# Synchronous PWM Regulation of Inverters of Drive Installation with Two Stator Windings of Electrical Motor

Oleschuk V. Institute of Power Engineering of Moldova Kishinau, Republic of Moldova

Abstract. The aim of this work is to modernize schemes and algorithms of synchronous control and modulation for two-inverter based system for ac drive with dual stator windings of electric motor, in order to provide improved harmonic composition of its stator winding voltage. This goal is achieved by including in the control scheme of the system of functional dependencies linking voltage magnitude on stator windings of motor with the corresponding pole voltages of two inverters controlled by algorithms of synchronous multi-zone pulsewidth modulation (PWM), as well as by including in control scheme of current values of specialized phase shift between control signals of two inverters. It has been shown (and it is one of the basic contribution) that in two-inverter-based system with the developed control strategy voltage at stator windings of electric motor is characterized by a quarterwave symmetry, and even-order harmonics, as well as subharmonics (of the fundamental frequency of system), are lacking in its spectra, including cases of control modes with fractional relationships between the switching frequency of converters and the output frequency of system. Results of determination of weighted total harmonic distortion factor of voltage waveforms show that at low and average values of modulation index of converters algorithms of continuous multi-zone modulation assure better integral spectral characteristics of voltage at stator windings of motor. In the case of increased values of modulation index of converters, improved spectral characteristics of voltage at stator windings of motor are achieved by the using of algorithms of discontinuous multi-zone modulation.

*Keywords*: inverter, electric motor with two stator windings, PWM schemes and algorithms, voltage harmonic composition.

DOI: 10.5281/zenodo.4316617 UDC: 621.314.572

## Dirijare sincronă PWM al invertoarelor unui sistem electric de acționare cu două înfășurări statorice ale unui motor electric

Olesciuk V.

Institutul de Energetica, Chișinău, Republica Moldova

*Rezumat.* Caracteristicile sistemelor actionari electrice reglabile bazate pe convertoare de putere depind în mare măsură de legile de control utilizate și de strategiile, metodele, circuitele și algoritmii de modulare a lățimii impulsurilor (PWM) utilizate pentru controlul parametrilor de ieșire ai convertoarelor. Scopul acestei lucrări constă în modernizarea schemei de control sincron al sistemului de convertizor pentru o actionare electrică bazată pe două invertoare, care alimentează un motor electric cu două înfășurări statorice, în care invertoarele sunt comandate pe baza algoritmilor specializați a dirăjării PWM multizonale de tip vector. Acest obiectiv este atins prin includerea dependentelor functionale în circuitul de control al sistemului, legând valoarea tensiunii pe înfășurările statorului motorului electric (conectate între ele conform schemei dublu triunghi) cu tensiunile polare corespunzătoare ale celor două invertoare, precum și prin includerea valorilor curente ale diferenței unghiului de fază a semnalelor de control a invertoarelor întru asigurarea îmbunătățirii componenței spectrale ale tensiunii aplicate la înfășurările statorice ale motorului electric. Unul dintre cele mai semnificative rezultate ale lucrării constă în aceea, că e într-un sistem cu două invertoare cu algoritmi de control și modulație modificate, tensiunea pe înfăsurările statorice a unui motor electric este caracterizată printr-o simetrie cu un sfert de undă, iar în spectrul său nu există armonici de ordin egal, precum și subarmonici, inclusiv în regimurile de control cu raport fracționar dintre frecvența de comutare a dispozitivelor de comutație ale invertorului și frecvența de ieșire a sistemului, care este deosebit de importantă pentru actionările de mare putere. Important și semnificativ se prezintă rezultatul, că la valori mici și medii ale coeficientului de modulație al invertoarelor, algoritmii modulației sincrone continue fac posibilă sigurarea celor mai bune caracteristici spectrale integrale ale tensiunii pe înfăsurările statorice ale motorului electric.

*Cuvinte cheie*: invertor de tensiune, motor electric cu două înfășurări statorice, circuite și algoritmi de modulare a lățimii impulsului, componeța spectrului armonic al tensiunii.

© В. Олещук, 2020

# Синхронное ШИМ-регулирование инверторов системы электропривода с двумя статорными обмотками электрического двигателя Олещук В.И.

Институт энергетики Молдовы, Кишинев, Республика Молдова

Аннотация. Характеристики систем регулируемого электропривода на базе силовых преобразователей в значительной степени зависят от используемых в системах законов управления и от стратегий, способов, схем и алгоритмов широтно-импульсной модуляции (ШИМ), используемых для регулирования выходных параметров преобразователей. Целью данной работы является модернизация схемы синхронного управления преобразовательной системой для электропривода на базе двух инверторов, питающих электродвигатель с двумя статорными обмотками, при котором регулирование инверторов осуществляется на базе специализированных алгоритмов синхронной многозонной ШИМ векторного типа. Достижение поставленной цели осуществляется за счет включения в схему управления системой функциональных зависимостей, связывающих величину напряжения на статорных обмотках электродвигателя (соединенных между собой по схеме двойного треугольника) с соответствующими полярными напряжениями двух инверторов, а также за счет включения в схему управления текущих значений специализированного фазового сдвига между управляющими сигналами инверторов, благодаря чему обеспечивается улучшенный спектральный состав напряжения на статорных обмотках электродвигателя. Один из наиболее существенных результатов работы заключается в том, что в двухинверторной системе с модифицированными алгоритмами управления и молуляции напряжение на статорных обмотках электролвигателя характеризуется четвертьволновой симметрией, и в его спектре отсутствуют гармоники четного порядка, а также субгармоники, в том числе при режимах управления с дробным соотношением между частотой переключения вентилей инверторов и выходной частотой системы, что является особенно важным для электроприводов повышенной мощности. Также, важным и значимым является установление такого факта, что при пониженных и средних значениях коэффициента модуляции инверторов алгоритмы непрерывной синхронной модуляции позволяют обеспечить лучшие интегральные спектральные характеристики напряжения на статорных обмотках электродвигателя. При повышенных значениях коэффициента модуляции инверторов улучшенные спектральные характеристики напряжения на статорных обмотках электродвигателя достигаются при использовании модифицированных алгоритмов прерывистой многозонной синхронной модуляции.

*Ключевые слова*: инвертор напряжения, электродвигатель с двумя статорными обмотками, схемы и алгоритмы широтно-импульсной модуляции, гармонический состав напряжения.

#### введение

Системы регулируемого электропривода переменного тока, включающие в свой состав электронные (силовые) преобразователи паэлектрической энергии, раметров при помощи которых обеспечиваются рациональные и экономичные режимы функционирования электродвигателей насосных, компрессорных, и вентиляторных установок, систем тягового электропривода, а также многочисленных технологических устройств, являются одними из наиболее эффективных средств значительной экономии электрической энергии.

Параметры и характеристики систем регулируемого электропривода переменного тока, регулируемых на базе силовых электронных преобразователей параметров электрической энергии, в значительной степени зависят как от используемых в системе законов управления, так и от стратегий, способов, схем и алгоритмов широтно-импульсной модуляции (ШИМ), используемых для регулирования выходного напряжения и тока силовых преобразователей. Развитие теории и практики широтно-импульсной модуляции применительно к новым перспективным структурам и топологиям преобразовательных устройств для систем регулируемого электропривода является поэтому актуальной задачей в области электропривода, промышленной электроники, и силовой электроники [1-5].

Одними из перспективных структур регулируемых электроприводов переменного тока повышенной мощности являются электроприводы на базе двух инверторов напряжения, выходы которых подключены к двум статорным обмоткам асинхронного электродвигателя, характеризующегося специализированным соединением статорных обмоток двигателя между собой по схеме двойного треугольника [6-7].

Преобразователи параметров электрической энергии для систем электропривода повышенной мощности характеризуются относительно низкими частотами переключения полупроводниковых силовых ключей (вентилей). Одной из важных проблем для такого рода систем является обеспечение улучшенного спектрального состава выходного напряжения на выходе преобразователей, в спектре которого отсутствуют субгармоники (основной частоты преобразовательной системы), являющиеся чрезвычайно нежелательными в системах асинхронного регулируемого электропривода повышенной мощности [8-10].

Одним их наиболее распространенных видов широтно-импульсной модуляции (ШИМ) сигналов инверторов напряжения для систем регулируемого электропривода является векторная ШИМ. Известно, что использование стандартных алгоритмов векторной ШИМ приводит к асимметричным формам выходного напряжения инверторов, в спектрах которых появляются нежелательные гармоники низкого порядка, в том числе субгармоники (основной частоты) [5, 8, 11-12].

С целью улучшения спектрального состава выходных напряжений и токов инверторов напряжения с пониженными частотами переключения силовых вентилей, разработаны модифицированные алгоритмы векторной ШИМ, обеспечивающие симметрию основных форм выходного напряжения инверторов путем модификации стандартной методики расчета параметров управляющих импульсных сигналов инверторов [13-16]. При этом при некоторых режимах управления стандартные схемы синхронной векторной модуляции не могут обеспечить непрерывную синхронизацию форм выходного напряжения в преобразователях инверторного типа (в частности, при нестандартных или дробных соотношениях между частотой коммутации силовых вентилей инверторов и выходной частотой системы электропривода).

В то же время, разработаны альтернативные, более универсальные, схемы синхронной векторной ШИМ для преобразователей инверторного типа для электропривода и для фотопреобразовательных систем.

С целью обеспечения улучшенного гармонического состава напряжения (без четных гармоник и субгармоник) на статорных обмотках электродвигателя двухинверторной системы при любых (нестандартных и дробных) соотношениях между частотой коммутации вентилей инверторов и выходной частотой системы в данной работе выполнена соответствующая модификация схем и алгоритмов управления и модуляции инверторов для электропривода с двумя статорными обмотками электродвигателя,.

#### І. СИСТЕМА ЭЛЕКТРОПРИВОДА С \*ДВУМЯ СТАТОРНЫМИ ОБМОТКАМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ДВИГАТЕЛЯ

Для регулируемых электроприводов переменного тока повышенной мощности одной из перспективных структур являются системы на базе двух инверторов напряжения, выходные цепи которых подключены соответственно к двум статорным обмоткам асинхронного электродвигателя, характеризующегося специализированным соединением статорных обмоток двигателя между собой по схеме двойного треугольника (Рис. 1 [7]). На рис. 2 показана схема соединения между собой статорных обмоток электродвигателя представленной системы [6]. При этом мгновенные значения напряжения на статорных обмотках электродвигателя (рис. 1-2) определяются в функции полярных напряжений двух ШИМ-инверторов VSI1 и VSI2 в соответствии с (1)-(6):



Рис. 1. Силовые цепи системы на базе двух инверторов.<sup>1</sup>



Рис. 2. Статорные обмотки электродвигателя.<sup>2</sup>

$$\begin{split} V_{w11} &= (2V_{a1} - V_{b1} - V_{c1})/3 - (V_{a2} - 2V_{b2} + V_{c2})/3 \\ & (1) \\ V_{w12} &= (V_{a1} + V_{b1} - 2V_{c1})/3 - (-V_{a2} + 2V_{b2} - V_{c2})/3 \\ & (2) \\ V_{w13} &= (-V_{a1} - V_{b1} + 2V_{c1})/3 - (-2V_{a2} + V_{b2} + V_{c2})/3 \\ & (3) \\ V_{w21} &= (V_{a1} - 2V_{b1} + V_{c1})/3 - (2V_{a2} - V_{b2} - V_{c2})/3 \\ & (4) \\ V_{w22} &= (-V_{a1} + 2V_{b1} - V_{c1})/3 - (V_{a2} + V_{b2} - 2V_{c2})/3 \\ & (5) \\ V_{w23} &= (-2V_{a1} + V_{b1} + V_{c1})/3 - (-V_{a2} - V_{b2} + 2V_{c2})/3 \\ & (6) \end{split}$$

#### ІІ. ТРЕХФАЗНЫЕ ИНВЕРТОРЫ С СИНХРОННОЙ ВЕКТОРНОЙ ШИМ

На рис. З показана базовая топология трехфазного двухуровневого инвертора напряжения, а также векторная диаграмма выходного напряжения инвертора. На рис. 4 представлены соответственно (на интервале 0°-90°) последовательность переклю-чения вентилей инвертора (switching sequence) в соответствии со стандартными обозначениями, и кривые полярных напряжений трех фаз инвертора, и линейного напряжения инвертора, регулируемого на базе алгоритмов синхронной непрерывной (PWMC, рис. 4,а) и прерывистой (PWMD, рис. 4,б) многозонной модуляции. Также, на рис. 4, на диаграммах последовательности переключения вентилей, обозначены соответствующие управляющие сигналы, как активные сигналы управления, обеспечивающие включение соответствующих ключей инвертора, так и пассивные управляющие сигналы, за счет которых обеспечиваются паузы (нулевого уровня) в кривых выходного напряжения инверторов.

Принцип синхронного многозонного регулирования выходного напряжения инверторов базируется при этом на последовательном определении величин граничных частот между отдельными зонами (подзонами) регулирования  $F_i = \frac{1}{6(2i-1)\tau}$  $F_{i-1} = \frac{1}{6(2i-3)\tau}$  в функции величины коммутационного интервала т, и в вычислении значения коэффициента синхронизации  $K_{s} = [1 - (F - F_{i})/(F_{i-1} - F_{i})],$ являющегося важным компонентом системы уравнений для вычисления параметров управляющих сигналов инверторов с синхронной модуляцией.



Fig. 3. Трехфазный инвертор, и векторная диаграмма его выходного напряжения.<sup>3</sup>



Fig. 4. Последовательность переключения вентилей инвертора (switching sequence), кривые полярных (Phases *a*, *b*, *c*) напряжений, и линейного (V<sub>ab</sub>) напряжения инвертора с синхронной непрерывной (а) и прерывистой (б) ШИМ.<sup>4</sup>

Система уравнений для вычисления параметров управляющих сигналов инверторов с синхронной многозонной ШИМ, работающих в режиме скалярного управления с рабочей частотой F и с максимальной выходной частотой  $F_{max}$ , в том числе в зоне сверхмодуляции, включает в свой состав шесть базовых соотношений (7)-(12), в том числе функциональные соотношения (7)-(10) для определения параметров активных управляющих сигналов:

$$\beta_{j} = \beta_{1} \cos[(j - 1.25)\tau K_{ov1}]$$
(7)

$$\gamma_j = \beta_{i-j+1} \{ 0.5 - 0.87 \tan[(i - j - 0.25)\tau] \} K_{ov2}$$
(8)

$$\beta_{i} = \beta^{"} = \beta_{1} \cos[(i - 1.25)\tau K_{ov1}]K_{s} \qquad (9)$$

$$\gamma_1 = \beta'' \{0.5 - 0.9 \tan[(i - 2.2)\tau + (10)] \\ (\beta'' + \lambda_{i-1})/2] \} K_s K_{ov2}$$

$$\lambda_j = \tau - (\beta_j + \beta_{j+1})/2 \tag{11}$$

$$\lambda_i = \lambda' = \left(\tau - \beta''\right) K_{ov1} K_s , \qquad (12)$$

где  $m = F/F_{\text{max}}$  – 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,  $\beta_1 = 1.1 \tau m$  если  $0.907 \ge m > 0$ , и  $\beta_1 = \tau$  если  $m \ge 0.952$ .

#### III. СИНХРОННОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ ДВУХ ШИМ-ИНВЕРТОРОВ

Синхронное регулирование двухинверторной системы электропривода с двумя статорными обмотками электродвигателя базируется на специфических фазовых сдвигах между сигналами управления двух инверторов, в каждом из которых обеспечивается синхронизация фазных и линейных напряжений на выходе инвертора.

На рис. 5 – рис. 10 представлены результаты моделирования процессов в преобразовательной системе на базе двух инверторов с синхронной векторной модуляцией, выходные цепи которых связаны с соответствующими статорными обмотками электродвигателя. В частности, на рис. 5-7

приведены диаграммы базовых напряжений, а также спектрограммы двух базовых напряжений, для инверторной системы, регулируемой на базе модифицированных алнепрерывной горитмов синхронной модуляции (PWMC). При этом на рис. 5 рис. 7 показаны относительные величины полярных напряжений и линейного напряжения (Val, Vbl, Va2, Vb2, и Valbl) первого инвертора системы VSI1, а также результирующее напряжение V<sub>w11</sub> на статорной обмотке электродвигателя. Рабочая частота системы равна F=32.5Ги, коэффициент модуляции инверторов равен при этом *m*=0.65. Усредненная частота коммутации вентилей инверторов равна  $F_{\kappa}=1.05\kappa\Gamma u$ .

Временные диаграммы на рис. 5 соответствуют периоду выходной частоты системы  $(0^0-360^0)$ , на рис. 6 базовые формы напряжения показаны более детально, на одной шестой части периода выходной частоты, внутри временного интервала  $0^0-60^0$ .

На рис. 8 – рис. 10 представлены аналогичные диаграммы и спектрограммы, иллюстрирующие работу преобразовательной системы на базе инверторов с алгоритмами прерывистой синхронной многозонной модуляции (PWMD [17], прерывистая синхронная ШИМ с 30-градусными интервалами непроводящего состояния вентилей).





#### PROBLEMELE ENERGETICII REGIONALE 4 (48) 2020



Рис. 6. Базовые напряжения в системе с синхронной непрерывной ШИМ (РWMC-ШИМ, *F=32.5Гц*, *m=0.65*, *F<sub>к</sub>=1.05kГц*).<sup>6</sup>



Рис. 7. Спектры напряжений (РWMC-ШИМ, F=32.5Ги, m=0.65, F<sub>к</sub>=1.05kГи).<sup>7</sup>



Рис. 8. Базовые напряжения в системе с синхронной прерывистой ШИМ (PWMD-ШИМ, F=32.5Гц, m=0.65, F<sub>к</sub>=1.05kГц).<sup>8</sup>





Следует специально отметить, что для проанализированных режимов работы двухинверторной системы было выбрано дробное соотношение между частотой коммутации вентилей инверторов  $F_{\kappa}$  и выходной частотой системы F ( $F_{\kappa}/F=1050\Gamma u/32.5\Gamma u=32.31$ ). Результаты анализа приведенных спектрограмм



Рис. 10. Спектры напряжений (РWMD-ШИМ, F=32.5Гц, m=0.65, F<sub>к</sub>=1.05kГц).<sup>10</sup>

(рис. 7, рис. 10) подтверждают тот факт, что и для режимов работы с дробным соотношением между частотой коммутации вентилей инверторов и выходной частотой системы модифицированные алгоритмы синхронной многозонной ШИМ позволяют обеспечить улучшенный гармонический состав напряжения на статорных обмотках электродвигателя, в спектре которого отсутствуют четные гармоники, а также нежелательные (для систем повышенной мощности) субгармоники (основной частоты системы).

Для линейного регулирования величины первой гармоники выходного напряжения инверторов с синхронной ШИМ в зоне повышенных выходных частот (в зоне сверхмодуляции) обеспечить необходимо специализированную коррекцию базовых управляющих соотношений в этой зоне [8-9]. Стратегия рационального скалярного регулирования инверторов в этой зоне базируется на двухступенчатой использовании схемы управления в зоне сверхмодуляции с двумя граничными частотами F<sub>ov1</sub> = 45.35Гц (коэфмодуляции фициент инверторов равен m=0.907 для этой частоты), и  $F_{ov2}=47.6\Gamma u$ (коэффициент модуляции инверторов равен m=0.952 для этой частоты) для преобразовательных систем для регулируемого электропривода переменного тока с максимальной выходной частотой  $F_{max}=50\Gamma u$  [8-9]. ШИМ-процесс регулирования инверторов состоит из двух частей в зоне сверхмодуляции, и базируется на использовании корректирующих коэффициентов (13)-(14) в базовых управляющих соотношениях (7)-(9), (12):

$$K_{ov1} = 1 - (F - F_{ov1}) / (F_{ov2} - F_{ov1}) \quad (13)$$

$$K_{ov2} = 1 - (F - F_{ov2}) / (F_{max} - F_{ov2}) \quad (14)$$

На рис. 11-14 представлены базовые формы напряжений (а также спектрограммы линейного выходного напряжения инвертора и напряжения на статорных обмотках электродвигателя) преобразовательной системы с двумя статорными обмотками электродвигателя, работающей в зоне сверхмодуляции ( $F=47.5\Gamma \mu$ , m=0.95). Регулирование инверторов осуществляется на базе модифицированных алгоритмов непрерывной (рис. 11-12) и прерывистой (рис. 13-14) синхронной многозонной широтно-импульсной модуляции. Усредненная частота переключения вентилей инверторов равна  $1.05 \kappa \Gamma \mu$ .



Рис. 11. Базовые напряжения в системе с синхронной непрерывной ШИМ (РWMC-ШИМ, *F=47.5Гц*, *m=0.95*, *F<sub>к</sub>=1.05kГц*).<sup>11</sup>



Рис. 12. Спектры напряжений (РWMC-ШИМ, *F=47.5Гц, m=0.95, F<sub>к</sub>=1.05kГц*).<sup>12</sup>



Рис. 13. Базовые напряжения в системе с синхронной прерывистой ШИМ (PWMD-ШИМ, F=47.5Гц, m=0.95, F<sub>к</sub>=1.05kГц).<sup>13</sup>



Рис. 14. Спектры напряжений (РWMD-ШИМ, F=47.5Гц, m=0.95, F<sub>к</sub>=1.05kГц).<sup>14</sup>

Представленные на рис. 11-14 результаты моделирования преобразовательной системы для электропривода с двумя статорными обмотками электродвигателя, работающей в зоне повышенных выходных частот (в зоне сверхмодуляции), показывают, что и в этой специфической зоне управления напряжение на статорных обмотках электродвигателя обладает четвертьволновой симметрией, и в его спектрограммах отсутствуют гармоники четного порядка и субгармоники основной частоты системы.

На рис. 15 представлены результаты определения взвешенного коэффициента искажения базовых напряжений  $V_{albl}$  и  $V_{wll}$  в системе на базе двух инверторов с синхронной многозонной ШИМ (Weighted Total Harmonic Distortion factor

$$(WTHD = (1/V_{w11_1}) \sqrt{\sum_{i=2}^{1000} (V_{w11i}/i)^2})),,$$
 pafotaю-

щей в режиме скалярного управления, в функции коэффициента модуляции инверторов *m* при частоте коммутации вентилей инверторов равной 1.05 кГц.



Рис. 15. Взвешенный коэффициент искажения *WTHD* базовых напряжений в функции коэффициента модуляции инверторов *m*.<sup>15</sup>

Представленные на рис. 15 результаты определения взвешенного коэффициента искажения базовых напряжений показывают, что при пониженных и средних значениях коэффициента модуляции инверторов (m < 0.65), алгоритмы непрерывной синхронной модуляции позволяют обеспечить лучшие интегральные спектральные характеристики напряжения V<sub>w11</sub> на статорных обмотках электродвигателя. При повышенных значениях коэффициента модуляции инверторов (m>0.65) улучшенные спектральные характеристики напряжения на статорных обмотках электродвигателя достигаются при использовании регулировании при инверторов модифицированных алгоритмов прерывистой синхронной модуляции.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Модифицированные алгоритмы управления и синхронной многозонной векторной модуляции, используемые для синхронного регулирования двух трехфазных инверторов системы электропривода на базе электродвигателя с двумя статорными обмотками, соединенными по схеме двойного треугольника, позволяют обеспечить симметрию и улучшенный спектральный состав напряжения на статорных обмотках электродвигателя.

Представленные на рис. 7, 10, 12, и 14 спектрограммы базовых напряжений в систеподтверждают факт. ме TOT что при использовании синхронной многозонной ШИМ в спектрах линейного напряжения инверторов и напряжения на двух статорных обмотках электродвигателя отсутствуют гармоники четного порядка и субгармоники (выходной частоты), способствуя тем самым общему снижению потерь в системе электропривода. При этом следует специально отметить, что проанализированные режимы управления преобразовательной системой на базе двух инверторов характеризуются дробными соотношениями между частотой коммутации вентилей инверторов  $F_s$  и выходной частотой F ( $F_{\kappa}/F=1050\Gamma \mu/32.5\Gamma \mu=32.3$  (рис. 5-10), и  $F_{\kappa}/F=1050\Gamma \mu/47.5\Gamma \mu=22.1$  (рис. 11-14)).

Результаты определения взвешенного коэффициента искажения базовых напряжений показывают, что при пониженных и средних значениях коэффициента модуляции инверторов (*m*<0.65), алгоритмы непрерывной синхронной модуляции позволяют обеспечить лучшие интегральные спектральные характеристики напряжения на статорных обмотках электродвигателя. При повышенных значениях коэффициента модуляции инверторов (*m*>0.65) улучшенные спектральхарактеристики напряжения ные на статорных обмотках двигателя достигаются при использовании при регулировании инмодифицированных алгоритмов верторов прерывистой синхронной модуляции.

#### ПРИЛОЖЕНИЕ 1 (APPENDIX 1)

<sup>1</sup>Fig. 1. Power circuits of drive system on the base of two inverters.

<sup>2</sup>Fig. 2. Stator windings of electrical motor.

<sup>3</sup>Fig. 3. Three-phase inverter and its output voltage vectors.

<sup>4</sup>**Fig. 4.** Switching state sequence, and pole and line voltages of converter with multi-zone continuous (a) and space-vector discontinuous (δ) PWM.

<sup>5</sup>Fig. 5. Basic voltage waveforms on period (PWMC scheme, F=32.5Hz, m=0.65,  $F_s=1.05kHz$ ).

<sup>6</sup>Fig. 6. Basic voltage waveforms on 1/6 of period (PWMC scheme, F=32.5Hz, m=0.65,  $F_s=1.05kHz$ ).

<sup>7</sup>**Fig. 7.** Voltage spectra (PWMC scheme, F=32.5Hz, m=0.65,  $F_{\kappa}=1.05kHz$ ).

<sup>8</sup>Fig. 8. Basic voltage waveforms on period (PWMD scheme, F=32.5Hz, m=0.65,  $F_{\kappa}=1.05kHz$ ).

<sup>9</sup>**Fig. 9.** Basic voltage waveforms on 1/6 of period (PWMD scheme, F=32.5Hz, m=0.65,  $F_{\kappa}=1.05kHz$ ).

<sup>10</sup>Fig. 10. Voltage spectra (PWMD scheme, F=32.5Hz, m=0.65,  $F_{\kappa}=1.05kHz$ ).

<sup>11</sup>Fig. 11. Basic voltage waveforms (PWMC scheme, F=47.5Hz, m=0.95,  $F_{\kappa}=1.05kHz$ ).

<sup>12</sup>Fig. 12. Voltage spectra (PWMC scheme, F=47.5Hz, m=0.95,  $F_{\kappa}=1.05kHz$ ).

<sup>13</sup>Fig. 13. Basic voltage waveforms (PWMD scheme, F=47.5Hz, m=0.95,  $F_{\kappa}=1.05kHz$ ).

<sup>14</sup>Fig. 14. Voltage spectra (PWMD scheme, F=47.5Hz, m=0.95,  $F_{\kappa}=1.05kHz$ ).

<sup>15</sup>Fig. 15. *WTHD* of voltage waveforms versus index of modulation of inverters.

#### Литература (References)

- [1] Krishnan R. Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control. Prentice Hall, 2001, 571
- Kazmierkowski M.P, Krishnan R., Blaabjerg F. (Ed). Control in Power Electronics: Selected Problems. Academic Press, 2002, 544 p.
- [3] Bose B.K. Power electronics, smart grid, and renewable energy systems. *Proceedings of the IEEE*, 2017, vol. 105, no. 11, pp. 2011-2018.
- [4] Levi E. Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2016, vol. 63, no. 1, pp. 433-448.
- [5] Blaabjerg F. (Ed.). Control of Power Electronic Converters and Systems. Vol. 2, Academic Press, 2018, 532 p.
- [6] Munoz A.R., Lipo T.A. Dual stator winding induction machine drive. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2000, vol. 36, no. 5, pp. 1369-1379.
- [7] Park Y., Yoo J.-M., Sul S.-K. Vector control of double-delta sourced winding for a dual-winding induction machine. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2017, vol. 53, no. 1, pp. 171–180.
- [8] Holtz J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of IEEE*, 1994, vol.82, no.8, pp.1194-1213.
- [9] Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P. Power Electronics, 3<sup>rd</sup> ed. John Wiley & Sons, 2003. 656 p.
- [10] Xu, D., Li, Y.W., Wu, B. Direct PWM synchronization using an all digital phase-locked loop for high power grid-interfacing converters.

#### Сведения об авторе.

Валентин Игоревич Олещук, доктор (хабилитат) техн. наук, главный научный сотрудник Института энергетики Молдовы. Область научных интересов: стратегии управления и модуляции для силовых преобразователей параметров электрической энергии для регулируемого электропривода и для систем возобновляемой энергетики. E-mail: oleschuky@hotmail.com

Proc. of IEEE Applied Power Electron. Conf. (APEC'2007), 2007, pp. 893-899.

- [11] Van der Broeck H.W., Skudelny H. C. Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1988, vol. 24, no. 1, pp. 142-150.
- [12] Mishra A., Save S., Sen R. Space vector pulse width modulation. *International Journal of Scientific & Engineering Research*, 2014. vol. 5, no. 2, pp. 1472-1476.
- [13] Xu, D., Li, Y.W., Wu, B. Direct PWM synchronization using an all digital phase-locked loop for high power grid-interfacing converters. *Proc. of IEEE Applied Power Electron. Conf.* (APEC'2007), 2007, pp. 893-899.
- [14] 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.
- [15] Veeranna, S.B., Yaragatti, U.R., Beig, A.R. Space vector-based synchronised bus-clamping pulse width modulation algorithms for threelevel voltage source inverter in overmodulation region. *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 4, 2012, pp. 493–500.
- [16] 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.