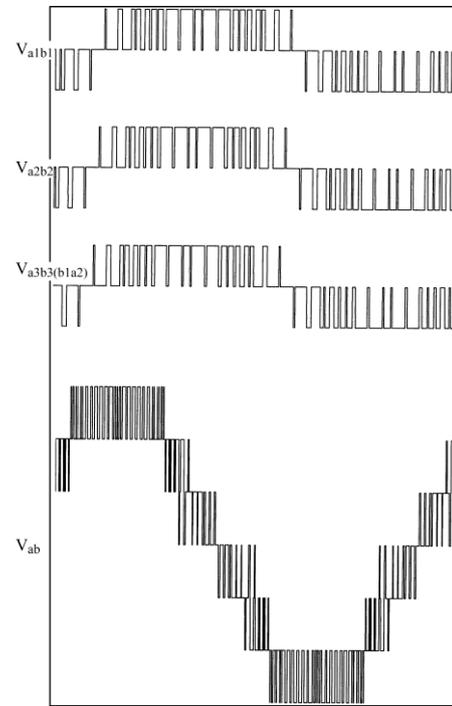


Рис. 17. Линейные напряжения в системе на базе инверторов с прерывистым ШИР ($F = 40$ Гц) [21].

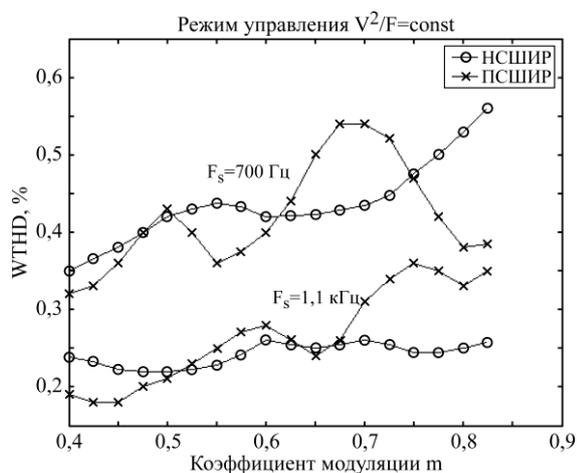


Рис. 18. WTHD фактор в системе ($V^2/F = \text{const}$) [21].

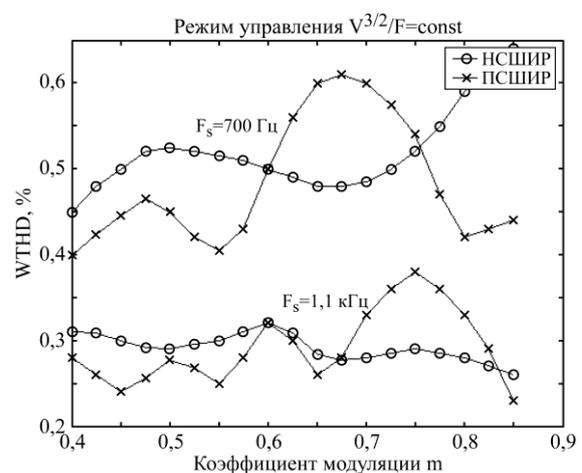


Рис. 19. WTHD фактор в системе ($V^{3/2}/F = \text{const}$) [21].

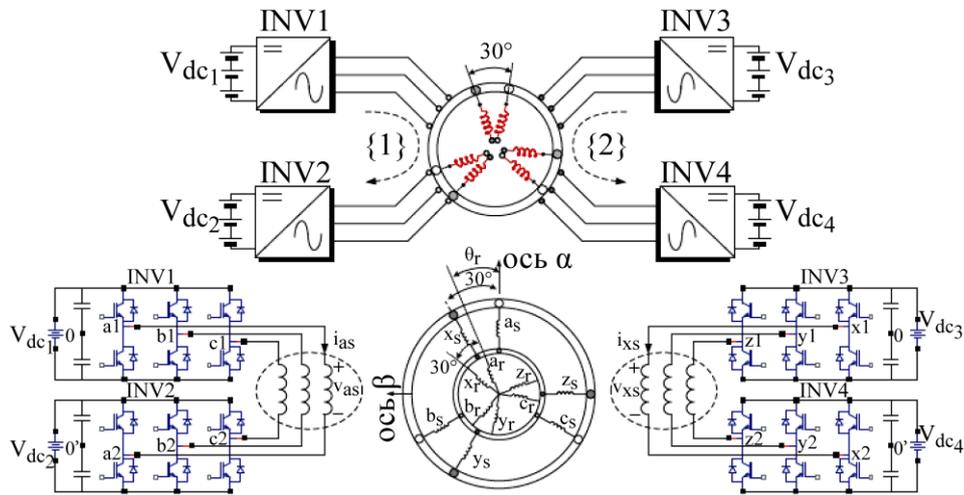


Рис. 20. Шестифазный частотно-регулируемый электропривод с разомкнутыми обмотками асинхронного двигателя и с двумя инверторными секциями, питающимися от четырех источников постоянного тока [24, 25].

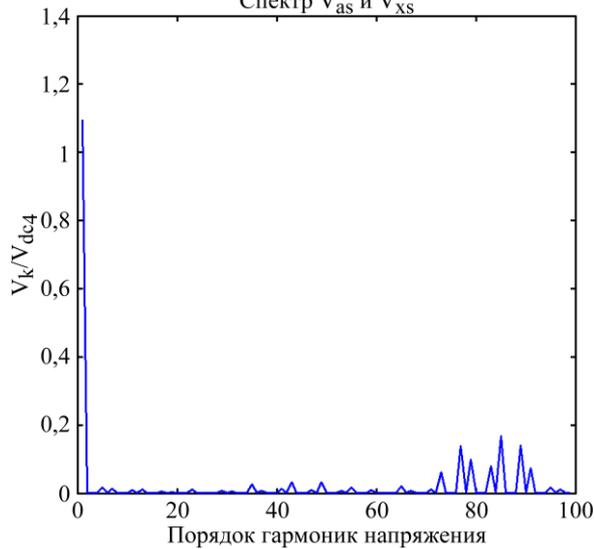
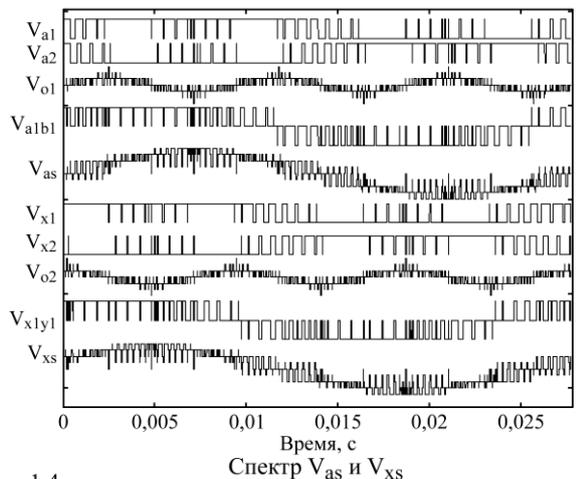


Рис. 21. Базовые напряжения и спектр фазного напряжения в системе с прерывистым СШИР ($V^2/F = \text{const}$, $F = 36$ Гц) [25].

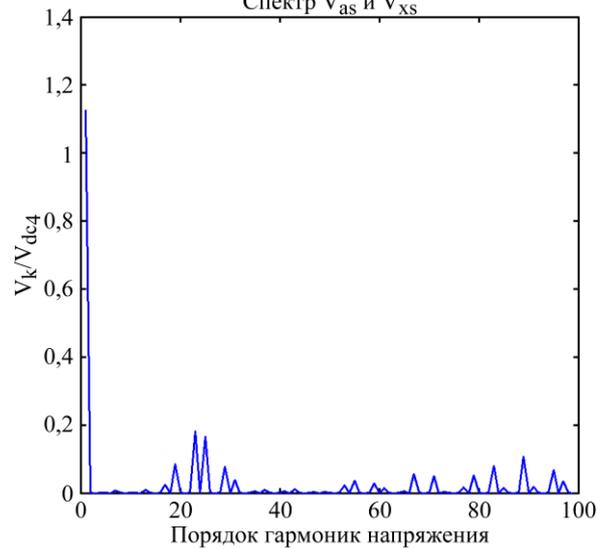
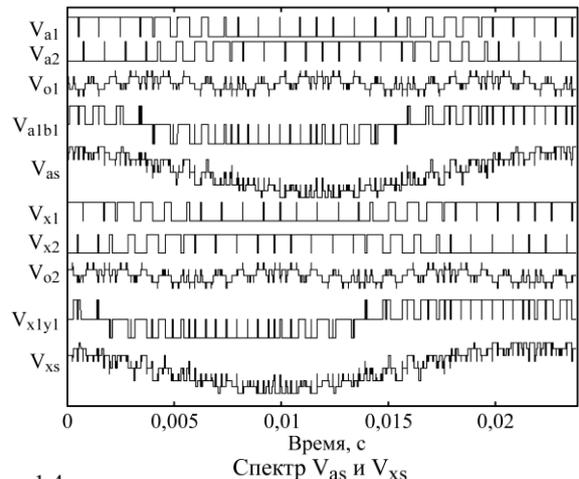


Рис. 22. Базовые напряжения и спектр фазного напряжения в системе с непрерывным СШИР ($V^{3/2}/F = \text{const}$, $F = 42$ Гц) [25].

В частности, на рис. 21 и 22 представлены формы нормализованных полярного, фазного и линейного напряжений в системе, а также спектральный состав фазных напряжений при регулировании инверторов по алгоритмам прерывистого и непрерывного СШИР [25].

Представленные на рис. 21 и 22 диаграммы и спектрограммы фазных напряжений шести-фазного частотно-регулируемого электропривода подтверждают тот факт, что при нелинейных законах регулирования системы использование модифицированных алгоритмов синхронного

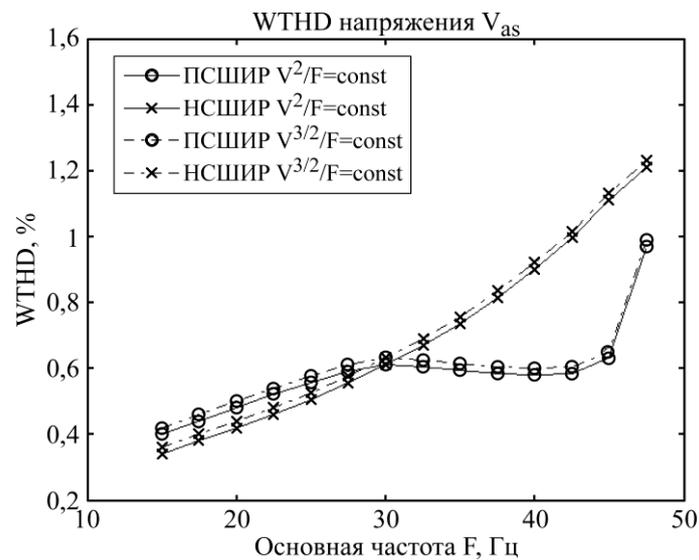


Рис. 23. Взвешенный коэффициент искажения фазного напряжения V_{as} шести фазной системы на базе четырех инверторов с ШИР при двух нелинейных законах управления: $V^2/F = \text{const}$ и $V^{3/2}/F = \text{const}$.

ШИР позволяет обеспечить симметрию кривых базовых напряжений, в спектре которых во всем диапазоне регулирования отсутствуют четные гармоники и субгармоники (рабочей частоты системы) [25].

С целью определения интегральных спектральных характеристик напряжения в шести фазном электроприводе с нелинейными законами широтно-импульсного регулирования выполнен расчет взвешенного коэффициента искажений фазного напряжения V_{as} ($WTHD = (1/V_{as1}) (\sum_{k=2}^{1000} (V_{as_k}/k)^2)^{0.5}$) в функции

рабочей частоты системы электропривода при максимальной рабочей частоте $F_m = 50$ Гц [25], на рис. 23 представлены результаты определения взвешенного коэффициента искажений фазного напряжения V_{as} шести фазной системы (при одинаковых напряжениях источников питания постоянного тока) при регулировании инверторов на базе алгоритмов непрерывного (НСШИР) и прерывистого (ПСШИР) синхронного ШИР в соответствии с нелинейными законами управления $V^2/F = \text{const}$ и $V^{3/2}/F = \text{const}$. Частота коммутации вентиля инверторов принята равной 1 кГц [25].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Модифицированный метод синхронного широтно-импульсного регулирования инверторов систем частотно-регулируемого электропривода позволяет обеспечить режимы управления при требуемых нелинейных зависимостях между величиной выходного напряжения инверторного блока и рабочей частотой системы электропривода. При этом требуемое соотношение величины напряжения к частоте обеспечивается в процессе регулирования системы

соответствующей корректировкой значения β_1 – параметра схемы управления, характеризующего собой продолжительность центральных (внутри 60-градусных тактовых интервалов) сигналов управления трехфазных инверторов, с алгоритмами синхронного ШИР.

Модернизированные таким образом схемы и алгоритмы синхронного широтно-импульсного регулирования инверторных блоков трехфазных и шести фазных систем частотно-регулируемого электропривода обеспечивают непрерывную синхронизацию и симметрию фазных и линейных напряжений в системах во всем диапазоне регулирования. В спектрах базовых напряжений систем при этом отсутствуют четные гармоники и субгармоники (рабочей частоты системы электропривода), способствуя тем самым снижению потерь в устройствах и установках и повышению эффективности их функционирования, что особенно важно для преобразовательных систем повышенной мощности.

КОНФЛИКТ ИНТЕРЕСОВ

Автор заявляет, что у него нет конфликта интересов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Bose, B.K., Power electronics, smart grid, and renewable energy systems, *Proc. IEEE*, 2017, no. 11, vol. 105, p. 2011.
2. Rodriguez, J., Blaabjerg, F. and Kazmierkowski, M.P., Energy transition technology: The role of power electronics, *Proc. IEEE*, 2023, no. 4, vol. 111, p. 329.
3. Cengelci, E., Sulistijo, S.U., Woo, B.O., Enjeti, P., et al., A new medium voltage PWM inverter topology for adjustable speed drives, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1999, no. 3, vol. 35, p. 628.
4. Bojoi, R., Tenconi, A., Farina F. and Profumo, F., Dual-source fed multiphase induction motor drive for fuel cell vehicles: Topology and control. In: *IEEE*

- Proceedings: Power Electron. Spec. Conf. (PESC'2005)*, 2005, p. 2676.
5. Levi, E., Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2016, no. 1, vol. 63, p. 433.
 6. Barrero, F. and Duran, M.J., Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines – Part I, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2016, no. 1, vol. 63, no. 1, p. 449.
 7. 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. Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM'2010)*, 2010, p. 1768.
 8. Oleschuk, V., Grandi, G. and Sanjeevikumar, P., Simulation of processes in dual three-phase system on the base of four inverters with synchronized modulation, *Advances in Power Electronics*, vol. 2011, 2011, art. ID 581306 9.
 9. 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.
 10. Park, Y. and Sul, S.-K., Pulsewidth modulation strategy in double-delta sourced winding, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2018, no. 3, vol. 54, p. 2550.
 11. Олещук, В., Синхронная многозонная модуляция для регулирования силовых электронных преобразовательных систем на базе инверторов напряжения: Обзор результатов последних исследований, *Электронная обработка материалов, ЭОМ*, 2022, т. 58, № 5, с. 51.
 12. Олещук, В., Синхронно регулируемые электронные преобразовательные устройства повышенной мощности на базе инверторов с отсекающими диодами, регулируемых с помощью широтно-импульсной модуляции, *Электронная обработка материалов, ЭОМ*, 2023, т. 59, № 5, с. 90.
 13. Oleschuk, V. and Tirsu, M., Basic aspects of the theoretical and practical relevance of the method of synchronous multi-zone PWM for power inverters. In: *IEEE Proceedings: Int. Conf. on Electromechanical and Power Systems (SIELMEN'2023)*, 2023, 8 p.
 14. Dawson, D.M., Jun Hu and Burg, T.C., *Nonlinear Control of Electric Machinery*. New York: Marcel Dekker, Inc., 1998.
 15. Boukas, T.K. and Habetler, T.G., Nonlinear sensorless speed control for the induction machine utilizing a high-performance embedded DSP. In: *IEEE Proceedings: Applied Power Electron. Conf. (APEC'04)*, 2004, p. 552.
 16. Piazza, M.C.D. and Pucci, M., Techniques for efficiency improvement in PWM motor drives, *Electr. Power Syst. Res.*, 2016, no. 7, vol. 136, p. 270.
 17. Sruthi, M., Nagamani, C. and Ilango, G.S., An improved algorithm for direct computation of optimal voltage and frequency for induction motors, *Eng. Sci. Technol., an Int. J.*, 2017, vol. 20, no. 5, p. 1439.
 18. Khlifi, M.A., Behavior of a dual stator induction machine fed by neutral point clamped multilevel inverter, *J. Energy*, 2018, vol. 2018, art. ID 6968023.
 19. Abdelati, R. and Mimouni, M., Optimal control strategy of an induction motor for loss minimization using Pontryagin principle, *Eur. J. Control*, 2019, no. 9, vol. 49, p. 94.
 20. Graciola, C.L., Goedel, A., Angélico, B.A., Castoldi, M.F., et al., Energy efficiency optimization strategy for scalar control of three-phase induction motors, *J. Contr., Autom. Electr. Syst.*, 2022, vol. 33, p. 1032.
 21. Oleschuk, V., Ermuratski, V., Bojoi, R., Profumo, F., et al., Analysis of standard and non-standard control modes for modular converters with synchronous modulation, *Proc. Eur. Conf. on Power Electronics and Applications (EPE'2005)*, 2005, 10 p.
 22. Oleschuk, V. and Kazmierkowski, M.P., Dual-source fed multiphase traction system with standard and non-standard control regimes based on synchronized PWM, *Proc. of the IEEE/EPE Power Electronics and Motion Control Conf. (EPE-PEMC'2008)*, 2008, p. 1571.
 23. Oleschuk, V., Prudeak, R. and Sizov, A., Non-standard control modes of asymmetrical six-phase converters with synchronized modulation, *Problems of the Regional Energetics*, 2012, no. 2 (19), p. 7.
 24. Oleschuk, V., Sanjeevikumar, P., Cernat, M., Fedak, V., et al., Multiphase quad-inverter system with feedforward synchronous PWM and nonlinear voltage regulation. In: *IEEE Proc.: Int. Conf. on Power Electronics and Motion Control (PEMC'2016)*, 2016, p. 1180.
 25. Oleschuk, V., Nonlinear control of the open-loop open-winding motor system with modulated converters, *Problems of the Regional Energetics*, 2017, no. 1 (33), p. 8.
 26. Oleschuk, V., Tirsu, M. and Vasiliev, I., Non-linear smooth PWM control of power electronic installation with two stator windings of induction motor. In: *IEEE Proc.: Int. Conf. on Modern Power Systems (MPS'2023)*, 2023, 5 p.

Summary

The modified method of the synchronous pulse-width regulation of inverters of variable-voltage variable-frequency electric drives makes it possible to provide control modes with the required nonlinear relationships between the magnitude of the output voltage of the inverter unit and the operating frequency of an ac drive. Thus modernized techniques and algorithms for the synchronous pulse-width regulation of inverter units of three-phase and six-phase variable-frequency electric drives ensure continuous synchronization and symmetry of the phase and line voltages in systems over the entire control range. In the spectra of the base voltages of the systems, there were no even harmonics and subharmonics (of operating frequency of drives), thereby helping to reduce losses in those installations and increase the efficiency of their operation.

Keywords: converters of parameters of electrical energy based on voltage source inverters, algorithms of pulse-width regulation, variable-frequency electric drives with specialized loads, harmonic composition of the output voltage of inverter blocks