

## **Transformer-Based Power Conversion System with Synchronous Adjustment of Modulated Inverters**

**Oleschuk V.**

Institute of Power Engineering  
Kishinau, Republic of Moldova

**Abstract.** Purpose of this work – dissemination of specialized schemes of space-vector modulation for synchronous adjustment of multi-inverter system with power transformer. Multi-winding power transformer systems are between perspective topologies of power conversion systems. Parameters and characteristics of transformer-based ac drives depend largely on the used methods and techniques of control and modulation. These medium-power and high-power systems are characterized by relatively low switching frequency of inverters. Modification of algorithms of space-vector modulation for transformer-based system with several converters allows providing an improvement of spectral composition of winding voltages of the system. Set of control functions includes in this case special correlations for continuous determination of parameters of control signals for this triple-inverter system. Simulation of modulation processes in this structure of system has been executed for different modes of its operation. Analysis of harmonic composition of basic voltage waveforms has been executed. Areas of the rational use of continuous and discontinuous versions of modified algorithms of modulation have been established. It has been found that for the analyzed transformer-based system it is reasonable to use algorithms of continuous modulation at lower and medium output frequencies of the system, and at higher output frequencies, the use of algorithms of discontinuous modulation makes it possible to provide the better spectral composition of the winding voltage. Advanced harmonic composition of spectra of the corresponding voltages allows providing increase of efficiency of operation of this topology of power conversion systems.

**Keywords:** inverter, ac drive, pulse-width modulation, voltage waveform, voltage harmonic composition.

**DOI:** 10.5281/zenodo.1217286

### **Sistem de conversie a energiei electrice pe bază de transformator cu reglare sincronă a invertoarelor modulate**

**Olesciuk V.I.**

Institutul de Energetica  
Chisinau, Republica Moldova

**Rezumat.** Scopul acestei lucrări - diseminarea schemelor specializate de modulare vector-spațială pentru reglarea sincronă a sistemului multi-invertor cu transformator de putere cu înfășurări multisectionate. Sistemele cu transformatoare de putere multisectionate sunt una dintre topologiile prospective ale sistemelor de conversie a parametrilor de energie electrică. Sistemele de medie și mare putere sunt caracterizate de frecvențe de comutare relativ scăzute ale dispozitivelor electronicii de putere și necesită scheme și algoritmi specializați pentru realizarea modulației PWM pentru a regla invertoarele. În lucrare se realizează modificarea algoritmilor de modulație tip PWM pentru invertoarele unui sistem de transformare cu trei convertitoare, care permite îmbunătățirea compoziției spectrale a tensiunii înfășurărilor transformator de putere. Determinarea parametrilor curenți ai semnalelor de comandă ale convertizoarelor se realizează cu utilizarea unor relații specializate care caracterizează procesele de modulație în sistemul de convertizare cu trei invertoare. S-a efectuat modelarea matematică a proceselor din sistem cu referire la regimurile de bază de control și reglare. S-a demonstrat, că pentru sistemul de conversie a energiei analizat este rezonabil să se utilizeze algoritmi de modulație continuă la frecvențele joasă și medie de ieșire. La utilizarea unor algoritmi de modulație vectorială intermitentă se pot asigura caracteristici spectrale integrate îmbunătățite ale tensiunii pe înfășurările transformatorului de putere. Îmbunătățirea compoziției armonice a tensiunilor din sistem contribuie, în acest caz, la o reducere a pierderilor atât în înfășurările transformatorului cu înfășurare multisectionate, cât și în invertoarele convertorului realizat după schema cu trei invertoare atât în înfășurările transformatorului cu mai multe înfășurări, cât și în partea invertor a sistemului.

**Cuvinte-cheie:** invertor, actionari electrice reglabile, modulare de tip PWM, forma curbei de tensiune, compoziția armonică a tensiunii.

## Преобразовательная система трансформаторного типа с синхронным регулированием ШИМ-инверторов Олещук В.И.

Институт энергетика  
Кишинев, Молдова

**Аннотация.** Целью работы является разработка и исследование специализированных схем и алгоритмов векторной модуляции для синхронного регулирования трех инверторов преобразовательной системы трансформаторного типа. Многосекционные силовые трансформаторные системы являются одними из перспективных топологий систем преобразования параметров электрической энергии. Системы средней и повышенной мощности характеризуются при этом относительно низкими частотами коммутации вентиляей, и требуют специализированных схем и алгоритмов широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для регулирования инверторов. В работе выполнена модификация алгоритмов векторной широтно-импульсной модуляции для инверторов трансформаторной системы с тремя преобразователями, позволяющая обеспечить улучшение спектрального состава напряжения на инверторных обмотках силового трансформатора. Текущее определение параметров управляющих сигналов инверторов осуществляется при этом на базе ряда специализированных соотношений, характеризующих модуляционные процессы в преобразовательной системе на базе трех инверторов. Выполнено математическое моделирование процессов в системе применительно к базовым режимам управления и регулирования. Исследован гармонический состав базовых форм напряжения в системе, выполнен расчет взвешенного коэффициента искажений напряжения, являющегося интегральной характеристикой качества выходного напряжения в системах с ШИМ-инверторами. Установлены области рационального использования основных видов и разновидностей векторной модуляции в зависимости от режима работы и условий функционирования систем трансформаторного типа. Показано, что для анализируемой преобразовательной системы целесообразно использовать алгоритмы непрерывной модуляции на низких и средних выходных частотах, а при повышенных выходных частотах использование алгоритмов прерывистой векторной модуляции позволяет обеспечить улучшенные интегральные спектральные характеристики напряжения на инверторных обмотках силового трансформатора. Улучшенный гармонический состав напряжений в системе способствует при этом снижению потерь как в обмотках многообмоточного трансформатора, так и в инверторной части системы на базе трёх инверторов.

**Ключевые слова:** инвертор, регулируемый электропривод, широтно-импульсная модуляция, формы напряжения, спектральный состав напряжения.

### Введение

Регулируемый электропривод на базе преобразователей параметров электрической энергии является одним из наиболее эффективных средств прямой и значительной экономии электроэнергии в системах с электродвигателями различного назначения.

Параметры и характеристики систем регулируемого электропривода в большой степени зависят от используемых в преобразователях методов, способов и алгоритмов широтно-импульсной модуляции управляющих и выходных сигналов преобразователей. Развитие теории и практики цифровой импульсной модуляции для систем преобразования параметров электрической энергии является поэтому актуальной проблемой в области силовой электроники и автоматизированного электропривода [1-4].

В последнее время повышенное внимание уделяется разработкам в области новых топологий преобразовательных систем, в том числе систем на базе многообмоточных

силовых трансформаторов. Одной из перспективных систем трансформаторного типа является при этом описанная в [5] система регулируемого электропривода, базирующаяся на трех инверторах напряжения и многообмоточном силовом трансформаторе.

Мощные преобразовательные системы трансформаторного типа, в том числе вышеупомянутая система, характеризуются относительно низкими частотами переключения силовых вентиляей. Для подобных систем одной из важных проблем является обеспечение синхронной работы трех инверторов системы с обеспечением при этом симметрии кривых выходного напряжения на всем диапазоне управления.

Классические алгоритмы векторной модуляции, являющейся одним из самых распространенных видов модуляции для систем регулируемого электропривода, характеризуются асинхронным характером осуществления модуляционных процессов в инверторной системе, что приводит к асимметричным формам выходного

напряжения инверторов, с появлением в спектре напряжений нежелательных субгармоник (основной частоты) [6-7].

С целью улучшения спектрального состава напряжений и токов в преобразовательных системах на базе автономных инверторов напряжения с низкими частотами коммутации вентиля, разработан ряд алгоритмов синхронной векторной модуляции, базирующихся на стандартной схеме определения параметров управляющих сигналов в инверторной системе [8-15].

Вместе с тем, стандартные схемы и алгоритмы синхронной векторной модуляции в большинстве своем не позволяют обеспечить эффективную синхронизацию напряжений в инверторных системах в случае нестандартных или дробных соотношений между частотой коммутации вентиля и выходной частотой системы.

При этом специализированные нестандартные схемы синхронной векторной модуляции, разработанные для управления и регулирования инверторами для трехфазного и многофазного электропривода [16-19], и для фотопреобразовательных систем [20], обеспечивают непрерывную синхронизацию напряжений в преобразовательных системах при любых режимах функционирования.

В связи с этим целью данной работы является разработка и исследование специализированных схем и алгоритмов векторной модуляции для синхронного регулирования трех инверторов преобразовательной системы трансформаторного типа с новой схемой соединения инверторов с обмотками силового трансформатора.

### I. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА НА БАЗЕ ТРЕХ ИНВЕРТОРОВ

Модернизированная структура системы регулируемого электропривода, базирующаяся на трех инверторах напряжения и многообмоточном силовом трансформаторе, предложена и описана в [5]. На рис. 1 представлена базовая топология такой системы, характеризующаяся специальной схемой соединения выходных цепей инверторов с соответствующими обмотками силового трансформатора. В частности, подобная структура системы является перспективной для использования в корабельном тяговом электроприводе средней и большой мощности.

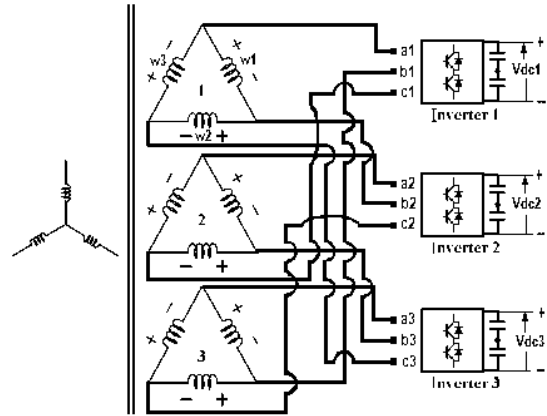
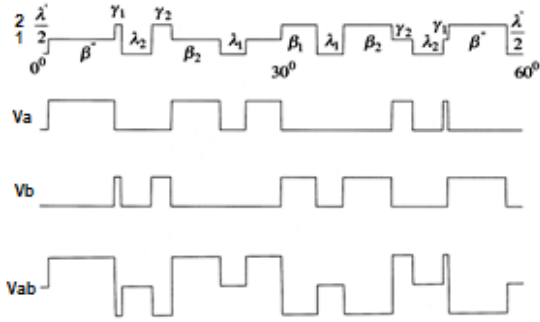


Рис.1. Топология преобразовательной системы трансформаторного типа для регулируемого электропривода на базе трех инверторов напряжения.

### II. СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ ВЕКТОРНАЯ МОДУЛЯЦИЯ ДЛЯ СИНХРОННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ

Временные диаграммы на рис. 2 показывают базовые сигналы и кривую линейного выходного напряжения инвертора, регулируемого на базе алгоритма синхронной непрерывной модуляции на интервале  $0^{\circ}-60^{\circ}$  периода выходной частоты системы. В частности, на рис. 2 представлены соответственно (сверху вниз): последовательность переключения ключей инвертора (со стандартным обозначением состояний ключей (1 и 2), приведенным в [16]), управляющие сигналы  $V_a$ ,  $V_b$  ключей в фазах  $a$  и  $b$  трехфазного инвертора, и соответствующая часть линейного выходного напряжения  $V_{ab}$  инвертора. Продолжительность сигналов  $\beta_j$  характеризует суммарную продолжительность включенного состояния ключей внутри тактового подинтервала  $\tau$ , сигналы  $\gamma_k$  генерируются по краям соответствующих  $\beta$ -сигналов. Длительность пауз  $\lambda_k$  характеризует продолжительность выключенного состояния вентиля.

Базовая система уравнений для определения параметров (длительностей) управляющих сигналов (в секундах) на всем диапазоне регулирования инверторной системы с алгоритмами синхронной векторной модуляции при скалярном регулировании системы включает восемь функциональных соотношений (1) - (8):



**Рис. 2. Последовательность переключения ключей инвертора, управляющие сигналы, и соответствующая часть линейного выходного напряжения инвертора с синхронной непрерывной модуляцией на интервале 0°-60°.**

Для  $j=2, \dots, i-1$ :

$$\beta_j = \beta_1 \cos[(j-1-K_3)\tau K_{ov1}] \quad (1)$$

$$\gamma_j = \beta_{i-j+1} \{0.5 - 0.87 \tan[(i-j-K_3)\tau]\} K_{ov2} \quad (2)$$

$$\beta_i = \beta'' = \beta_1 \cos[(i-K_3-1)\tau K_{ov1}] K_s \quad (3)$$

$$\gamma_1 = \beta'' \{0.5 - 0.87 \tan[(i-K_3-2)\tau + (\beta_{i-1} + \beta_i + \lambda_{i-1})/2]\} K_s K_{ov2} \quad (4)$$

$$\lambda_j = \tau - (\beta_j + \beta_{j+1})/2 \quad (5)$$

$$\lambda_i = \lambda' = (\tau - \beta'') K_{ov1} K_s \quad (6)$$

$$F_i = \frac{1}{6(2i-1)\tau} \quad (7)$$

$$F_{i-1} = \frac{1}{6(2i-3)\tau}, \quad (8)$$

где:  $\beta$  - суммарная продолжительность включенного состояния ключей внутри тактового подинтервала;  $\gamma$  - меньшая часть суммарной продолжительности включенного состояния ключей;  $\lambda$  - длительность пауз нулевого уровня;  $\tau$  - длительность тактового подинтервала;  $m = F/F_m$  - коэффициент модуляции;  $F$  - операционная частота системы;  $F_m$  - максимальная частота преобразовательной системы,  $F_i$  и  $F_{i-1}$  - граничные частоты между поддиапазонами регулирования;  $\beta_1 = 1.1\tau m$  если  $F < F_{ov1} = 0.907 F_m$ , и  $\beta_1 = \tau$ , если  $F > F_{ov1}$ ;

$K_s = [1 - (F - F_i)/(F_{i-1} - F_i)]$  - коэффициент синхронизации; первый индекс сверхмодуляции  $K_{ov1} = 1$  при  $F < F_{ov1}$ , и  $K_{ov1} = [1 - (F - F_{ov1})/(F_{ov2} - F_{ov1})]$ , если  $F_{ov1} < F < F_{ov2} = 0.952 F_m$ ; второй индекс сверхмодуляции  $K_{ov2} = 1$ , если  $F < F_{ov2}$ , и  $K_{ov2} = [1 - (F - F_{ov2})/(F_m - F_{ov2})]$ , если  $F_{ov2} < F < F_m$ .

Текущие значения фазовых напряжений  $V_{as1}$ ,  $V_{bs1}$  и  $V_{cs1}$  первого инвертора системы (**Inverter 1** на рис. 1) определяются в соответствии с (9)-(11):

$$V_{as1} = V_{a10} + (V_{a10} + V_{b10} + V_{c10})/3 \quad (9)$$

$$V_{bs1} = V_{b10} + (V_{a10} + V_{b10} + V_{c10})/3 \quad (10)$$

$$V_{cs1} = V_{c10} + (V_{a10} + V_{b10} + V_{c10})/3, \quad (11)$$

где  $V_{a10}$ ,  $V_{b10}$  и  $V_{c10}$  - полярные напряжения инвертора.

Напряжения на обмотках инверторной стороны силового трансформатора ( $V_{w1}$ ,  $V_{w2}$ ,  $V_{w3}$  на рис. 1) определяются в функции фазовых напряжений каждого инвертора в соответствии с (12)-(14), что соответствуют случаю соединения обмоток трансформатора в треугольник (рис. 1).

$$V_{w1} = V_{as3} - V_{bs1} \quad (12)$$

$$V_{w2} = V_{bs1} - V_{cs2} \quad (13)$$

$$V_{w3} = V_{cs2} - V_{as3} \quad (14)$$

Фазовый сдвиг между соответствующими управляющими сигналами и кривыми выходного напряжения трех инверторов в преобразовательной системе с алгоритмами синхронной векторной модуляции равен  $120^\circ$ . Также в данной системе обеспечивается дополнительный сдвиг между управляющими сигналами трех инверторов, который равен  $1/3$  продолжительности тактовых подинтервалов  $\tau$ .

### III. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ

На рис. 3 - рис. 8 представлены результаты моделирования (MATLAB-моделирование) режимов работы

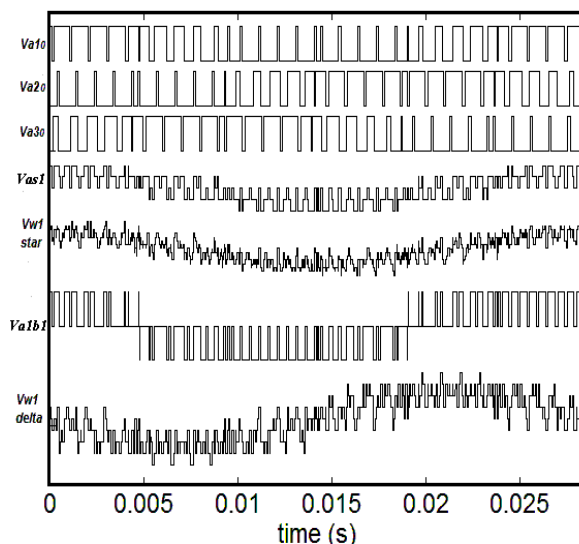
преобразовательной системы на базе трех инверторов, регулируемых (по закону  $V/F=const$ ) при помощи алгоритмов синхронной векторной модуляции, при условии равенства питающих напряжений на входах инверторов ( $V_{dc1}=V_{dc2}=V_{dc3}$ ).

На представленных диаграммах показаны кривые базовых напряжений в системе: полярные напряжения  $V_{a10}$ ,  $V_{a20}$ ,  $V_{a30}$  трех инверторов, фазное  $V_{as1}$  и линейное  $V_{ab1}$  напряжения на выходе первого инвертора системы, а также напряжения на обмотках силового трансформатора  $V_{w1star}$  и  $V_{w1delta}$ , соответствующие вариантам соединения обмоток трансформатора по схеме звезды и треугольника. Показаны также характеристики гармонического состава линейного напряжения  $V_{ab1}$  первого инвертора и напряжения  $V_{w1delta}$  на соответствующей обмотке силового трансформатора. В частности, на рис. 3, 5, и 7 показаны формы базовых напряжений на периоде выходной частоты системы.

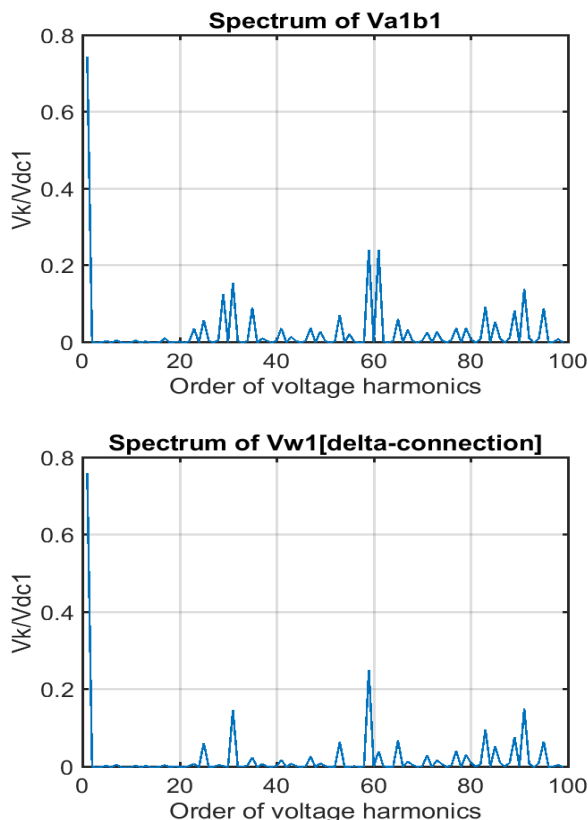
Диаграммы на рис. 3-4 иллюстрируют формы базовых напряжений в системе и соответствующие спектральные характеристики базовых напряжений в преобразовательной системе, регулируемой на базе алгоритмов непрерывной синхронной модуляции векторного типа (CPWM). Выходная частота системы равна при этом  $F=36\text{Гц}$ , а частота коммутации вентиля равна  $F_s=1000\text{Гц}$ . Коэффициент модуляции равен  $m=0.72$  в этом случае.

Диаграммы на рис. 5-6 иллюстрируют формы базовых напряжений в системе и соответствующие спектральные характеристики базовых напряжений в преобразовательной системе, регулируемой на базе алгоритмов прерывистой синхронной векторной модуляции с 30-градусными интервалами непроводящего состояния вентиля (DPWM30.  $F=36\text{Гц}$ , средняя частота коммутации вентиля для этого режима  $F_s=1\text{кГц}$ ,  $m=0.72$ ).

Приведенные на рис. 7-8 диаграммы показывают формы базовых напряжений и соответствующие спектральные характеристики напряжений в преобразовательной системе, регулируемой на базе алгоритмов прерывистой синхронной векторной модуляции с 60-градусными интервалами непроводящего состояния вентиля (DPWM60.  $F=36\text{Гц}$ , средняя частота коммутации вентиля  $F_s=1\text{кГц}$ ,  $m=0.72$ ).



**Рис. 3. Полярные, фазовые, линейные напряжения  $V_{a10}$ ,  $V_{b10}$ ,  $V_{c10}$ ,  $V_{as1}$ ,  $V_{ab1}$ , и напряжения на обмотках трансформатора  $V_{w1star}$  и  $V_{w1delta}$  преобразовательной системы с синхронной непрерывной широтно-импульсной модуляцией ( $F=36\text{Гц}$ ,  $F_s=1\text{кГц}$ ,  $F_s/F=27.8$ ,  $m=0.72$ ).**



**Рис. 4. Спектральный состав напряжений в системе с непрерывной синхронной модуляцией ( $F=36\text{Гц}$ ,  $F_s=1\text{кГц}$ ,  $m=0.72$ ).**

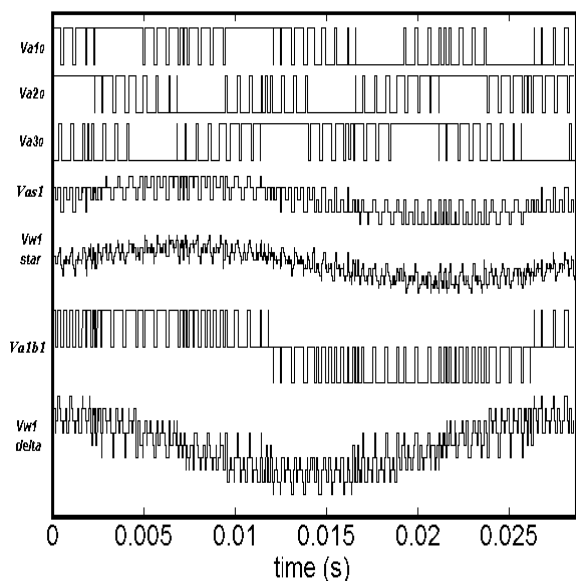


Рис. 5. Полярные, фазовые, линейные напряжения  $V_{a10}$ ,  $V_{b10}$ ,  $V_{c10}$ ,  $V_{as1}$ ,  $V_{ab1}$ , и напряжения на обмотках трансформатора  $V_{w1star}$  и  $V_{w1delta}$  преобразовательной системы с синхронной прерывистой модуляцией (DPWM30,  $F=36\text{Гц}$ ,  $F_s=1\text{кГц}$ ,  $F_s/F=27.8$ ,  $m=0.72$ ).

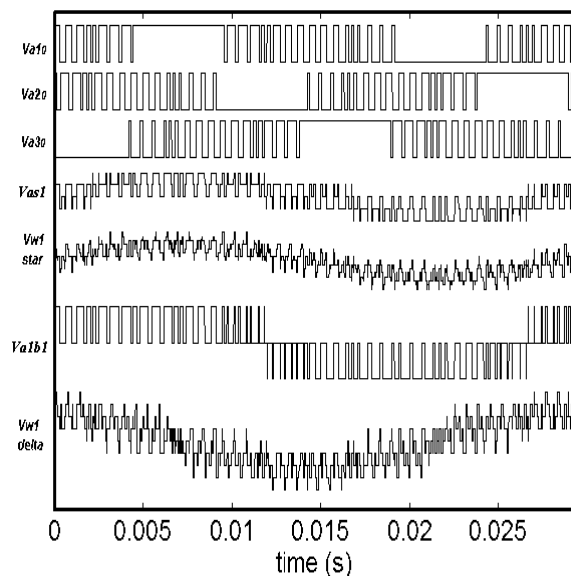


Рис. 7. Полярные, фазовые, линейные напряжения  $V_{a10}$ ,  $V_{b10}$ ,  $V_{c10}$ ,  $V_{as1}$ ,  $V_{ab1}$ , и напряжения на обмотках трансформатора  $V_{w1star}$  и  $V_{w1delta}$  преобразовательной системы с синхронной прерывистой модуляцией (DPWM60,  $F=36\text{Гц}$ ,  $F_s=1\text{кГц}$ ,  $F_s/F=27.8$ ,  $m=0.72$ ).

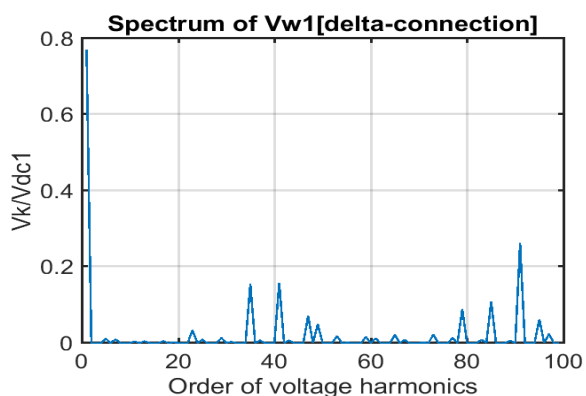
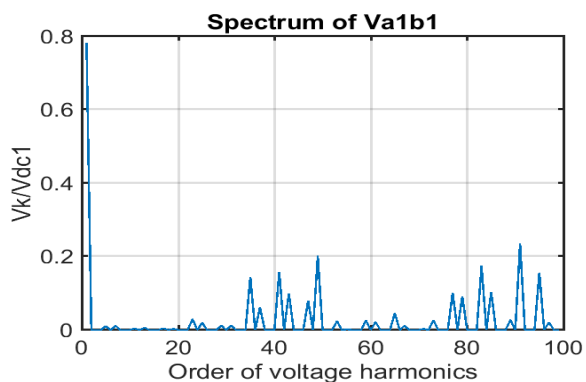


Рис. 6. Спектральный состав напряжений в системе с прерывистой синхронной модуляцией (DPWM30,  $F=36\text{Гц}$ ,  $F_s=1\text{кГц}$ ,  $m=0.72$ ).

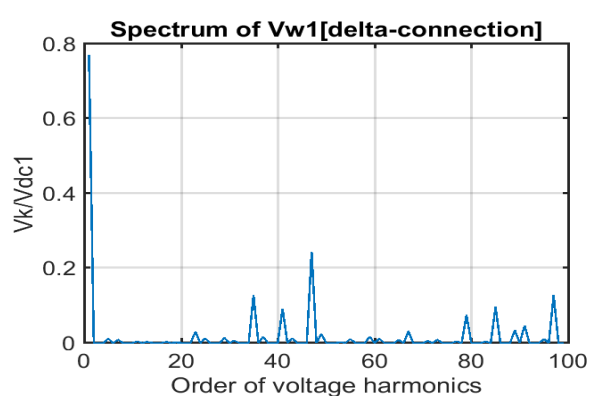
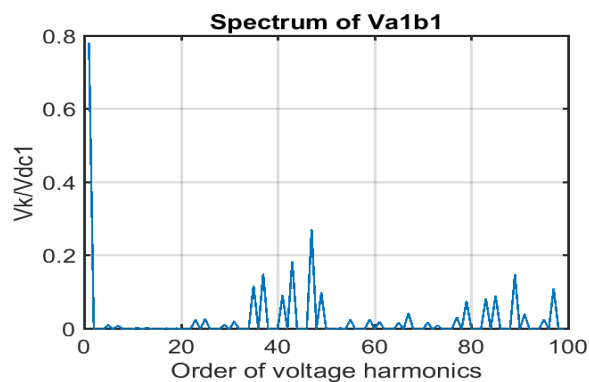


Рис. 8. Спектральный состав напряжений в системе с прерывистой синхронной модуляцией (DPWM60,  $F=36\text{Гц}$ ,  $F_s=1\text{кГц}$ ,  $m=0.72$ ).

Чтобы подчеркнуть особенности разработанного метода синхронной модуляции, для анализируемых режимов работы были выбраны дробные соотношения между частотой переключения вентиля и рабочей частотой системы:  $F_s/F=1000\text{Гц}/36\text{Гц}=27.8$ . Анализ спектров базовых форм напряжений, представленных на рис. 4, 6, и 8, показывает, что в спектрах данных напряжений отсутствуют четные гармоники и субгармоники (основной частоты).

Взвешенный коэффициент искажения напряжения (*Weighted Total Harmonic Distortion factor (WTHD)*) является важным критерием для оценки качества выходного напряжения преобразовательных систем и для сопоставления по данным критериям эффективности алгоритмов управления и модуляции в системах [3,7,16]:

$$WTHD = (1/V_{w1}) \left( \sum_{k=2}^{1000} (V_{w1k}/k)^2 \right)^{0.5} \quad (15)$$

На рис. 9 представлены результаты определения коэффициента *WTHD* для линейного напряжения на выходе инвертора  $V_{alb1}$  и для напряжения на обмотках трансформатора  $V_{w1}$  в функции коэффициента модуляции  $m$  инверторов системы электропривода, регулируемых на базе алгоритмов синхронной непрерывной (CPWM) и прерывистой (DPWM30 и DPWM60) модуляции. Средняя частота коммутации вентиля инверторов для всех анализируемых вариантов принята равной  $1000 \text{ Гц}$ .

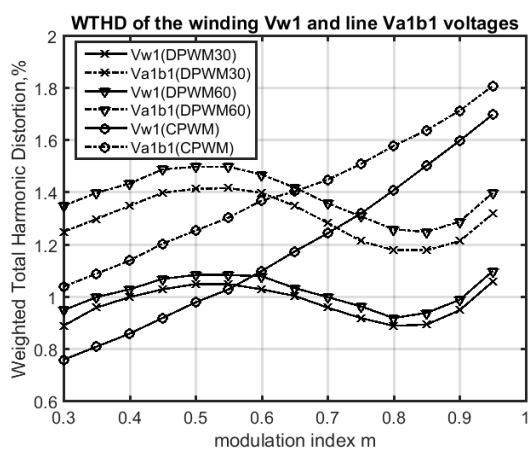


Рис. 9. Взвешенный коэффициент искажения напряжения *WTHD* базовых напряжений в системе в функции коэффициента модуляции  $m$  инверторов.

Анализ представленных на рис. 9 результатов расчета взвешенного коэффициента искажения напряжения *WTHD* показывает, что как благодаря новой схеме соединения между инверторами и обмотками силового трансформатора, так и благодаря модернизированным алгоритмам модуляции трех инверторов напряжения, в системе наблюдается улучшение спектрального состава напряжения на обмотках силового трансформатора (см. сплошные кривые на рис. 9 в сопоставлении с пунктирными кривыми, соответствующими коэффициентам искажения напряжения при стандартной схеме соединения инверторов с обмотками трансформатора).

Из представленных на рис. 9 данных также следует, что для анализируемой системы трансформаторного типа с тремя инверторами напряжения, на пониженных и средних выходных частотах системы электропривода для регулирования инверторов системы целесообразно использовать алгоритмы непрерывной синхронной модуляции, а на повышенных выходных частотах использование алгоритмов прерывистой синхронной модуляции позволяет обеспечить лучший спектральный состав выходного напряжения.

### Заключение

Для преобразовательных систем трансформаторного типа на базе трех инверторов напряжения модифицированные алгоритмы синхронной векторной модуляции позволяют обеспечить четвертьволновую симметрию напряжений на инверторных обмотках многообмоточного трансформатора при любых (в том числе дробных) соотношениях между частотой коммутации вентиля и выходной частотой системы.

Установлено, что для анализируемой системы трансформаторного типа с тремя инверторами, на пониженных и средних выходных частотах для регулирования инверторов целесообразно использовать алгоритмы непрерывной модуляции, а на повышенных частотах использование алгоритмов прерывистой синхронной модуляции позволяет обеспечить лучший спектральный состав выходного напряжения.

Взвешенный коэффициент искажения напряжения на обмотках инверторной стороны силового трансформатора системы со специальной схемой соединения обмоток и

инверторов с алгоритмами синхронной широтно-импульсной модуляции в среднем на 10-30 процентов меньше, чем в системе со стандартным соединением обмоток и инверторов, что способствует снижению потерь как в обмотках инверторной стороны трансформатора, так и во всех трех модулированных инверторах системы.

### Литература (References)

- [1] Bose, B.K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall, Upper Saddle River, 2002. 724 p.
- [2] Jung, J.-J., Lee, H.-J., Sul, S.-K. Control of the modular multilevel converter for variable-speed drives. *Proc. of IEEE Int. Conf. Power Electron., Drives, Energy Syst.*, 2012, pp. 1–6.
- [3] Holmes, D.G., Lipo, T. *Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice*. IEEE Press, 2003. 628 p.
- [4] Bose, B.K. Power electronics, smart grid, and renewable energy systems. *Proceedings of the IEEE*, 2017, vol. 105, no. 11, pp. 2011-2018.
- [5] Yongsoon Park, Sungjae Ohn, Seung-Ki Sul. Multi-level operation with two-level converters through a double-delta source connected transformer. *Journal of Power Electronics*, 2014, vol. 14, no. 6, pp. 1093-1099.
- [6] Narayanan, G., Ranganathan, V. T. Extension of operation of space vector PWM strategies with low switching frequencies using different overmodulation algorithm. *IEEE Trans. Power Electronics*, 2002, vol. 17, no. 3, pp. 788-798.
- [7] Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P. *Power Electronics*, 3<sup>rd</sup> ed. John Wiley & Sons, 2003. 656 p.
- [8] Beig, A. R., Narayanan, G., Ranganathan, V. T. Modified SVPWM algorithm for three level VSI with synchronized and symmetrical waveforms. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2007, vol. 54, no. 1, pp. 486-494.
- [9] Xu, D., Li, Y.W., Wu, B. Direct PWM synchronization using an all digital phase-locked loop for high power grid-interfacing converters, *IEEE Applied Power Electron. Conf. (APEC'2007)*, 2007, pp. 893-899.
- [10] Ge, X., Feng, F., Liu, B. Strategies analysis and practical application of synchronous SVPWM in three-level inverter. *IEEE Chinese Control and Decision Conference (CCDS'2008)*, 2008, pp. 3179-3183.
- [11] Rathore, A.K., Holtz, J., Boller, T. Synchronous optimal pulsewidth modulation for low-switching-frequency control of medium-voltage multilevel inverters. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2010, vol. 57, no. 7, pp. 2374 -2381.
- [12] Aravind, M., Bhattacharya, T. FPGA based synchronized sinusoidal pulse width modulation with smooth transition into overmodulation and six step modes of operation for three phase AC motor drives. *IEEE Power Electron., Drives and Energy Syst. Conf. (PEDES'2012)*, 2012, pp. 1-6.
- [13] Veeranna, S.B., Yaragatti, U.R., Beig, A.R. Space vector-based synchronised bus-clamping pulse width modulation algorithms for three-level voltage source inverter in overmodulation region, *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 4, 2012, pp. 493–500.
- [14] Beig, A.R. Constant  $v/f$  induction motor drive with synchronised space vector pulse width modulation. *IET Power Electron.*, 2012, vol. 5, no. 8, pp. 1446-1455.
- [15] Wei Chen, Haiwei Sun, Xin Gu, Changliang Xia. Synchronized space vector PWM for three level VSI with lower harmonic distortion and switching frequency. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2016, vol. 31, no. 9, pp. 6428-6441.
- [16] Oleschuk, V., Barrero, F. Standard and non-standard approaches for voltage synchronization of drive inverters with space-vector PWM: A survey. *International Review of Electrical Engineering*, 2014, vol. 9, no. 4, pp. 688-707.
- [17] Oleschuk, V., Ermuratskii, V., Berzan, V. Multilevel converters and drives with space-vector modulation and voltage waveform symmetries. *Proc. of IEEE Int'l Conf. on Applied and Theoretical Electricity (ICATE'2014)*, 2014, 6 p.
- [18] Oleschuk, V., Ermuratskii, V., Barrero, F. Modified algorithms of synchronized PWM for six-phase traction drive with two dc-sources. *Proc. of IEEE Int'l Vehicle Power and Propulsion Conf. (VPPC'2014)*, 2014, 6 p.
- [19] Oleschuk, V., Ermuratskii, V. Combined topology of quad-inverter six-phase motor drive with synchronized PWM. *Proc. of IEEE Power Electronics and Motion Control Conf. (PEMC'2014)*, 2014, pp. 1159-1165.
- [20] Oleschuk, V., Ermuratskii, V. Dual-inverter-based photovoltaic system with discontinuous synchronized PWM. *Proc. of IEEE Int'l Conf. on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS'2014)*, 2014, pp. 86-89.

### Сведения об авторе.



#### Валентин Игоревич Олещук

Доктор (хабилитат) техн. наук, главный научный сотрудник Института энергетики (Молдова). Область научных интересов: стратегии управления и модуляции для силовых преобразователей параметров электрической энергии, для регулируемого электропривода, и для систем возобновляемой энергетики.

E-mail: oleschukv@hotmail.com