

POWER ELECTRONIC SYSTEM FOR POWER ELECTRIC VEHICLES WITH ALGORITHMS OF SYNCHRONOUS MODULATION

Oleschuk V., Ermuratskii V.

Institute of Power Engineering of the Academy of Sciences of Moldova

Abstract. Schemes of synchronous space-vector modulation have been adapted for control of split-phase drive for electric vehicle with open-end windings of induction motor, supplied by several voltage source inverters. MATLAB-based simulation of processes in this system has been executed. It has been shown, that the use of algorithms of synchronous modulation provides symmetry of phase voltage waveforms for any ratio between the switching frequency and fundamental frequency, and for any voltage magnitudes of dc-sources. Spectra of the phase voltage of system do not contain even harmonics and subharmonics (of the fundamental frequency), which is especially important for drives for the medium-power and high-power electric vehicles.

Keywords: Adjustable speed AC drive for electric transport, voltage source inverters, space-vector pulsewidth modulation.

SISTEMUL DE CONVERTIZARE AL ACȚIONĂRILOR ELECTRICE DE TRANSPORT DE PUTERE MAJORATĂ ÎN BAZA ALGORITMILOR DE MODULARE SINCRONĂ

Olesciuk V., Ermuratschii V.

Institutul de Energetică al Academiei de Științe a Moldovei

Rezumat. Algoritmii de modulare vectorială sincronă au fost adaptați pentru a fi utilizați în sistemul de conversie cu șase faze destinat transportului cu utilizarea înfășurărilor a motorului electric asincron în circuit deschis, alimentate de la mai multe convertizoare de tensiune. S-a efectuat modelarea proceselor în mediul MATLAB. S-a demonstrat, că utilizarea algoritmilor de modulare vectorială sincronă permite asigurarea simetriei tensiunii de ieșire pe faze pentru orice raport între frecvența de comutație a cheilor și a frecvenței de bază a sistemului, precum și orice alt raport dintre amplitudinile celor patru surse de alimentare în curent continuu. În acest caz, în spectrul tensiunii de fază pentru toată banda de reglare lipsesc armonicile pare și subarmonicile (a frecvenței de bază), ceea ce este important pentru acționările electrice în transportul electric de putere medie și mare.

Cuvinte-cheie: Acționări electrice reglabile pentru transportul electric, convertizoarele de tensiune, modulare sincronă vectorială.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ТРАНСПОРТНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОВЫШЕННОЙ МОЩНОСТИ С АЛГОРИТМАМИ СИНХРОННОЙ МОДУЛЯЦИИ

В.И. Олещук, В. В. Ермуратский

Институт энергетики Академии наук Молдовы

Аннотация. Алгоритмы синхронной векторной широтно-импульсной модуляции адаптированы применительно к использованию в шестифазной преобразовательной системе транспортного назначения с разомкнутыми обмотками асинхронного электродвигателя, питающихся от нескольких автономных инверторов напряжения. Выполнено моделирование процессов в системах на базе MATLAB-пакета прикладных программ. Показано, что использование алгоритмов синхронной векторной модуляции позволяет обеспечить симметрию фазного выходного напряжения при любых (в том числе дробных) соотношениях между частотой коммутации вентиля и выходной частотой системы, а также при любых соотношениях амплитуд четырех источников постоянного тока, питающих систему. При этом в спектре фазного напряжения на всем диапазоне регулирования отсутствуют четные гармоники и субгармоники (основной частоты), что является особенно важным для электроприводов для транспортных систем средней и большой мощности.

Ключевые слова: Регулируемый электропривод транспортного назначения, автономные инверторы напряжения, векторная широтно-импульсная модуляция.

Введение

Многофазные, и, в частности, шестифазные регулируемые электроприводы переменного тока обладают рядом преимуществ по сравнению со стандартными трехфазными системами преобразования параметров электрической энергии [1]-[5]. К числу перспективных областей применения шестифазных преобразовательных систем относятся в первую очередь электроприводы средней и большой мощности для электротранспорта, для электровозов, для судового тягового привода, и т.п.

В последнее время была предложена новая топология сдвоенной трехфазной преобразовательной системы на базе четырех инверторов напряжения, позволяющая увеличить в четыре раза установленную мощность типовой системы, базирующейся на стандартном трехфазном инверторе [6]. Рис. 1 представляет базовую структуру такой системы, состоящей из двух групп по два инвертора, выходы которых подключены к разомкнутыми обмотками асимметричного шестифазного электродвигателя. В этом случае асинхронный электродвигатель имеет две группы обмоток, пространственно сдвинутых друг относительно друга на 30 электрических градусов.

Известно, что для электроприводов повышенной мощности для устранения из спектра выходного напряжения нежелательных субгармоник (основной частоты) необходимо обеспечивать непрерывную синхронизацию кривой выходного напряжения на всем диапазоне регулирования [7]-[9]. В связи с этим был разработан и предложен для применения в преобразовательных системах различного функционального назначения новый альтернативный метод синхронной векторной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) сигналов инверторов напряжения [10]-[17].

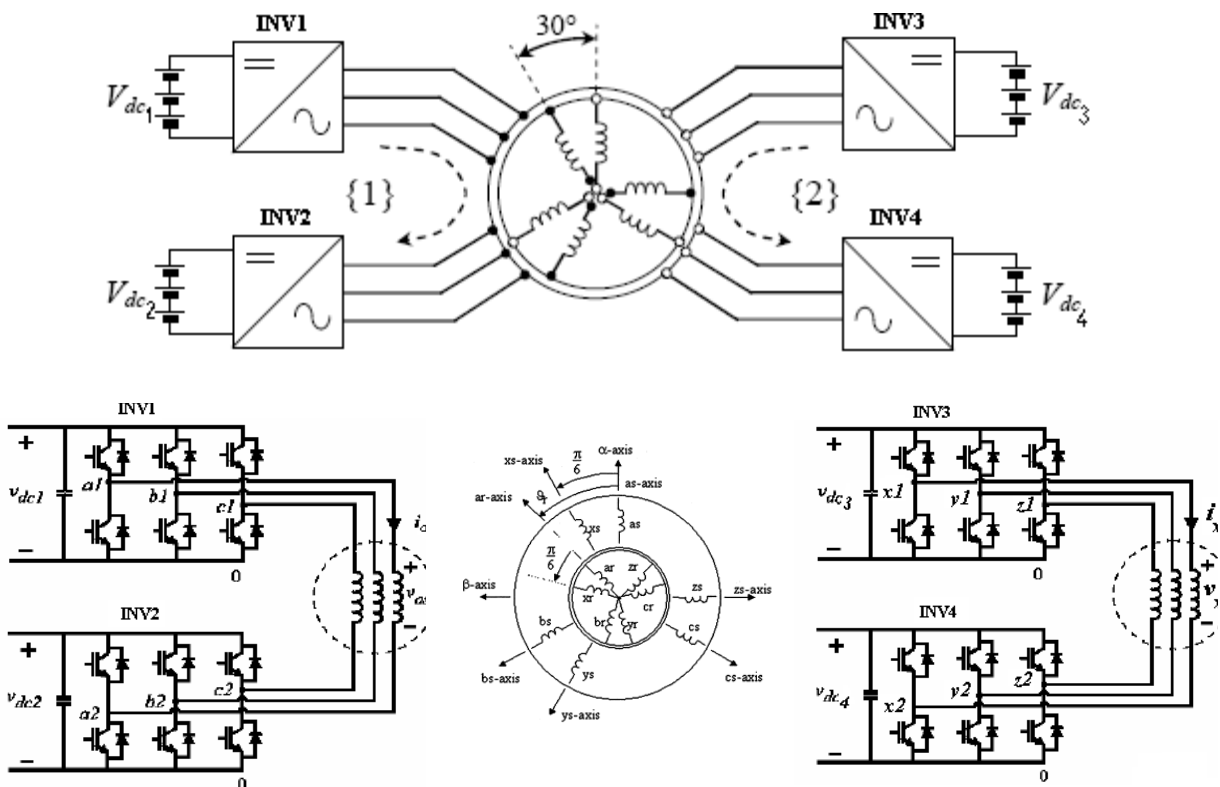


Рис. 1. Топология сдвоенной трехфазной системы на базе четырех инверторов (первой инверторной группы INV1+INV2, и второй группы INV3+ INV4), питающих асимметричный асинхронный электродвигатель с разомкнутыми обмотками

Свойства и особенности метода синхронной векторной модуляции

Для обеспечения непрерывной синхронизации кривых выходного напряжения инверторов многоинверторной шестифазной преобразовательной системы метод синхронной векторной ШИМ может быть использован для регулирования каждого из инверторов такой системы [10],[11]. На рис. 2 – 3 показаны состояния ключей, а также управляющие и выходные сигналы трехфазного инвертора напряжения на интервале $0^0 - 90^0$, иллюстрирующие схематично непрерывную (рис. 2) и прерывистую (рис. 3) версии синхронной векторной модуляции. Верхние диаграммы на рис. 2 – 3 показывают последовательность переключения ключей в инверторе (в соответствии с общепринятыми обозначениями [10]), нижеприведенные кривые показывают управляющие сигналы ключей катодной группы фаз a, b, c (x, y, z) каждого инвертора шестифазной системы, совпадающие по форме с полярными напряжениями в соответствующих узлах инвертора. Нижние кривые на рис. 2 - 3 показывают соответствующие участки линейного выходного напряжения инверторов. При этом продолжительность сигналов β_1 характеризует общую продолжительность включенного состояния ключей внутри тактового интервала τ , сигналы γ формируются по краям (рис. 2) или в центре (рис. 3) соответствующего β -сигнала. Продолжительность сигналов λ характеризует длительность пауз нулевого уровня внутри тактовых интервалов [10],[11]. Одна из базовых особенностей метода синхронной ШИМ заключается в том, что положение центральных активных β_1 -сигналов жестко фиксируется в серединах соответствующих 60-градусных тактовых интервалов, а формирование остальных управляющих сигналов и пауз нулевого уровня осуществляется симметрично относительно указанных центральных сигналов. При этом специальные сигналы λ' (λ_5 на рис. Fig. 2, λ_4 на рис. 3) вместе с соседними сигналами β'' (β_5 на рис. 2, β_4 на рис. 3) формируются в тактовых точках периода выходного напряжения инвертора ($0^0, 60^0, 120^0..$), и продолжительность этих сигналов уменьшается до близкого к нулю значения на граничных частотах между поддиапазонами управления, обеспечивая симметрию кривой выходного напряжения инвертора.

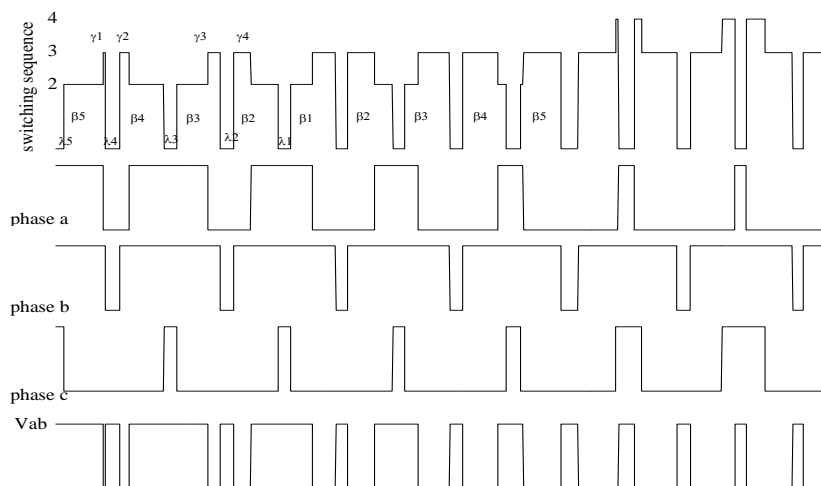


Рис. 2. Последовательность переключения ключей, полярные напряжения и линейное напряжение V_{ab} инвертора с непрерывной синхронной модуляцией

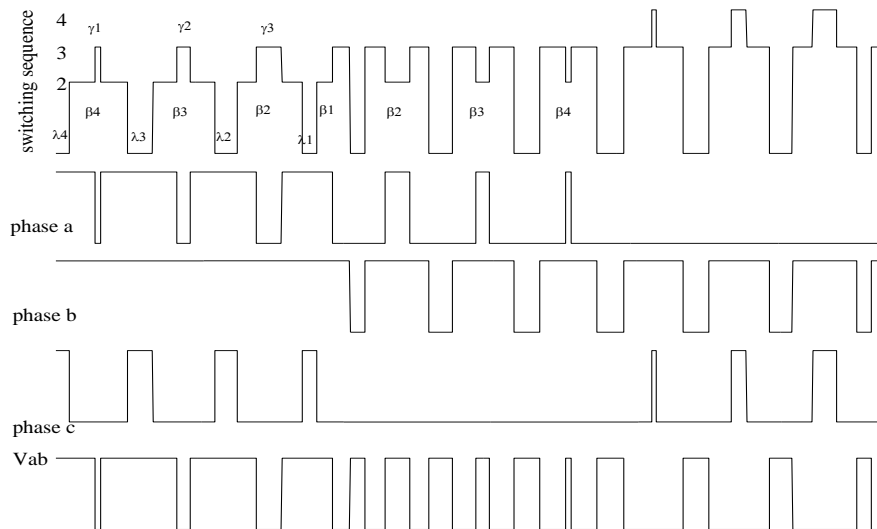


Рис. 3. Последовательность переключения ключей, полярные напряжения и линейное напряжение V_{ab} инвертора с прерывистой синхронной модуляцией

Синхронная ШИМ в шестифазной системе на базе четырех инверторов

Регулирование четырех трехфазных инверторов, питающих асимметричный шестифазный электродвигатель, имеет специфические особенности. В частности, четыре инвертора формируют в этом случае две группы по два инвертора в каждой, и каждая инверторная группа подключена при этом к соответствующим выводам соответствующих разомкнутых обмоток электродвигателя (рис. 1). Синхронное и симметричное регулирование выходного напряжения каждого инвертора каждого инверторного блока в соответствии с алгоритмами синхронной ШИМ обеспечивает формирование симметричного фазного напряжения в обмотках шестифазного электродвигателя. При этом величина фазового сдвига между кривыми выходного напряжения двух инверторов каждой из инверторных групп должна составлять половину длительности тактового подинтервала τ [18].

В случае, когда напряжения двух источников постоянного тока инверторной группы имеют одну величину, результирующий вектор напряжения является эквивалентным вектору напряжения трехуровневого инвертора [3],[6],[18]. При этом фазные напряжения V_{as} и V_{xs} первой и второй групп сдвоенных инверторов с изолированными источниками питания (рис. 1) определяются в соответствии с (1)-(4) [19]:

$$V_{01} = 1/3 \cdot (V_{a1} + V_{b1} + V_{c1} + V_{a2} + V_{b2} + V_{c2}); \quad (1)$$

$$V_{as} = V_{a1} + V_{a2} - V_{01}; \quad (2)$$

$$V_{02} = 1/3 \cdot (V_{x1} + V_{y1} + V_{z1} + V_{x2} + V_{y2} + V_{z2}); \quad (3)$$

$$V_{xs} = V_{x1} + V_{x2} - V_{02}; \quad (4)$$

где V_{a1} , V_{b1} , V_{c1} , V_{a2} , V_{b2} , V_{c2} и V_{x1} , V_{y1} , V_{z1} , V_{x2} , V_{y2} , V_{z2} – полярные напряжения каждой группы трехфазных инверторов, V_{01} и V_{02} – соответствующие напряжения нулевой последовательности.

В то же время, регулирование в анализируемой шестифазной системе электропривода базируется на 30-градусном фазовом сдвиге управляющих и выходных сигналов двух вышеупомянутых инверторных групп [2],[5]. В качестве иллюстрации процесса синхронного регулирования сдвоенной трехфазной системы с синхронной ШИМ при одинаковой величине напряжения источников питания постоянного тока ($V_{dc1}=V_{dc2}=V_{dc3}=V_{dc4}$), рис. 4 – 7 показывают базовые формы напряжения в системе на периоде выходной частоты (полярные напряжения V_{a1} , V_{a2} , V_{x1} , V_{x2} , линейные напряжения V_{alb1} , V_{xly1} , и фазные напряжения V_{as} и V_{xs} (вместе со спектром фазного напряжения V_{as})), при регулировании на базе алгоритмов непрерывной синхронной ШИМ (рис. 4 – 5), а также на базе алгоритмов прерывистой ШИМ с 30-градусными интервалами непроводящего состояния клапанов (рис. 6 – 7). Выходная частота системы и средняя частота коммутации клапанов при этом соответственно равны $F=35\text{Hz}$ and $F_s = 1 \text{ kHz}$, коэффициенты модуляции всех инверторов равны $m_1=m_2=m_3=m_4=0.7$ в данном случае. В частности, приведенные на рис. 4 – 7 кривые показывают, что выходное напряжение инверторов с синхронной модуляцией имеет четвертьволновую симметрию, и в спектре фазного напряжения системы отсутствуют четные гармоники и субгармоники.

В случае неравенства напряжений источников постоянного тока, когда $V_{dc1} \neq V_{dc2}$ и $V_{dc3} \neq V_{dc4}$ (но $V_{dc1}=V_{dc3}$ и $V_{dc2}=V_{dc4}$), для обеспечения эквивалентности выходных напряжений двух инверторов каждой из инверторных групп при скалярном $V/F=const$ режиме управления необходимо обеспечить соответствующую корреляцию между коэффициентами модуляции инверторов и амплитудами напряжения источников питания:

$$m_1 V_{dc1} = m_2 V_{dc2} ; \tag{5}$$

$$m_3 V_{dc3} = m_4 V_{dc4} . \tag{6}$$

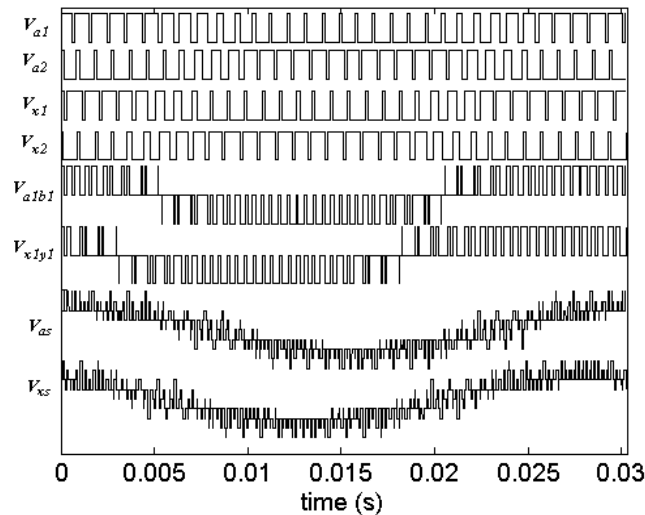


Рис. 4. Полярные напряжения V_{a1} , V_{a2} и V_{x1} , V_{x2} , линейные напряжения V_{alb1} и V_{xly1} , и фазные напряжения V_{as} и V_{xs} в шестифазной системе с непрерывной синхронной ШИМ ($F=35\text{Hz}$, $V_{dc1}=V_{dc2}=V_{dc3}=V_{dc4}$, $m_1=m_2=m_3=m_4=0.7$, $F_s=1\text{kHz}$)

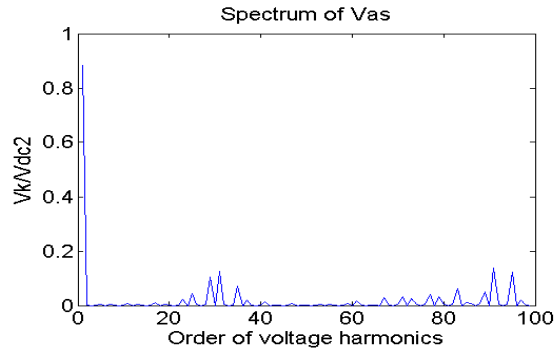


Рис. 5. Спектр фазного напряжения V_{as} в системе с непрерывной синхронной ШИМ ($F=35\text{Hz}$, $F_{s1}=1\text{kHz}$)

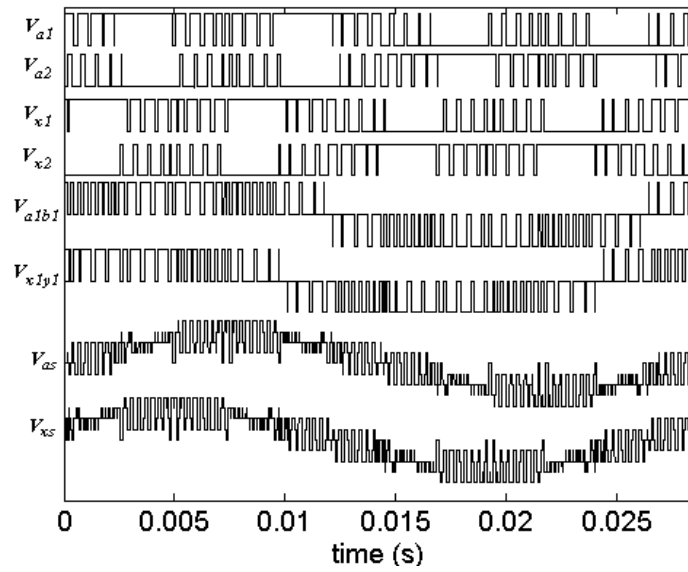


Рис. 6. Полярные напряжения V_{a1} , V_{a2} и V_{x1} , V_{x2} , линейные напряжения V_{ab1} и V_{xly1} , и фазные напряжения V_{as} и V_{xs} в шестифазной системе с прерывистой синхронной ШИМ ($F=35\text{Hz}$, $V_{dc1}=V_{dc2}=V_{dc3}=V_{dc4}$, $m_1=m_2=m_3=m_4=0.7$, $F_s=1\text{kHz}$)

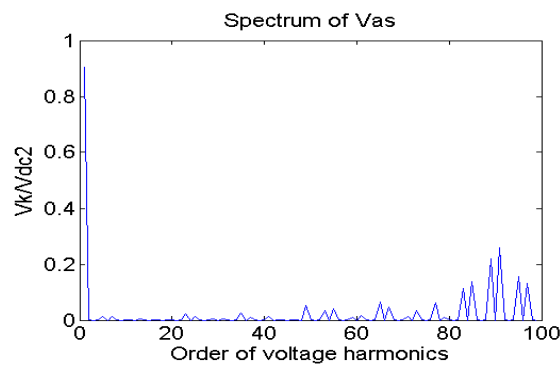


Рис. 7. Спектр фазного напряжения V_{as} в системе с прерывистой синхронной ШИМ ($F=35\text{Hz}$, $F_{s1}=1\text{kHz}$)

В частности, в случае, если $V_{dc1}=0.7V_{dc2}$, $V_{dc3}=0.7V_{dc4}$ и $m_2=m_4=0.7$, в соответствии с (5)-(6) $m_1=m_3=0.93$, при этом последняя величина коэффициента модуляции соответствует режиму работы двух соответствующих инверторов в зоне сверхмодуляции.

Для иллюстрации хода процессов в шестифазной преобразовательной системе на базе четырех инверторов с синхронной модуляцией, питающихся от четырех источников постоянного напряжения с разными амплитудами ($V_{dc1}=0.7V_{dc2}$, $V_{dc3}=0.7V_{dc4}$, $V_{dc2}=V_{dc4}$), рис. 8 – 11 представляют результаты моделирования процессов в такой системе. В частности, на рис. 8 – 9 приведены кривые базовых напряжений V_{a1b1} , V_{a2b2} и V_{as} в системе, а также спектры этих напряжений, при регулировании на базе алгоритмов непрерывной синхронной модуляции. Рис. 10 представляет аналогичные формы напряжения в шестифазной системе, регулируемой на базе алгоритмов прерывистой синхронной ШИМ с 30-градусными интервалами непроводящего состояния вентилях. Рис. 11 показывает спектральный состав линейных и фазных напряжений первой инверторной группы. Выходная частота системы и средняя частота коммутации вентилях при этом соответственно равны $F = 35 \text{ Hz}$ and $F_s=1\text{kHz}$. При этом следует также отметить, что спектральный состав базовых напряжений второй инверторной группы характеризуется в данном случае аналогичными характеристиками.

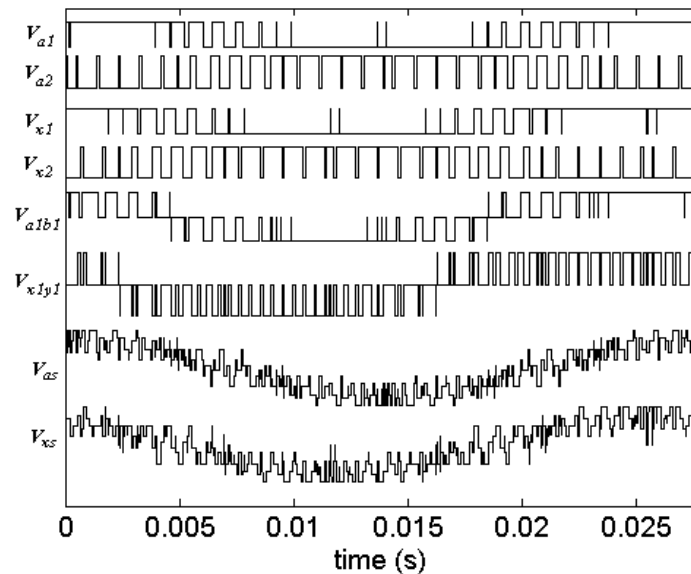


Рис. 8. Полярные напряжения V_{a1} , V_{a2} и V_{x1} , V_{x2} , линейные напряжения V_{a1b1} и V_{x1y1} , и фазные напряжения V_{as} и V_{xs} в шестифазной системе с непрерывной синхронной ШИМ ($F=35\text{Hz}$, $V_{dc1}=0.7V_{dc2}$, $V_{dc3}=0.7V_{dc4}$, $V_{dc2}=V_{dc4}$, $m_1=m_3=0.933$, $m_2=m_4=0.7$, $F_s=1\text{kHz}$)

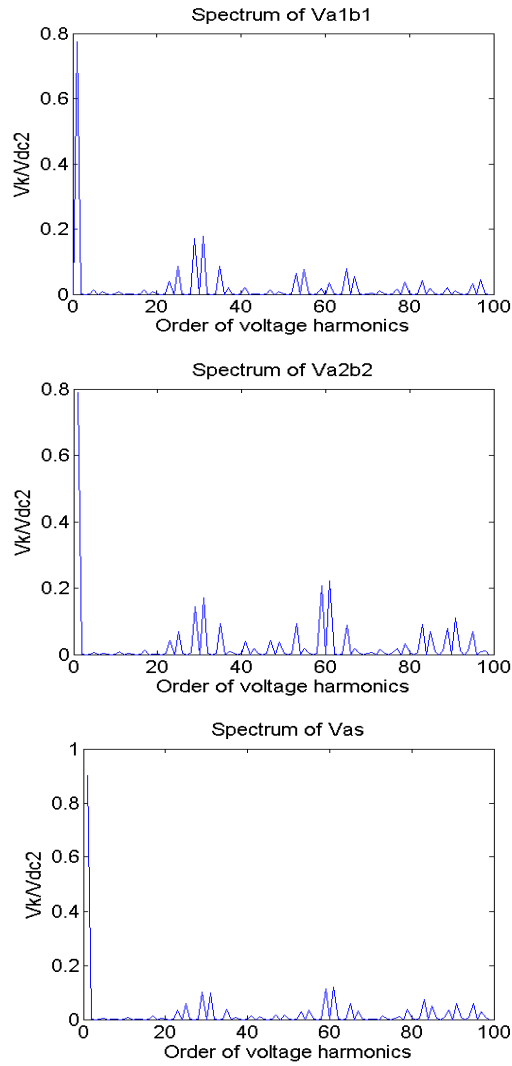


Рис. 9. Спектры напряжений V_{a1b1} , V_{a2b2} и V_{as} в шестифазной системе с непрерывной синхронной ШИМ ($F=35\text{Hz}$, $F_s=1\text{kHz}$)

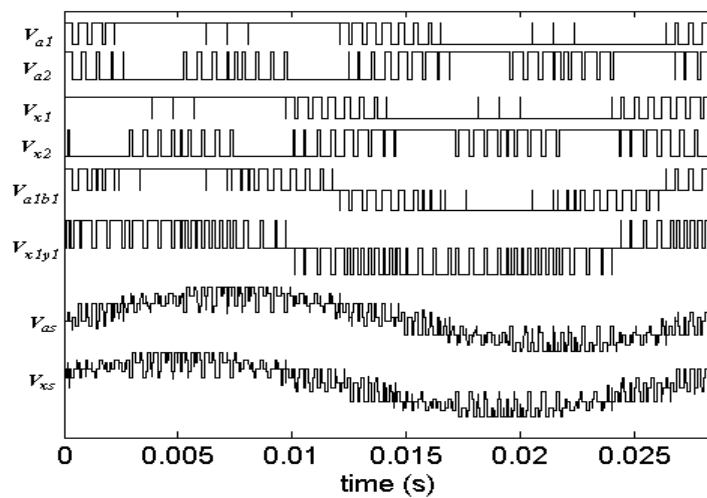


Рис. 10. Полярные напряжения V_{a1} , V_{a2} и V_{x1} , V_{x2} , линейные напряжения V_{a1b1} и V_{x1y1} , и фазные напряжения V_{as} и V_{xs} в шестифазной системе с прерывистой синхронной ШИМ ($F=35\text{Hz}$, $V_{dc1}=0.7V_{dc2}$, $V_{dc3}=0.7V_{dc4}$, $V_{dc2}=V_{dc4}$, $m_1=m_3=0.933$, $m_2=m_4=0.7$, $F_s=1\text{kHz}$)

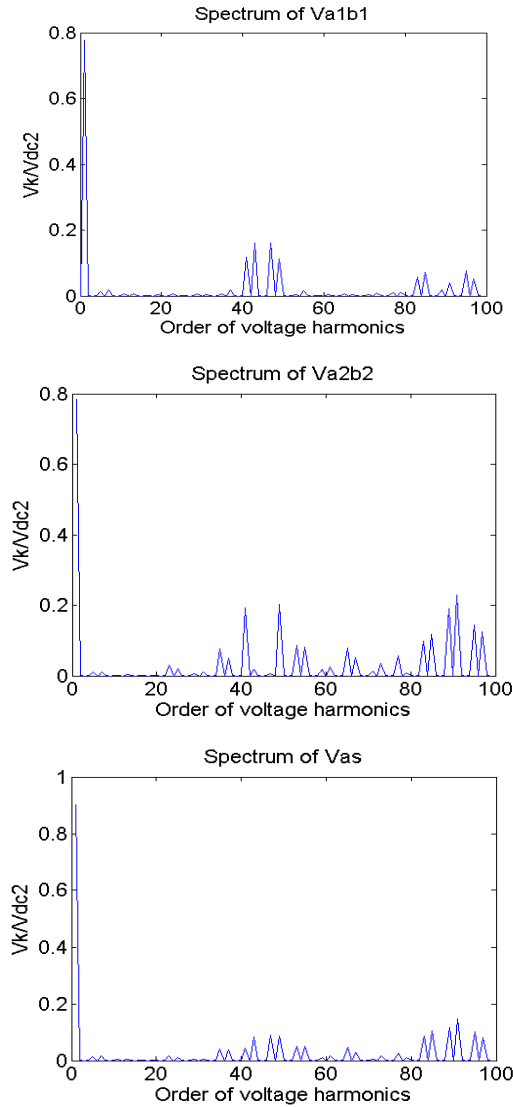


Рис. 11. Спектры напряжений V_{a1b1} , V_{a2b2} и V_{as} в шестифазной системе с прерывистой синхронной ШИМ ($F=35\text{Hz}$, $F_s=1\text{kHz}$)

Для сдвоенной трехфазной системы электропривода на базе четырех инверторов с разными напряжениями источников постоянного тока для обеспечения баланса мощностей $P1/P2$ и $P3/P4$ между четырьмя источниками питания двух инверторных групп (при скалярном $V/F=const$ режиме работы), необходимо обеспечить выполнение соотношений (7)-(8), связывающих между собой амплитуды напряжений источников питания, коэффициенты модуляции инверторов и номинальное соотношение мощностей источников питания [14]:

$$\frac{m_1 V_{dc1}}{m_2 V_{dc2}} = \frac{P_1}{P_2} \quad (7)$$

$$\frac{m_3 V_{dc3}}{m_4 V_{dc4}} = \frac{P_3}{P_4} \quad (8)$$

PROBLEMELE ENERGETICII REGIONALE 1(24) 2014
ELECTROENERGETICĂ

В частности, для рассматриваемой системы шестифазного электропривода необходимо обеспечить равное распределение мощностей двух инверторных групп, питающих асимметричный шестифазный электродвигатель:

$$P_1 + P_2 = P_3 + P_4. \quad (9)$$

В этом случае, в соответствии с (7)-(8), для сбалансированного (по мощности) функционирования системы необходимо обеспечить выполнение (10), в котором мощность каждого инвертора многоинверторной системы описывается в относительных величинах как часть общей мощности системы:

$$m_1 V_{dc1} P_2 + m_2 V_{dc2} P_1 = m_3 V_{dc3} P_4 + m_4 V_{dc4} P_3. \quad (10)$$

В качестве иллюстрации режима сбалансированного функционирования системы с прерывистой синхронной модуляцией при разных амплитудах напряжения четырех источников питания, на рис. 12 – 13 приведены кривые базовых напряжений в системе, и спектры напряжений V_{a1b1} , V_{a2b2} , V_{as} и V_{xs} . Выходная частота и средняя частота коммутации вентилях при этом равны соответственно $F=35\text{Hz}$ и $F_s=1\text{kHz}$. Относительные величины напряжений источников питания определены в данном случае относительно максимального напряжения четвертого источника ($V_{dc4}=1$):

$$V_{dc1} = 0,72V_{dc4}; V_{dc2} = 0, V_{dc3} = 0,75V_{dc4}. \quad (11)$$

Коэффициент модуляции четвертого инвертора, питающегося от источника с максимальным напряжением, равен в этом случае $m_4 = 0.7$. В случае одинаковых мощностей всех четырех источников питания ($P_1 = P_2 = P_3 = P_4$), в соответствии с (10) коэффициенты модуляции трех остальных инверторов определяются для данного режима как: $m_1 = 0.97$, $m_2 = 0.777$; $m_3 = 0.933$. Как следует из спектрограмм, приведенных на рис. 13, амплитуды фазных напряжений V_{as} и V_{xs} в системе с синхронной ШИМ равны между собой. Тем самым, в шестифазной системе обеспечивается баланс мощностей между двумя секциями трехфазных обмоток шестифазного электродвигателя.

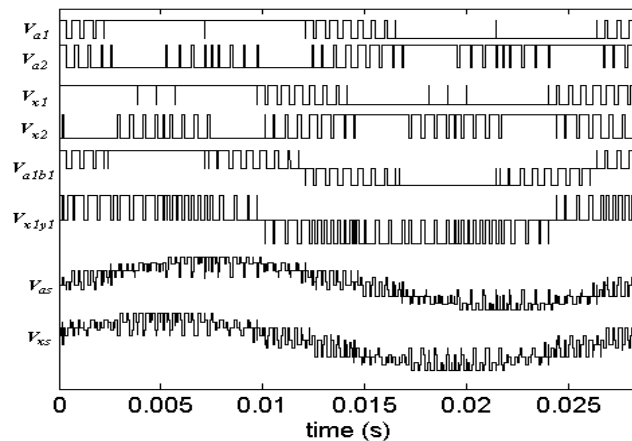


Рис. 12. Полярные напряжения V_{a1} , V_{a2} и V_{x1} , V_{x2} , линейные напряжения V_{a1b1} и V_{x1y1} , и фазные напряжения V_{as} и V_{xs} в шестифазной системе с прерывистой ШИМ ($F=35\text{Hz}$, $V_{dc1}=0.8V_{dc2}$, $V_{dc2}=0.9V_{dc4}$, $V_{dc3}=0.75V_{dc4}$, $m_1=0.97$, $m_2=0.777$, $m_3=0.93$, $F_s=1\text{kHz}$)

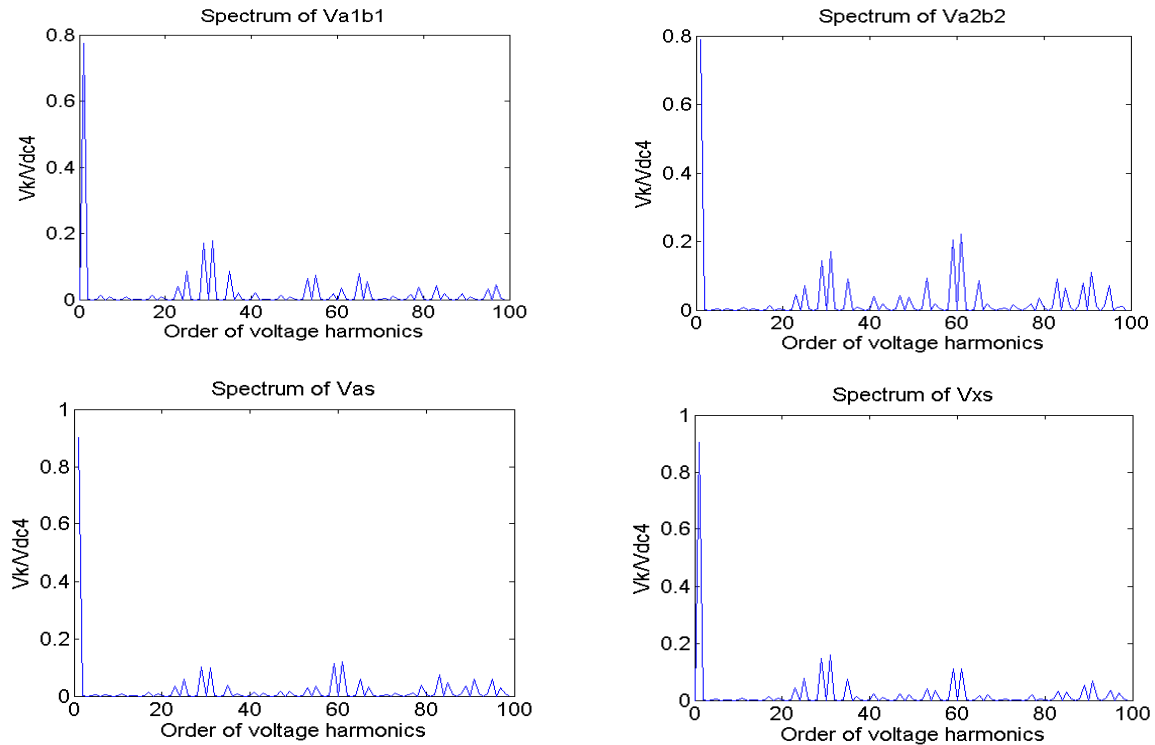


Рис. 13. Спектры напряжений V_{a1b1} , V_{a2b2} , V_{as} и V_{xs} в шестифазной системе с прерывистой синхронной ШИМ ($F=35\text{Hz}$, $F_s=1\text{kHz}$)

Фазные напряжения V_{as} and V_{xs} шестифазного электропривода на базе четырех инверторов с синхронной модуляцией обладают четвертьволновой или полуволновой симметрией на всем диапазоне регулирования, благодаря чему в спектре выходного напряжения отсутствуют четные гармоники и субгармоники (см. рис. 4 - 13), способствующие возникновению дополнительных потерь в системах электропривода.

С целью сопоставления характеристик асимметричной шестифазной системы на базе двух инверторов ([2], стандартная топология системы), и на базе четырех инверторов (новая структура шестифазной системы [6], являющаяся базовой для данного исследования), выполнен расчет взвешенного коэффициента искажений ($WTHD$) фазного напряжения V_{as} в функции коэффициента модуляции m :

$$WTHD = (1/V_{as1}) \left(\sum_{k=2}^{1000} (V_{as_k} / k)^2 \right)^{0.5}$$

На рис. 14 представлены результаты подобного сопоставительного анализа для систем с синхронной непрерывной модуляцией (CPWM), а также для систем с прерывистой синхронной ШИМ (DPWM). Принято, что напряжения источников электропитания системы равны между собой, при этом коэффициенты модуляции всех инверторов также равны между собой. Режим управления соответствует стандартному скалярному регулированию системы по закону $V/F=const$, средняя частота переключения вентилей каждого инвертора равна $F_s = 1\text{kHz}$.

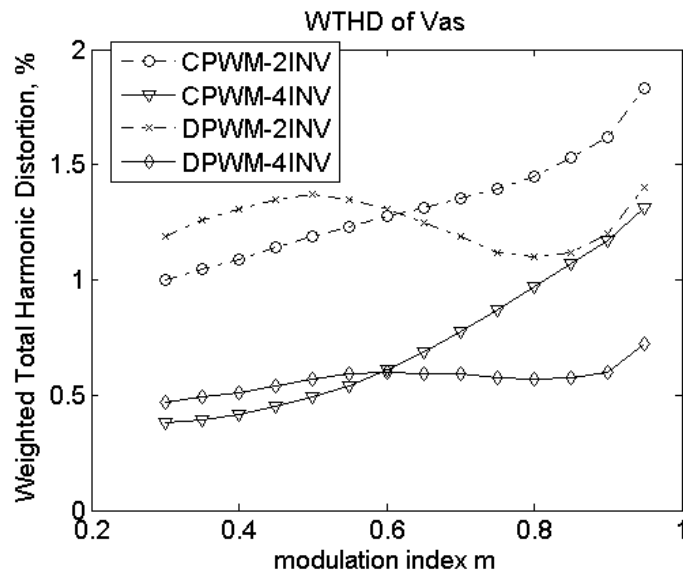


Рис. 14. Усредненная величина взвешенного коэффициента искажений $WTHD$ фазного напряжения V_{as} в функции коэффициента модуляции m для шестифазной системы на базе двух инверторов (CPWM-2INV, DPWM-2INV), и для шестифазной системы на базе четырех инверторов (CPWM-4INV, DPWM-4INV)

Представленные интегральные характеристики спектрального состава фазного напряжения подтверждают тот факт, что степень искажения напряжений в шестифазной системе на базе четырех инверторов с синхронной ШИМ значительно ниже, чем в стандартных системах на базе двух инверторов. При этом в зоне пониженных и средних и средних выходных частот системы регулируемого электропривода на базе стандартных инверторов, при которых значения коэффициента модуляции выходного напряжения $m < 0.6$, улучшенный спектральный состав выходного напряжения обеспечивается при использовании алгоритмов непрерывной векторной модуляции, а в зоне повышенных выходных частот (когда $m > 0.6$), лучший гармонический состав выходного напряжения обеспечивается при использовании алгоритмов прерывистой модуляции

На рис. 15 представлены результаты анализа интегральных спектральных характеристик фазного напряжения V_{as} шестифазной системы на базе четырех инверторов с непрерывной (CPWM) и прерывистой (DPWM) разновидностями синхронной векторной модуляции при неодинаковых напряжениях $V_{dc1} - V_{dc4}$ источников питания. В частности, для этого случая $V_{dc1} \neq V_{dc2}$ и $V_{dc3} \neq V_{dc4}$, но $V_{dc1} = V_{dc3}$ и $V_{dc2} = V_{dc4}$. Было проанализировано два базовых режима работы:

- 1) $V_{dc1} = 0.9V_{dc2}$, $V_{dc3} = 0.9V_{dc4}$, $K_{dc} = 0.9$ в этом случае;
- 2) $V_{dc1} = 0.7V_{dc2}$, $V_{dc3} = 0.7V_{dc4}$, $K_{dc} = 0.7$ в этом случае.

Результаты данного анализа показывают, что интегральные характеристики спектрального состава фазного напряжения в шестифазной системе на базе четырех инверторов с прерывистой синхронной ШИМ лишь в незначительной степени зависят от соотношения напряжений источников питания системы.

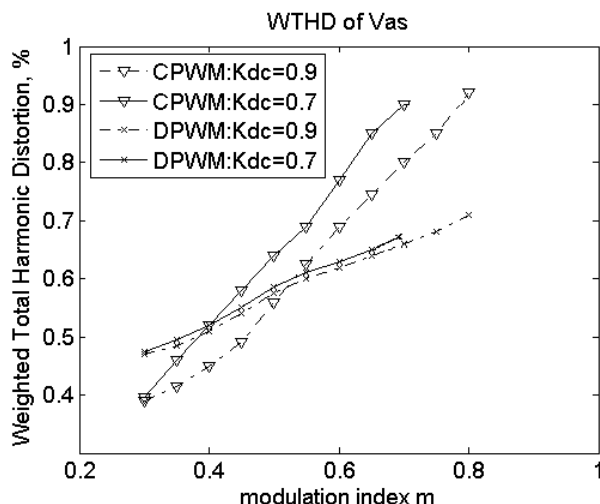


Рис. 15. Усредненная величина взвешенного коэффициента искажений $WTHD$ фазного напряжения V_{as} в функции коэффициента модуляции $m=m_2=m_4$ для шестифазной системы на базе четырех инверторов с неодинаковыми напряжениями источников питания

Выводы

Показано, что в асимметричной шестифазной преобразовательной системе для электропривода на базе четырех стандартных инверторов напряжения использование алгоритмов синхронной векторной модуляции позволяет обеспечить симметрию фазного выходного напряжения при любых (в том числе дробных) соотношениях между частотой коммутации вентилей и выходной частотой системы, а также при любых соотношениях амплитуд четырех источников постоянного тока, питающих систему.

Установлено, что в зоне пониженных и средних и средних выходных частот многоинверторной системы регулируемого электропривода на базе стандартных инверторов, при которых значения коэффициента модуляции выходного напряжения $m < 0.6$, улучшенный спектральный состав выходного напряжения обеспечивается при использовании алгоритмов непрерывной векторной модуляции, а в зоне повышенных выходных частот (при $m > 0.6$), лучший гармонический состав выходного напряжения обеспечивается при использовании алгоритмов прерывистой модуляции.

В спектре фазного выходного напряжения преобразовательных систем с алгоритмами синхронной ШИМ на всем диапазоне регулирования отсутствуют четные гармоники и субгармоники (основной частоты), при этом наиболее рациональной областью использования преобразователей с синхронной ШИМ являются системы электропривода средней и большой мощности, в том числе системы мощного тягового электропривода.

Литература

- [1] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H.A. Toliyat and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives – a technology status review," IET Electrical Power Applications, vol. 1, n. 4, pp. 489-516, 2007.
- [2] R. Bojoi, F. Farina, F. Profumo and A. Tenconi, "Dual-three phase induction machine drive control – a survey," IEEEJ Trans. on Industry Applications, vol. 126, n. 4, pp. 420-429, 2006.

- [3] G. Grandi, G. Serra and A. Tani, "General analysis of multiphase systems based on space vector approach," Proc. of the IEEE-EPE Power Electronics and Motion Control Conf. (EPE-PEMC'2006), pp. 834-840, 2006.
- [4] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable speed applications," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, n. 5, pp. 1893-1909, 2008.
- [5] V. Oleschuk and G. Griva, "Synchronized space-vector modulation for six-phase automotive drive with controlled switching frequency," International Review of Electrical Engineering, vol. 4, n. 1, pp. 50-56, 2009.
- [6] G. Grandi, A. Tani, P. Sanjeevkumar and D. Ostojic, "Multi-phase multi-level AC motor drive based on four three-phase two-level inverters," Proc. of the IEEE International Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM'2010), pp. 1768-1775, 2010.
- [7] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electric power conversion," Proceedings of IEEE, vol. 82, n. 8, pp. 1194-1213, 1994.
- [8] N. Mohan, T.M. Undeland and W.P. Robbins, Power Electronics, 3rd ed., John Wiley & Sons, 2003.
- [9] R.K. Jordan, P. Stumpf, P. Bartal, Z. Varga and I. Nagy, "A novel approach in studying the effects of subharmonics on ultrahigh speed AC motor drives," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 58, n. 2, pp. 627-635, 2011.
- [10] V. Oleschuk and F. Blaabjerg, "Direct synchronized PWM techniques with linear control functions for adjustable speed drives," Proc. of the IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC'2002), pp. 76-82, 2002.
- [11] V. Oleschuk, F. Blaabjerg and B.K. Bose, "Analysis and comparison of algebraic and trigonometric methods of synchronous PWM for inverter drives," Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC'02), pp. 1439-1444, 2002.
- [12] V. Oleschuk, R. Bojoi, F. Profumo, A. Tenconi and A.M. Stankovic, "Multifunctional six-phase motor drives with algorithms of synchronized PWM," Proc. of the IEEE Industrial Electronics Conf. (IECON'2006), pp. 1293-1300, 2006.
- [13] V. Oleschuk, F. Profumo and A. Tenconi, "Five-phase inverters with synchronized pulsewidth modulation," International Review of Electrical Engineering, vol. 2, n. 2, pp. 123-129, 2007.
- [14] V. Oleschuk, R. Bojoi, G. Griva and F. Profumo, "Dual inverter-fed traction drive with DC sources power balancing based on synchronized PWM," in Proc. of the IEEE International Electrical Machines and Drives Conf. (IEMDC'2007), pp. 260-265, 2007.
- [15] V. Oleschuk, F. Profumo and A. Tenconi, "Analysis of operation of symmetrical dual three-phase converters with hybrid schemes of synchronised PWM," International Review of Electrical Engineering, vol. 2, n. 6, pp. 793-802, 2007.
- [16] V. Oleschuk and G. Griva, "Simulation of processes in synchronized cascaded inverters for photovoltaic application," International Review of Electrical Engineering, vol. 4, n. 5(A), pp. 928-936, 2009.
- [17] V. Oleschuk, G. Griva and F. Spertino, "Dual neutral-point-clamped converters with synchronized PWM for photovoltaic installations," International Review of Electrical Engineering, vol. 5, n. 1(A), pp. 55-63, 2010.
- [18] H. Stemmler and P. Guggenbach, "Configurations of high power voltage source inverter drives," Proc. of the European Power Electronics Conference (EPE'93), pp. 7-12, 1993.
- [19] E.G. Shivakumar, K. Gopakumar, S.K. Sinha, A. Pittet and V.T. Ranganathan, "Space vector PWM control of dual inverter fed open-end winding induction motor drive," Proc. of the IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC'2001), pp. 399-405, 2001.

PROBLEMELE ENERGETICII REGIONALE 1(24) 2014
ELECTROENERGETICĂ

Сведения об авторах.



Олещук Валентин Игоревич (oleschukv@hotmail.com), доктор (хабилитат) технических наук, главный научный сотрудник Института энергетики Академии наук Молдовы. Областью его научных интересов являются стратегии управления и модуляции для силовых преобразователей параметров электрической энергии, для регулируемого электропривода, и для систем возобновляемой электроэнергии.



Ермуратский Владимир Васильевич (ermuratskie@gmail.com), доктор (хабилитат) технических наук, главный научный сотрудник Института энергетики Академии наук Молдовы, Область научных интересов: возобновляемые источники энергии, солнечная энергетика, силовые полупроводниковые преобразователи, электрические конденсаторы, энергетическая эффективность, теплоэнергетика, теплотехника.