

# Синхронно регулируемые электронные преобразовательные устройства повышенной мощности на базе инверторов с отсекающими диодами, регулируемых с помощью широтно-импульсной модуляции

В. И. Олещук

*Институт энергетики, Технический университет Молдовы,  
г. Кишинев, MD-2028, Молдова  
e-mail: [oleschukv@hotmail.com](mailto:oleschukv@hotmail.com)*

Поступила в редакцию 11.08.2023

После доработки 12.09.2023

Принята к публикации 15.09.2023

Выполнен краткий обзор развития и диссеминации метода синхронной многозонной векторной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) применительно к регулированию инверторов с отсекающими диодами, являющихся основными исполнительными элементами систем мощного регулируемого электропривода переменного тока. Показано, что модифицированные схемы и алгоритмы управления и синхронной многозонной ШИМ инверторов с отсекающими диодами обеспечивают минимизацию величины синхронного напряжения, а также непрерывную синхронизацию и симметрию базовых фазных и линейных напряжений в системах на всем диапазоне регулирования электроприводов на основе модулированных инверторов. В спектре фазного и линейного напряжения систем трехфазного и шестифазного электропривода при этом отсутствуют четные гармоники и субгармоники, что способствует снижению потерь в системах и повышению эффективности их функционирования. Сопоставительным анализом интегральных спектральных характеристик базовых форм напряжения систем регулируемого электропривода на основе ШИМ-инверторов с отсекающими диодами сформулированы рекомендации по рациональному выбору схем и алгоритмов синхронной многозонной модуляции для соответствующих устройств и систем в зависимости от режимов их функционирования.

*Ключевые слова:* силовая электроника, трехфазный инвертор напряжения, алгоритмы управления и модуляции, регулируемый электропривод переменного тока, спектральный состав фазного и линейного напряжений

УДК 621.314.572

<https://doi.org/10.52577/eom.2023.59.5.90>

## ВВЕДЕНИЕ

Силовые преобразователи параметров электрической энергии на базе мощных полупроводниковых переключающих элементов (тиристоров и мощных транзисторов) находят в настоящее время все большее применение в промышленности, коммунальном хозяйстве, электрическом транспорте, в системах возобновляемой электроэнергетики и т.д. [1, 2].

В частности, одними из перспективных топологий электроприводов переменного тока являются системы с разомкнутыми статорными обмотками асинхронного электродвигателя, питающиеся от двух инверторов напряжения [3–10], включая системы на базе инверторов со средней точкой источника питания [7–10]. Также к числу двухинверторных систем регулируемого электропривода относятся системы с двумя статорными обмотками электродвигателя

[11, 12]. Среди систем электропривода повышенной мощности следует отметить также трехинверторные [13–15] и четырехинверторные [16–20] преобразовательные устройства на базе инверторов с отсекающими диодами.

Параметры и характеристики преобразовательных систем на базе инверторов с отсекающими диодами в значительной степени зависят от используемых для регулирования инверторов методов и способов управления и модуляции. С целью обеспечения непрерывной синхронизации и симметрии базовых форм напряжения в системах повышенной мощности на основе инверторов с отсекающими диодами был разработан и исследован альтернативный метод синхронной многозонной векторной модуляции, а также модифицирован для использования применительно к большинству вышеупомянутых структур и топологий систем трехфазного и шестифазного электропривода [21–30].



## МЕТОД СИНХРОННОЙ МНОГОЗОННОЙ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ С ОТСЕКАЮЩИМИ ДИОДАМИ

Метод синхронной многозонной векторной модуляции сигналов автономных инверторов позволяет обеспечить синхронизацию и симметрию фазного и линейного напряжения преобразовательных систем на базе инверторов с отсекающими диодами на всем диапазоне регулирования [21–30].

Процесс определения параметров сигналов управления инверторов с отсекающими диодами с синхронной многозонной ШИМ для регулируемого электропривода основан на непрерывном вычислении значений промежуточных граничных частот  $F_i$  и  $F_{i-1}$  между поддиапазонами

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

$F_{i-1} = \frac{1}{6(2i-3)\tau}$  (в функции продолжительности

тактового подинтервала  $\tau$ ) и определении на основе этого текущих значений коэффициента синхронизации  $K_s = [1 - (F - F_i)/(F_{i-1} - F_i)]$ , который является важным компонентом приведенных ниже базовых функциональных соотношений для нахождения параметров управляющих сигналов инверторов с отсекающими диодами, приведенных с соответствующими обозначениями на рис. 3 [21, 22].

При этом система уравнений для определения параметров (продолжительностей) управляющих сигналов инверторов и нулевых пауз между ними (см. рис. 3) применительно к преобразовательным устройствам, регулируемым на принципе постоянства отношения величины выходного напряжения инвертора  $V$  к величине выходной частоты  $F$  ( $V/F = \text{const}$ ) включает в свой состав семь базовых функциональных зависимостей [22]:

$$\beta_1 = 1,1m\tau; \quad (1)$$

$$\beta_j = \beta_1 \cos[(j-1,25)\tau K_{ov1}]; \quad (2)$$

$$\gamma_j = \beta_{i-j+1} \{0,5 - 0,87 \tan[(i-j-0,25)\tau]\} K_{ov2}; \quad (3)$$

$$\beta_i = \beta'' = \beta_1 \cos[(i-1,25)\tau K_{ov1}] K_s; \quad (4)$$

$$\gamma_1 = \beta'' \{0,5 - 0,9 \tan[(i-2,2)\tau + (\beta'' + \lambda_{i-1})/2]\} K_s K_{ov2}; \quad (5)$$

$$\lambda_j = \tau - (\beta_j + \beta_{j+1})/2; \quad (6)$$

$$\lambda_i = \lambda' = (\tau - \beta'') K_{ov1} K_s, \quad (7)$$

где  $m = F/F_{max}$  – коэффициент модуляции инверторов, первый коэффициент сверхмодуляции  $K_{ov1} = 1$ , если  $0,907 > m > 0$ , второй коэффициент сверхмодуляции  $K_{ov2} = 1$ , если  $0,952 > m > 0$ , продолжительность центрального управляющего сигнала  $\beta_1 = 1,1\tau m$ , если  $0,907 > m > 0$  и  $\beta_1 = \tau$ , если  $m > 0,952$  [22].

## ДВУХИНВЕРТОРНЫЕ СИСТЕМЫ СИНХРОННО РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ ИНВЕРТОРОВ С ОТСЕКАЮЩИМИ ДИОДАМИ [21–23, 25, 29]

На рис. 4 представлена структура трехфазного электропривода переменного тока с разомкнутыми обмотками асинхронного электродвигателя, регулируемого на базе двух инверторов с отсекающими диодами, питающимися от одного источника постоянного тока [3, 21–23].

На рис. 5–7 показаны базовые формы напряжения в системе (полярные напряжения двух инверторов  $V_{ag}$  и  $V_{axg}$ , и фазное напряжение  $V_{as}$  на обмотках электродвигателя), а также спектральный состав фазного напряжения  $V_{as}$  [21]. Диаграммы, приведенные на рис. 5, представляют базовые напряжения и соответствующую спектрограмму для инверторной системы, регулируемой на основе алгоритмов синхронной модуляции первого рода (PWM1, [25]), диаграммы на рис. 6 демонстрируют аналогичные характеристики для системы, регулируемой на базе алгоритмов синхронной модуляции второго рода (PWM2, [25]), на рис. 7 показаны соответствующие диаграммы для системы, регулируемой на базе алгоритмов синхронной модуляции третьего рода (PWM3, [25]). Средняя частота коммутации вентиля инверторов с отсекающими диодами равна 1000 Гц, выходная частота системы – 40 Гц, коэффициент модуляции инверторов составляет при этом  $m = 0,8$  [21]. Таким образом, приведенные на рис. 5–7 диаграммы подтверждают тот факт, что фазное напряжение в системе электропривода с двумя инверторами с отсекающими диодами, регулируемые на базе алгоритмов синхронной многозонной модуляции, обладает четвертьволновой симметрией и в его спектре отсутствуют четные гармоники и субгармоники (основной частоты).

На рис. 8 представлены результаты определения величины взвешенного коэффициента искажения фазного напряжения  $V_{as}(WTHD = (1/V_{as1}) \sqrt{\sum_{i=2}^{1000} (V_{as_i}/i)^2})$  в функции коэффициента модуляции  $m$  ( $m = 0.3–0.9$ ) двух инверторов системы электропривода, регули-

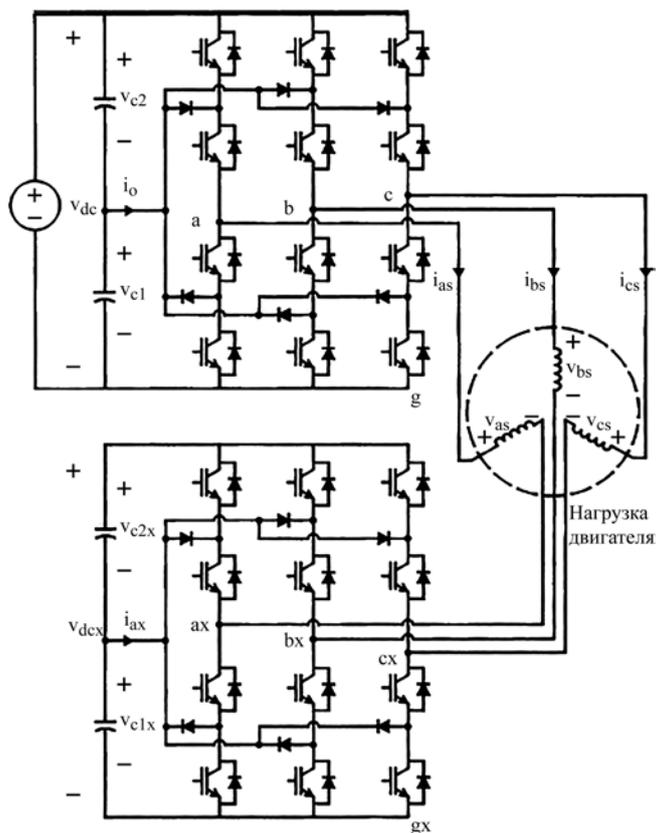


Рис. 4. Система электропривода с разомкнутыми обмотками электродвигателя, регулируемого на базе двух инверторов с отсекающими диодами с синхронной многозонной ШИМ [21].

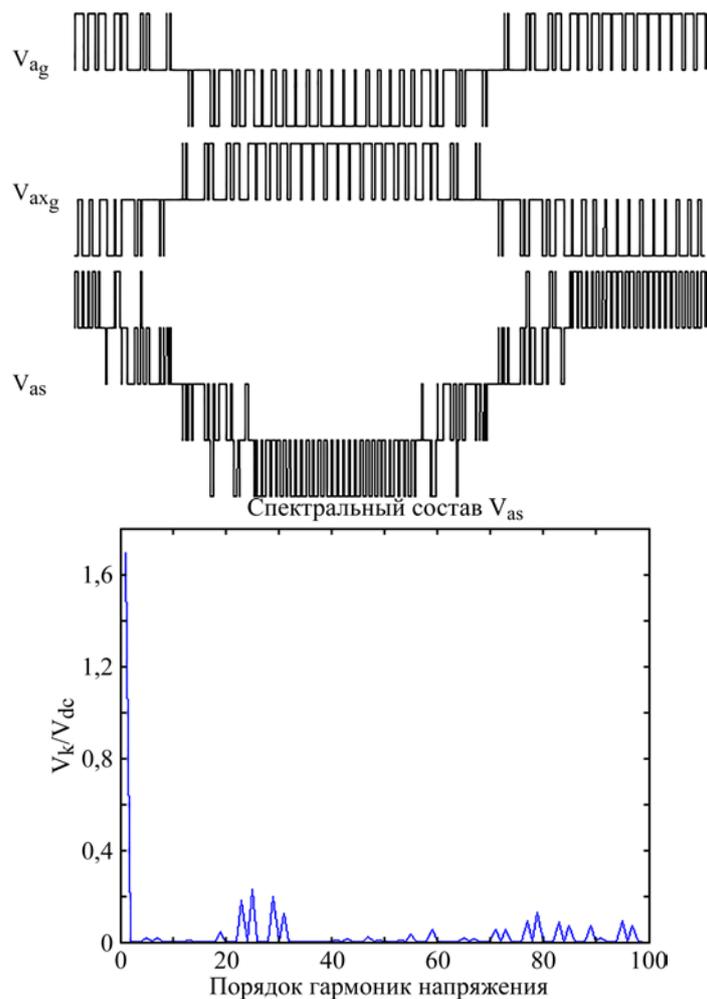
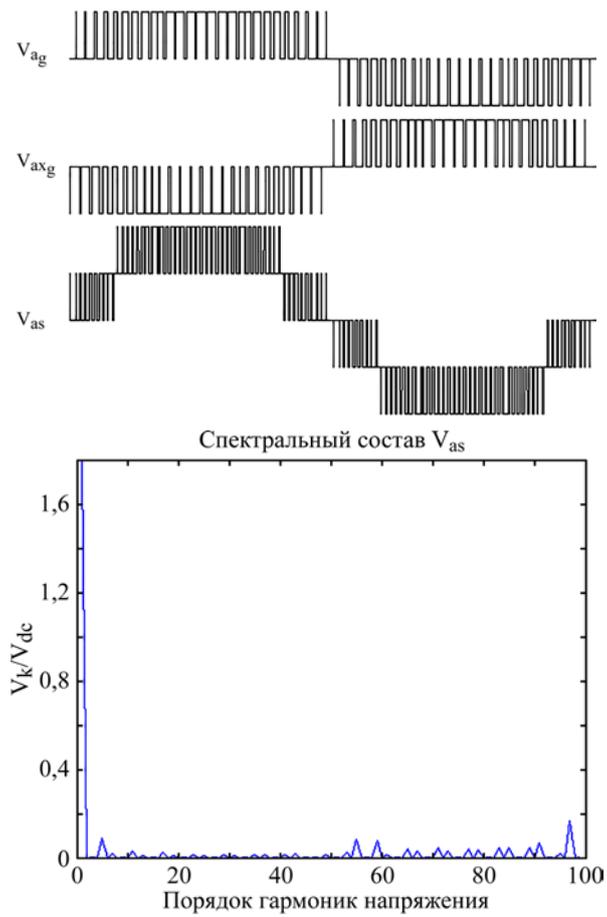
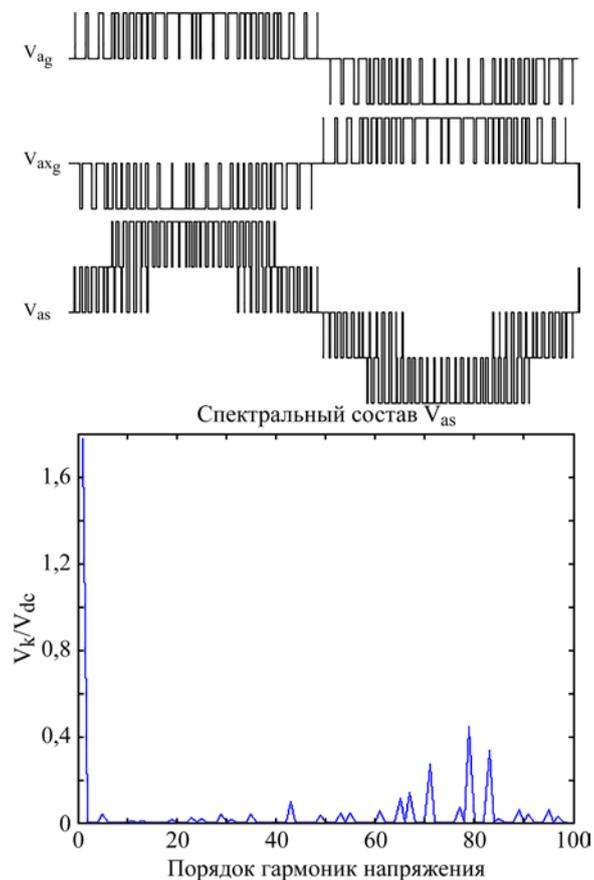


Рис. 5. Базовые формы напряжения и спектрограмма фазного напряжения системы, регулируемой на основе алгоритмов синхронной модуляции первого рода (PWM1) [21].



**Рис. 6.** Базовые формы напряжения и спектрограмма фазного напряжения системы, регулируемой на основе алгоритмов синхронной модуляции второго рода (PWM2) [21].



**Рис. 7.** Базовые формы напряжения и спектрограмма фазного напряжения системы, регулируемой на основе алгоритмов синхронной модуляции третьего рода (PWM3) [21].

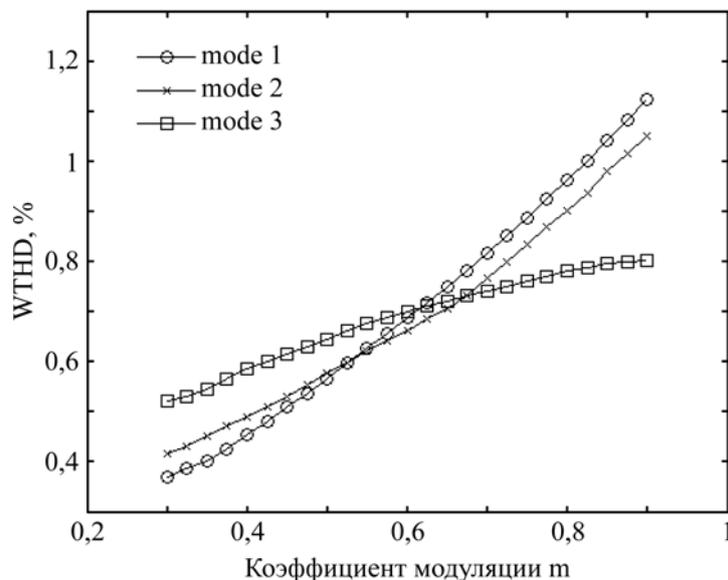


Рис. 8. Взвешенный коэффициент искажения фазного напряжения в системе ( $WTHD$ ) в функции коэффициента модуляции инверторов [21].

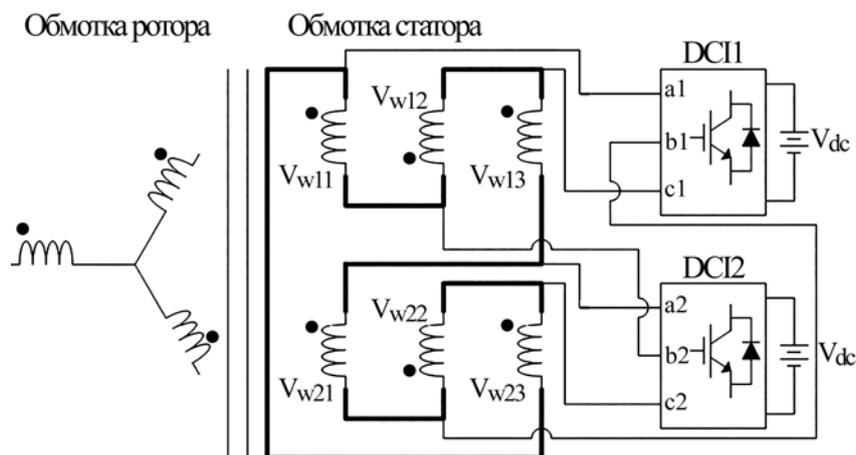


Рис. 9. Топология двухинверторной системы электропривода с двумя статорными обмотками электродвигателя [29].

руемых (по закону скалярного управления  $V/F = const$ ) на базе алгоритмов синхронной ШИМ первого рода ( $PWM1mode1$ ), алгоритмов синхронной ШИМ второго рода ( $PWM2mode2$ ) и алгоритмов синхронной ШИМ третьего рода ( $PWM3mode3$ ) [21]. Частота коммутации вентиля инверторов равна 1000 Гц.

Представленные на рис. 8 результаты сопоставительного анализа интегральных спектральных характеристик фазного напряжения в системе подтверждают тот факт, что при низких значениях коэффициента модуляции инверторов пониженные значения коэффициента искажения фазного напряжения наблюдаются при использовании для регулирования системы алгоритмов синхронной ШИМ первого и второго рода ( $PWM1$  и  $PWM2$ ), а в зоне повышенных значений индекса модуляции инверторов ( $m > 0,7$ ) сниженные значения коэффициента искажения фазного напряжения достигаются при использовании алгоритмов синхронной модуляции третьего рода ( $PWM3$ ) [21].

На рис. 9 представлена принципиально другая топология системы регулируемого электропривода с двумя статорными обмотками асинхронного электродвигателя, специальным образом подключенными (см. жирные линии на рис. 9) к соответствующим выходным цепям двух инверторов с отсекающими диодами (DCI1 и DCI2) [11, 12, 29].

На рис. 10 представлены основные формы напряжения и спектр фазного напряжения в системе электропривода с двумя статорными обмотками асинхронной машины (относительные значения полярного и линейного напряжений первого инвертора (DCI1) с отсекающими диодами  $-V_{ab}$ ,  $V_{b1}$  и  $V_{ab1}$ , напряжением статорной обмотки электродвигателя  $V_{w11}$ , а также гармонический состав напряжения  $V_{w11}$ ) применительно к случаю регулирования инверторов системы в соответствии с алгоритмами синхронной модуляции первого рода ( $PWM1$ ) [29]. Основная частота системы  $F = 40$  Гц, частота коммутации вентиля инверторов составляет 1100 Гц, коэффициент

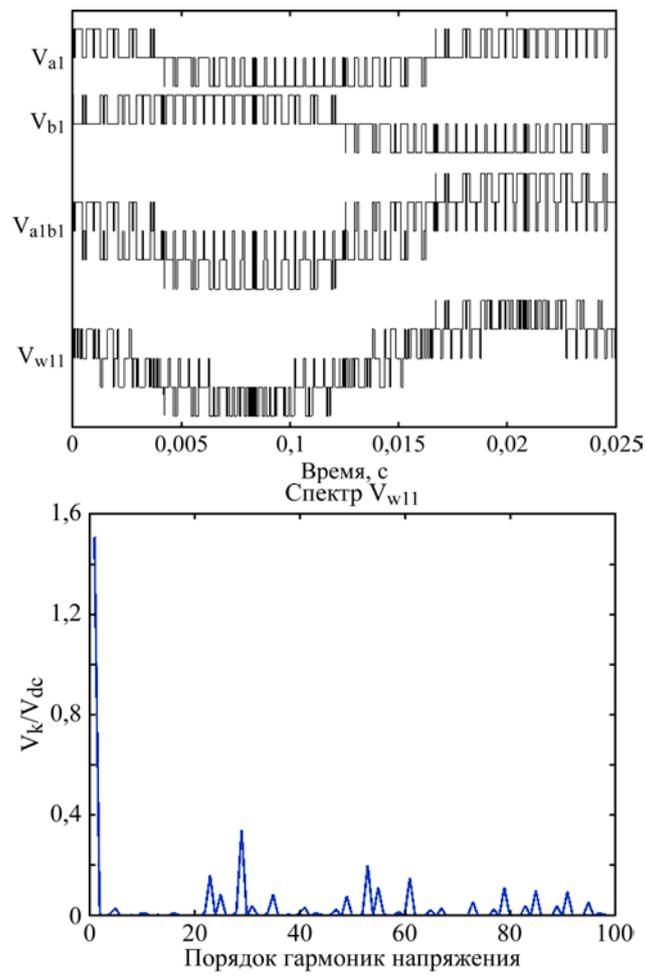


Рис. 10. Базовые напряжения в системе и спектрограмма напряжения на статорной обмотке электродвигателя (PWM1) [29].

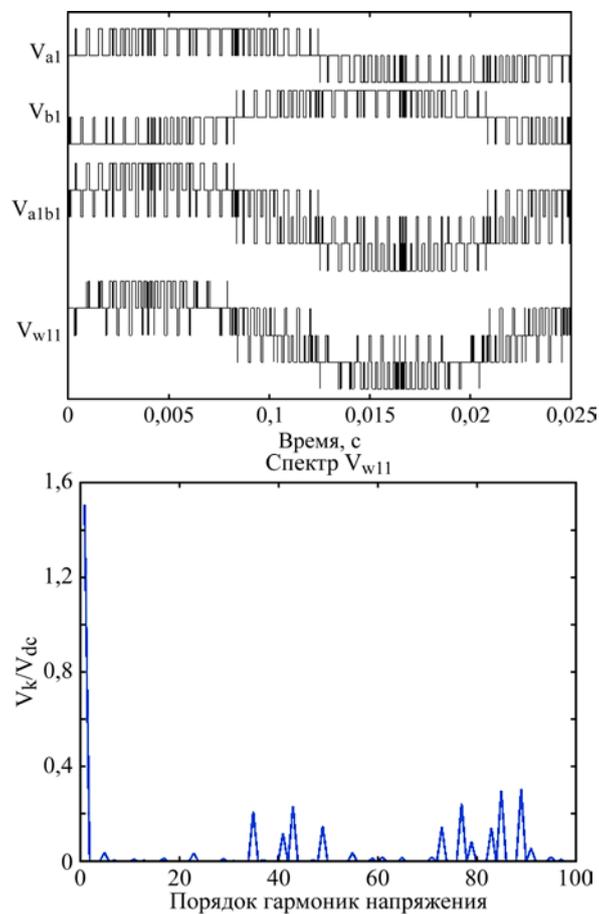


Рис. 11. Базовые напряжения в системе и спектрограмма напряжения на статорной обмотке электродвигателя (PWM2) [29].

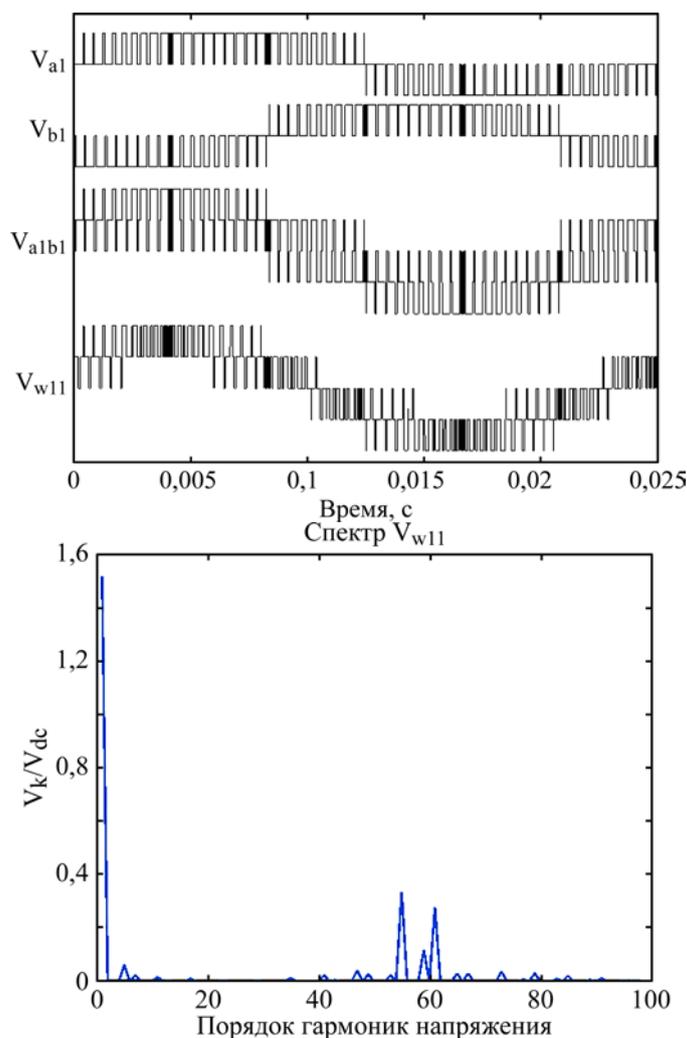


Рис. 12. Базовые напряжения в системе и спектрограмма напряжения на статорной обмотке электродвигателя (PWM3) [29].

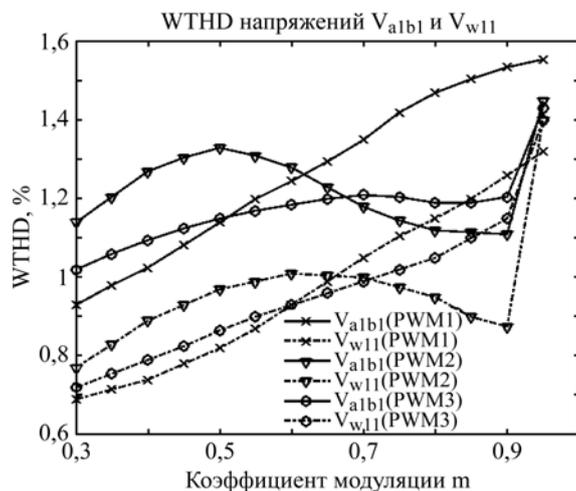


Рис. 13. Взвешенный коэффициент искажения напряжений (*WTHD*) в функции коэффициента модуляции инверторов с отсекающими диодами [29].

модуляции инверторов с отсекающими диодами равен  $m = 0,8$ .

На рис. 11 и 12 представлены аналогичные диаграммы и спектрограммы применительно к системам, регулируемым на базе алгоритмов синхронной многозонной модуляции второго типа (PWM2, рис. 11), и к системам, регулируемым на основе алгоритмов синхронной

многозонной модуляции третьего типа (PWM3, рис. 12) [29].

На рис. 13 представлены результаты определения взвешенного суммарного коэффициента гармонических искажений

$$(WTHD = (1/V_{w11}) \sqrt{\sum_{i=2}^{1000} (V_{w11i}/i)^2})$$

напряжений  $V_{a1b1}$  и  $V_{w11}$  системы электропривода с двумя

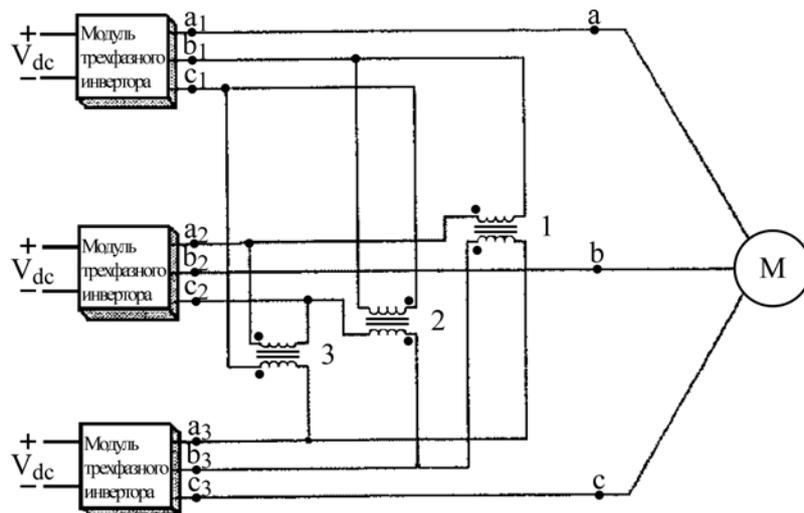


Рис. 14. Топология преобразовательной системы модульного типа на базе трех инверторов с отсекающими диодами [13, 28].

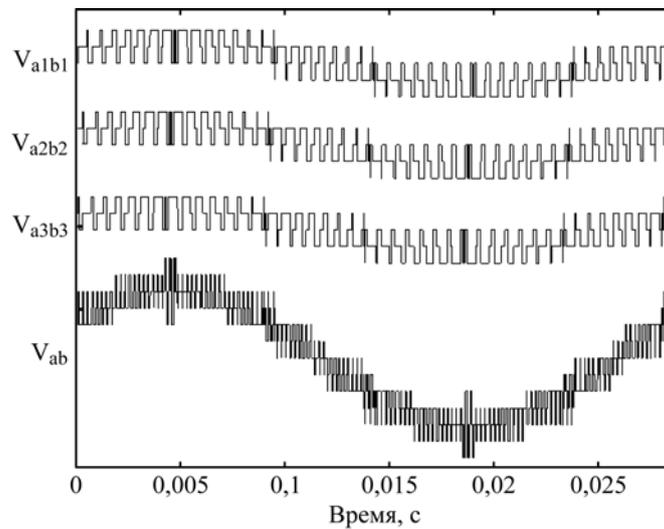


Рис. 15. Линейные напряжения в системе на базе трех инверторов с алгоритмами синхронной ШИМ второго рода (PWM2) [28].

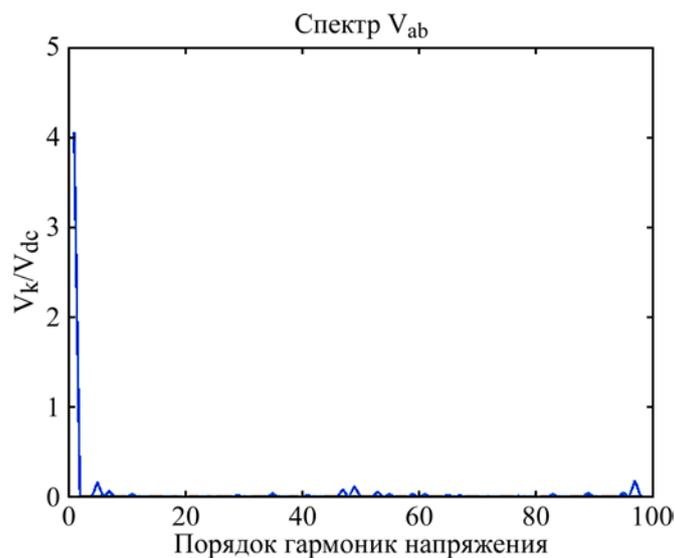


Рис. 16. Спектрограмма результирующего линейного напряжения  $V_{ab}$  (PWM2) [28].

статорными обмотками электродвигателя на базе двух инверторов с отсекающими диодами, с частотой коммутации вентилях инверторов, равной 1100 Гц, регулируемых на основе трех вышеупомянутых схем синхронной многозонной модуляции (PWM1, PWM2 и PWM3) [29]. Пред-

ставленные результаты показывают, что при низких и средних значениях коэффициента модуляции инверторов использование алгоритмов синхронной модуляции первого и третьего родов (PWM1 и PWM3) позволяет обеспечить меньший коэффициент искажения на

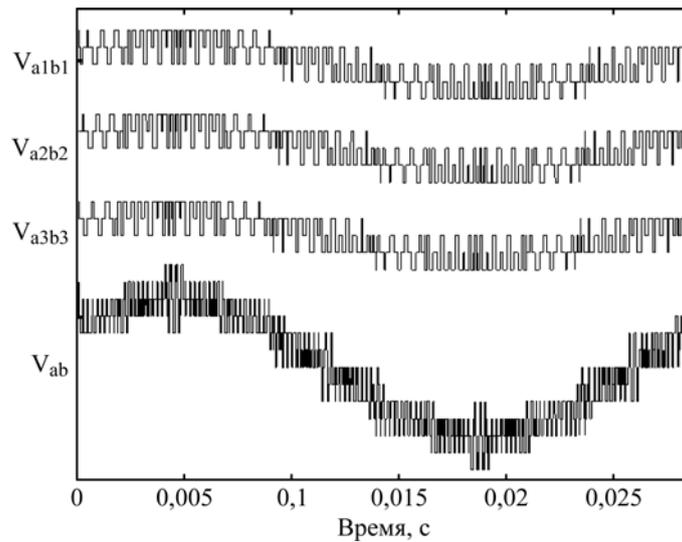


Рис. 17. Линейные напряжения в системе на базе трех инверторов с алгоритмами синхронной ШИМ третьего рода (PWM3) [28].

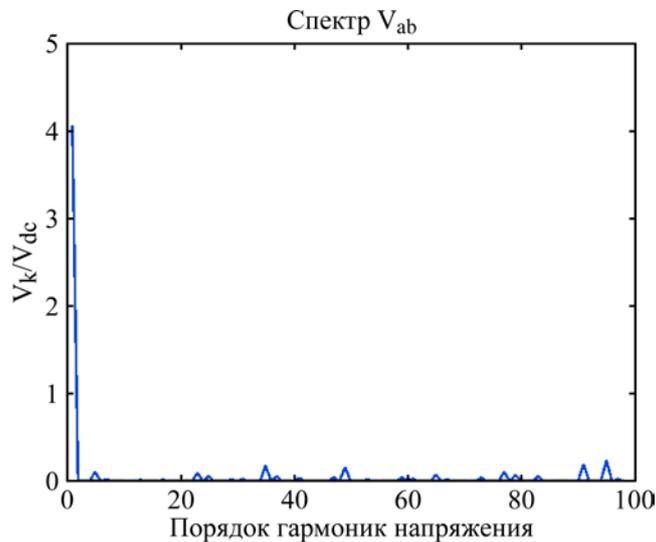


Рис. 18. Спектрограмма результирующего линейного напряжения  $V_{ab}$  (PWM3) [28].

статорных обмотках электродвигателя, чем в случае использования для регулирования системы алгоритмов синхронной ШИМ второго рода (PWM2) [29].

### ТРЕХИНВЕРТОРНЫЕ СИСТЕМЫ СИНХРОННО РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ ИНВЕРТОРОВ С ОТСЕКАЮЩИМИ ДИОДАМИ [28, 30]

Перспективной структурой преобразователей для электроприводов переменного тока средней и большой мощности является преобразовательная система на базе трех инверторов и промежуточного трансформатора (с установленной мощностью 0,33 от общей мощности системы) со специфической схемой соединения между собой выходных цепей инверторов, обмоток трансформатора и статорных обмоток трехфазного электродвигателя (рис. 14, [13, 28]).

На рис. 15–18 представлены результаты моделирования процессов в системе на базе

модульного трехинверторного преобразователя, функционирующего в зоне средних рабочих частот системы электропривода ( $F = 35$  Гц,  $m = 0,7$ ). Средняя частота коммутации вентилях трех инверторов с отсекающими диодами принята равной 1000 Гц. В анализируемом режиме управления результирующее линейное напряжение  $V_{ab}$  на обмотках электродвигателя характеризуется 4х-уровневыми и 5и-уровневыми формами напряжения [28].

На рис. 19 представлены результаты определения взвешенного коэффициента искажения линейных напряжений  $V_{a1b1}$  и  $V_{ab}$

( $WTHD = (1/V_{ab_1}) (\sum_{k=2}^{1000} (V_{ab_k} / k)^2)^{0,5}$ ) в функции

индекса модуляции инверторов  $m = F/F_{max}$  для системы, регулируемой на базе алгоритмов синхронной многозонной ШИМ второго и третьего рода (PWM2 и PWM3). Средняя частота коммутации вентилях инверторов принята равной 1000 Гц [28].

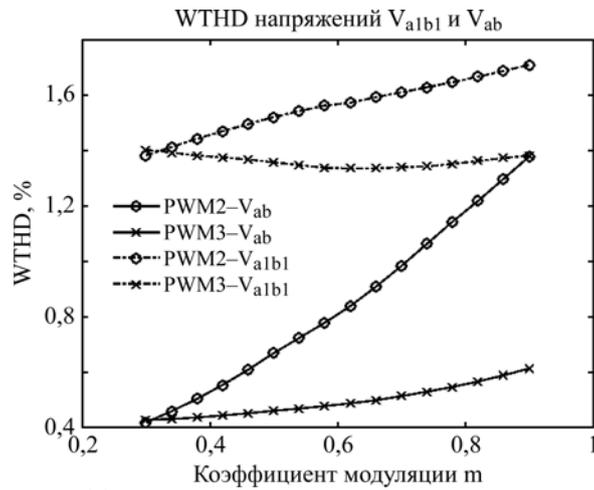


Рис. 19. Взвешенный коэффициент искажения (WTHD) линейных напряжений в системе [28].

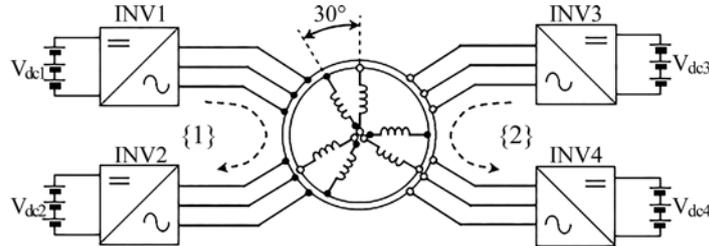


Рис. 20. Топология шестифазной системы с разомкнутыми обмотками асинхронного электродвигателя, регулируемого на базе четырех инверторов с отсекающими диодами, сгруппированных в два блока (INV1+INV2 и INV3+INV4) [24].

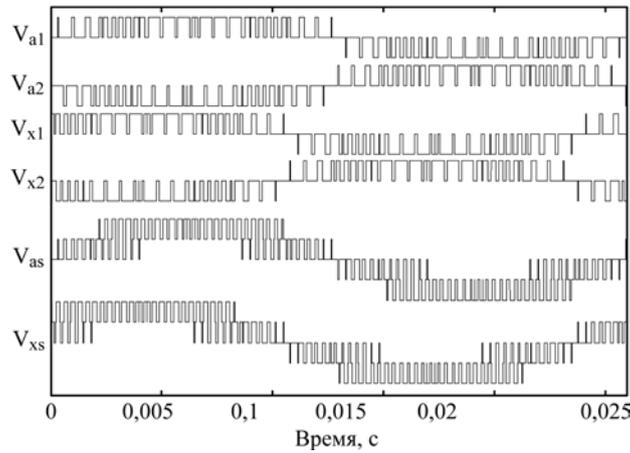


Рис. 21. Полярные напряжения  $V_{a1}$ ,  $V_{a2}$ ,  $V_{x1}$ ,  $V_{x2}$ , линейные напряжения  $V_{a1b1}$ ,  $V_{x1y1}$  и фазные напряжения  $V_{as}$  и  $V_{xs}$  в шести-фазной системе на базе четырех инверторов с алгоритмами синхронной ШИМ третьего рода (PWM3,  $F = 38$  Гц,  $m_1 = m_2 = m_3 = m_4 = 0,76$ , частота коммутации вентилей инверторов  $F_s = 1000$  Гц) [24].

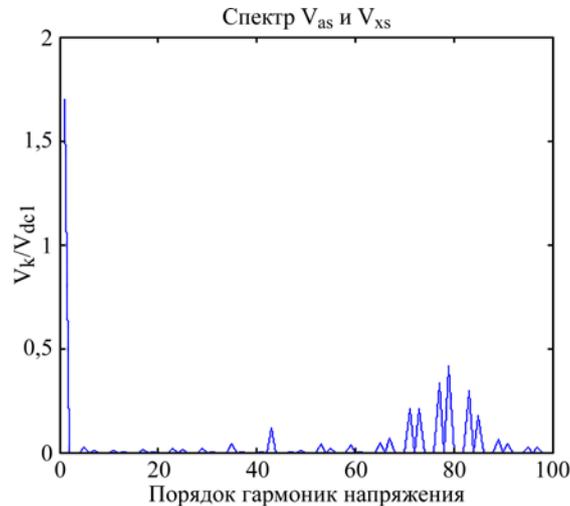


Рис. 22. Гармонический состав фазного напряжения  $V_{as}$  [24].

Данные, приведенные на рис. 19, показывают, что использование третьей версии (PWM3) схемы синхронной многозонной модуляции для регулирования инверторов системы позволяет обеспечить на всем диапазоне регулирования уменьшенные значения коэффициента искажения результирующего линейного напряжения  $V_{ab}$  по сравнению с вариантом использования для регулирования системы алгоритмов синхронной ШИМ второго рода (PWM2) [28].

#### ЧЕТЫРЕХИНВЕРТОРНЫЕ СИСТЕМЫ СИНХРОННО РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ ИНВЕРТОРОВ С ОТСЕКАЮЩИМИ ДИОДАМИ [24–27]

Перспективными структурами систем регулируемого электропривода повышенной мощности являются шестифазные системы со сдвоенными разомкнутыми статорными обмотками электродвигателя, регулируемые на базе четырех инверторов напряжения [16–20, 24–27]. На рис. 20 показана базовая топология этой системы, которая включает в себя два инверторных блока (INV1+INV2 и INV3+INV4) на основе четырех инверторов с отсекающими диодами, питающих асимметричный шестифазный асинхронный двигатель с двумя наборами статорных обмоток электрической машины [27].

На диаграммах, изображенных на рис. 21 и 22, приведены базовые формы напряжений в шестифазной системе (рис. 21), а также характеристики гармонического состава фазного напряжения (рис. 22) применительно к режиму работы системы с равными величинами напряжений источников питания постоянного тока ( $V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc3} = V_{dc4}$ ) и при одинаковых значениях коэффициента модуляции инверторов ( $m_1 = m_2 = m_3 = m_4 = 0,7$ ) [24].

В случае неравенства напряжений источников питания четырехинверторной преобразовательной системы для обеспечения необходимого баланса мощностей (требуемых соотношений P1/P2 и P3/P4 между мощностями четырех источников питания двух инверторных блоков) представляется целесообразным регулировать шестифазную систему на базе соответствующих зависимостей, связывающих между собой амплитуды напряжения источников питания, коэффициенты модуляции четырех инверторов, а также требуемое соотношение мощностей между источниками питания [24]:

$$\frac{m_1 V_{dc1}}{m_2 V_{dc2}} = \frac{P_1}{P_2}, \quad \frac{m_3 V_{dc3}}{m_4 V_{dc4}} = \frac{P_3}{P_4}. \quad (8)$$

Таким образом, с учетом (8) для успешной балансировки шестифазной четырехинверторной системы в процессе регулирования целесообразно обеспечивать следующее функциональное соотношение [24]:

$$m_1 V_{dc1} P_2 + m_2 V_{dc2} P_1 = m_3 V_{dc3} P_4 + m_4 V_{dc4} P_3, \quad (9)$$

в котором относительные значения установленной мощности каждого из четырех инверторов (а также мощности соответствующих источников электропитания) выражаются как соответствующая дробная часть общей мощности преобразовательной системы, принятой за единицу.

Для иллюстрации сбалансированной работы шестифазной преобразовательной системы с соответствующим образом распределенными мощностями между источниками электропитания с разными амплитудами питающего напряжения на рис. 23 и 24 представлены базовые формы напряжений в системе (рис. 23), а также спектральный состав фазного напряжения  $V_{as}$  [24].

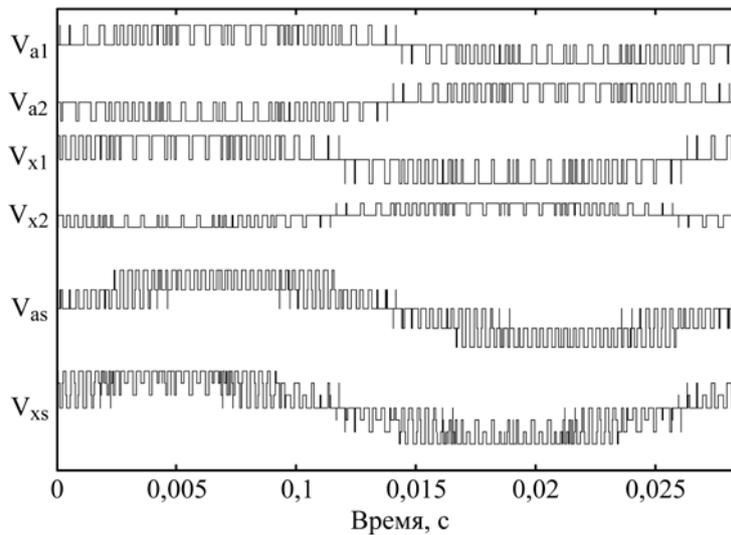
Результаты анализа диаграмм и спектрограмм основных напряжений, представленных на рис. 21–24, подтверждают тот факт, что в системах шестифазного электропривода на базе инверторов с отсекающими диодами с алгоритмами синхронной многозонной ШИМ на всем диапазоне регулирования обеспечивается симметрия фазных и линейных напряжений, в спектрах которых отсутствуют четные гармоники и субгармоники (основной частоты) [24].

С целью сопоставительного анализа интегральных спектральных характеристик фазного напряжения в системах асимметричного сдвоенного трехфазного электропривода как на базе двух, так и на базе четырех инверторов с отсекающими диодами на рис. 25 представлены результаты вычисления соответствующих значений взвешенного коэффициента искажения фазного напряжения  $V_{as}$  на обмотках электродвигателя

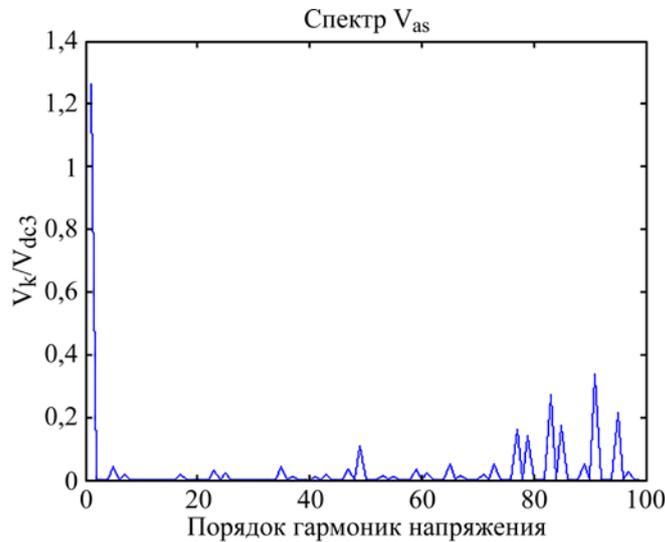
$$(WTHD = (1/V_{as1}) (\sum_{k=2}^{1000} (V_{as_k} / k)^2)^{0,5})$$

в функции коэффициента модуляции  $m$  инверторов, регулируемых на базе алгоритмов синхронной многозонной ШИМ второго (PWM2) и третьего (PWM3) рода (кривые PWM2-2INV, PWM2-4INV, PWM3-2INV, PWM3-4INV на рис. 25) [24].

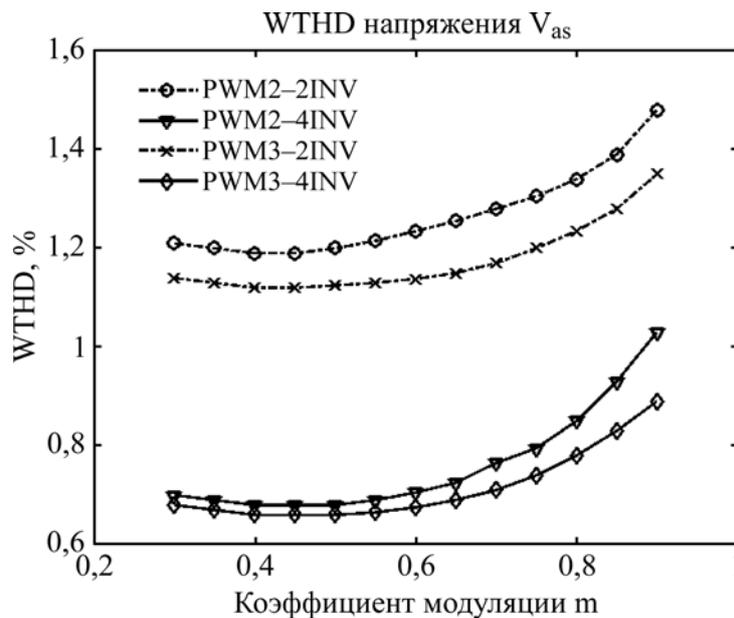
Принято, что напряжения источников питания во всех анализируемых вариантах равны между собой, также равны между собой коэффициенты модуляции инверторов, обеспечивающих регулирование систем электропривода по закону



**Рис. 23.** Полярные напряжения  $V_{a1}$ ,  $V_{a2}$ ,  $V_{x1}$ ,  $V_{x2}$ , линейные напряжения  $V_{a1b1}$ ,  $V_{x1y1}$  и фазные напряжения  $V_{as}$  и  $V_{xs}$  в шестифазной системе на базе четырех инверторов с алгоритмами синхронной ШИМ третьего рода (PWM3,  $F = 35$  Гц,  $V_{dc4} = 0,5V_{dc3}$ ,  $V_{dc1} = V_{dc2} = 0,8V_{dc3}$ ,  $m_1 = m_2 = 0,7$ ,  $m_3 = m_4 = 0,74$ , частота коммутации вентилях инверторов  $F_s = 1000$  Hz) [24].



**Рис. 24.** Спектральный состав фазного напряжения  $V_{as}$  [24].



**Рис. 25.** Взвешенный коэффициент искажения ( $WTHD$ ) фазного напряжения в системе двойного трехфазного электропривода на базе двух инверторов с синхронной многозонной ШИМ (PWM2-2INV, PWM3-2INV) и на базе четырех инверторов с синхронной многозонной модуляцией (PWM2-4INV, PWM3-4INV) [24].

постоянства отношения величины фазного напряжения к рабочей частоте систем, частота коммутации вентиля инверторов которых равна 1000 Гц.

Таким образом, приведенные на рис. 25 данные показывают, что коэффициент искажения фазного напряжения электродвигателей в системах на базе четырех инверторов с отсекающими диодами существенно меньше коэффициента искажения фазного напряжения двигателей в сдвоенных трехфазных системах электропривода на базе двух инверторов [24].

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Метод синхронной многозонной ШИМ векторного типа, впервые разработанный для регулирования стандартных трехфазных инверторов напряжения, был модернизирован и модифицирован применительно к использованию в других многообещающих структурах инверторных систем, включая системы на базе инверторов с отсекающими диодами, перспективных для использования в преобразовательных системах повышенной мощности, в том числе в системах регулируемого электропривода средней и большой мощности. При этом показано, что модифицированные схемы и алгоритмы управления и синхронной многозонной ШИМ инверторов с отсекающими диодами обеспечивают минимизацию величины синхронного напряжения, а также непрерывную синхронизацию и симметрию базовых фазных и линейных напряжений в системах на всем диапазоне регулирования мощных электроприводов на основе ШИМ-инверторов с отсекающими диодами. В спектрах фазного и линейного напряжения систем трехфазного и шестифазного электропривода на базе инверторов с отсекающими диодами с алгоритмами синхронной многозонной модуляции при этом отсутствуют четные гармоники и субгармоники (основной частоты), что способствует снижению потерь в системах и повышению эффективности их функционирования.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Abu-Rub, H., Malinowski, M. and Al-Haddad, K., *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2014.
2. Bose, B.K., Power electronics, smart grid, and renewable energy systems, *Proc. of the IEEE*, 2017, no. 11, vol. 105, p. 2011.
3. Corzine, K.A., Wielebski, M.W., Peng, F.Z. and Wang, J., Control of cascaded multilevel inverters, *IEEE Trans. on Power Electron.*, 2004, no. 3, vol. 19, p. 732.
4. Grandi, G., Rossi, C., Lega, A. and Casadei, D., Multilevel operation of a dual two-level inverter with power balancing capability. In: *IEEE Proc.: Ind. Appl. Soc. Conf. (IAS'2006)*, 2006, 8 p.
5. 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.
6. Gupta, R., Ghosh, A. and Joshi, A., Switching characterization of cascaded multilevel-inverter-controlled systems, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2008, no. 3, vol. 55, p. 1047.
7. Ge, B., Peng, F.Z., de Almeida, A. and Abu-Rub, H., An effective control technique for medium-voltage high-power induction motor fed by cascaded neutral-point-clamped inverter, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2010, no. 8, vol. 57, p. 2659.
8. Boller, B., Holtz, J. and Rathore, A., Neutral-point potential balancing using synchronous optimal pulsewidth modulation of multilevel inverters in medium-voltage high-power ac drives, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2014, no. 1, vol. 50, p. 549.
9. Huu-Cong Vu, Tuyen D. Nguyen, Tae-Won Chun and Hong-Hee Lee, New virtual space vector modulation scheme to eliminate common-mode voltage with balanced neutral-point voltage for three-level NPC inverters. In: *IEEE Proc.: Int'l Future Energy Electronics Conf. and ECCE Asia (IFEEC 2017 – ECCE Asia)*, 2017, p. 313.
10. Qingqing Yuan, Jinyue Qian and An Li, A simplified common-mode voltage suppression and neutral-point potential control for the NPC three-level inverter, *J. Electr. Eng. Technol.*, 2019, vol. 14, p. 2389.
11. Park, Y., Yoo, J.-M. and Sul, S.-K., Double-delta sourced winding for dual winding induction machine. In: *IEEE Proc.: Int'l 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. 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.
14. Hagiwara, M. and Akagi, H., Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters, *IEEE Trans. Power Electr.*, 2009, no. 7, vol. 24, p. 1737.
15. Yin Li and Lingling Fan, Modular multilevel converter based induction machine drive. In: *IEEE Proc.: North American Power Symp. (NAPS'2015)*, 2015, p. 173.
16. Grandi, G., Tani, A., Sanjeevkumar, 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.
17. Reddy, B.V., Somasekhar, V.T. and Kalyan, Y., Decoupled space-vector PWM strategies for a four-level asymmetrical open-end winding induction motor drive with waveform symmetries, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2011, no. 11, vol. 58, p. 5130.
  18. Tani, A., Serra, G., Mengoni, M., Zarri, L., et al., Dynamic stator current sharing in quadruple three-phase induction motor drives. In: *IEEE Proc.: Ind. Electron. Society Conf. (IECON'2013)*, 2013, p. 5173.
  19. 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, vol. 7, no. 6, p. 441.
  20. Sanjeevikumar, P., Grandi, G., Bllabjerg, F., Ojo, O., et al., Power sharing algorithm for vector controlled six-phase ac motor with four customary three-phase voltage source inverter drive, *Eng. Sci. Technol.*, 2015, vol. 18, no. 3, p. 408.
  21. Oleschuk, V., Profumo, F., Tenconi, A., Bojoi, R., et al., Cascaded three-level inverters with synchronized space-vector modulation. In: *IEEE Proc.: Ind. Appl. Soc. Conf. (IAS'2006)*, 2006, p. 595.
  22. Oleschuk, V. and Grandi, G., Algorithms, schemes and techniques of space-vector modulation for dual-inverter systems with symmetrical multilevel phase voltage, *International Review on Modeling and Simulation*, 2012, vol. 5, no. 5, p. 1877.
  23. Oleschuk, V., PWM methods providing phase voltage symmetry in dual-inverter fed drives: Systems modeling and simulation, *Przeglad Electrotechniczny*, 2013, vol. 89, no. 6, p. 61.
  24. Oleschuk, V., Gregor, R., Rodas, J. and Giangreco, A., Dual three-phase system based on four neutral-point-clamped inverters with synchronized space-vector modulation. In: *Proc. of European Conf. on Power Electron. and Appl. (EPE'2013)*, 2013, 10 p.
  25. Oleschuk, V., Ermuratskii, V. and Barrero, F., Synchronous balanced control of dual split-phase drive topology with PWM diode-clamped inverters. In: *IEEE Proc.: Ukrainian Conf. on Electrical and Computing Engineering (UKRCOEN'2019)*, 2019, p. 375.
  26. Oleschuk, V., Ermuratskii, V. and Pastor, M., Alternative methods of synchronous space-vector PWM for transport-oriented converters and drives. In: *IEEE Proc.: Int'l Conf. on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE'2019)*, 2019, p. 327.
  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., Ermuratskii, V. and Pastor, M., Synchronous adjustment of modular converter based on diode-clamped inverters with multi-zone PWM. In: *IEEE Proc.: Int'l Conf on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE'2019)*, 2019, p. 3794.
  29. Oleschuk, V. and Vasiliev, I., Motor drive system with double-delta-sourced stator winding and two modulated NPC converters. In: *IEEE Proc.: Int'l Conf. 2020 KhPI Week on Advanced Technology*, 2020, p. 357.
  30. 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.

### Summary

This article provides a brief overview of the development and dissemination of the method of synchronous multi-zone pulse-width modulation (PWM) in relation to the regulation of diode-clamped inverters which are the main executive elements of the medium-power and high-power adjustable speed electric drives. It is shown that the modified schemes and algorithms of synchronous multi-zone PWM, applied for control of diode-clamped inverters, assure providing minimization of the common-mode voltage in systems, as well as continuous synchronization and symmetry of the base phase and linear voltages in drive systems on the base of diode-clamped inverters over the entire control range. There are no even harmonics and subharmonics in the spectra of the phase and line-to-line voltages of three-phase and six-phase drive systems, which helps to reduce losses in systems and increase the efficiency of their operation. As a result of a comparative analysis of the integral spectral characteristics of the main voltage waveforms of adjustable speed drives based on diode-clamped inverters, recommendations are formulated for the rational choice of schemes and algorithms of synchronous multi-zone PWM for the relevant systems and installations, depending on their operating modes.

*Keywords:* power electronics, three-phase voltage inverter, control and modulation algorithms, adjustable AC electric drive, spectral composition of phase and line voltages