

СИНХРОННОЕ СБАЛАНСИРОВАННОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ МНОГОФАЗНОЙ СИСТЕМЫ НА БАЗЕ ШИМ-ИНВЕРТОРОВ С ФИКСИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬНОЙ ТОЧКОЙ

В. Олещук*, докт.техн.наук, **В. Ермуратский**, докт.техн.наук
 Институт энергетики Молдовы,
 ул. Академическая, 5, Кишинев, MD-2028, Молдова.
 E-mail: oleschukv@hotmail.com, ermuratskie@gmail.com

Выполнен анализ работы шестифазной системы электропривода переменного тока с четырьмя инверторами с фиксированной средней точкой, регулируемые посредством модифицированных алгоритмов управления и модуляции, обеспечивающими как требуемое распределение мощностей между автономными источниками электропитания, так и симметрию форм фазового и линейного напряжений на всем диапазоне регулирования. Топология системы включает две группы из двух инверторов, питающих соответствующие разомкнутые обмотки асимметричного асинхронного электродвигателя. Требуемый баланс мощностей между отдельными источниками питания осуществляется на базе специализированных функциональных зависимостей, связывающих коэффициенты модуляции отдельных инверторов с амплитудами напряжений источников питания. Выполнено моделирование процессов в шестифазной системе с модернизированными алгоритмами управления, проведен сопоставительный анализ спектрального состава основных форм напряжения в устройствах, регулируемых посредством двух версий синхронной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) векторного типа. Показано, что на всем диапазоне регулирования и при различных режимах управления в спектре симметричных фазовых и линейных напряжений системы отсутствуют нежелательные субгармоники (выходной частоты), что является особенно важным для преобразовательных систем повышенной мощности, характеризующихся относительно низкими частотами переключения силовых вентилях отдельных инверторов. Библ. 20, табл. 2, рис. 5.

Ключевые слова: инвертор напряжения, шестифазный асинхронный электродвигатель с разомкнутыми статорными обмотками, стратегия управления и модуляции, спектральный состав кривых напряжения.

Введение. Устройства современной силовой электроники находят все большее применение в промышленных, транспортных, коммерческих, жилых, коммунальных и аэрокосмических системах. Расширенное воспроизводство экологически чистых возобновляемых источников электрической энергии также основано на широком использовании установок силовой электроники. Прогресс в технологическом развитии и в расширении областей применения силовой электроники базируется как на развитии топологий и структур силовой части систем, так и на совершенствовании стратегий, схем и алгоритмов управления и модуляции преобразовательными системами [1–4].

Энергосберегающие системы и установки регулируемого (автоматизированного) электропривода переменного тока с силовыми преобразователями параметров электрической энергии являются одними из наиболее широко используемых электротехнических устройств. Многофазные и многоинверторные преобразовательные системы для электропривода привлекают в последнее время все больше внимания со стороны исследователей и разработчиков [5, 6]. Одной из перспективных топологий преобразовательных систем для электропривода средней и повышенной мощности является многоинверторная шестифазная преобразовательная система с несколькими автономными источниками электропитания постоянного тока, в которой выходы отдельных инверторов подключены к разомкнутым статорным обмоткам шестифазного электродвигателя [7–10].

Основные технические характеристики систем электропривода с силовыми преобразователями в значительной степени зависят как от используемых в преобразователях принципов управления, так и от схем и алгоритмов широтно-импульсной модуляции (ШИМ), применяемых в системах. Развитие и модификация базовых методов и способов импульсной модуляции для новых перспективных топологий преобразовательных систем для регулируемого электропривода, а также совершенствование законов управления стабилизаторов и регуляторов переменного напряжения является поэтому актуальной задачей в области силовой электроники [11–16].

Преобразователи для систем регулируемого электропривода средней и большой мощности характеризуются относительно низкими частотами переключения силовых вентиляей. В подобных системах электропривода с целью устранения нежелательных субгармоник (основной частоты) в спектрах выходных напряжений и токов необходимо обеспечить синхронизацию кривых выходного напряжения на периоде выходной частоты [3, 11]. Также для многоинверторных систем с несколькими автономными источниками питания необходимо обеспечить требуемое распределение мощностей между отдельными источниками.

С целью обеспечения непрерывной синхронизации кривых выходного напряжения преобразовательных систем различного функционального назначения на базе инверторов напряжения предложен и разработан альтернативный метод (методология) синхронной векторной модуляции, обеспечивающий синхронизацию и симметрию форм фазового и линейного напряжений в системах при любых (в том числе дробных) соотношениях между частотой коммутации вентиляей инверторов и выходной частотой [17-20].

В связи с этим **целью данной работы** является модификация базовых алгоритмов управления и модуляции для обеспечения на всем диапазоне управления синхронного и требуемого сбалансированного (применительно к автономным источникам питания) регулирования многоинверторной системы шестифазного электропривода с разомкнутыми обмотками асинхронного электродвигателя.

Преобразовательная система на базе четырех инверторов с фиксированной нейтральной точкой. Одной из перспективных топологий преобразовательных систем для регулируемого электропривода повышенной мощности является показанная на рис. 1, а система шестифазного электропривода с разомкнутыми обмотками асимметричного асинхронного электродвигателя, содержащая два комплекта обмоток, пространственно сдвинутых на 30 эл. градусов одна относительно другой [7–10]. В систему электропитания двигателя при этом входят четыре источника постоянного тока $V_{dc1}–V_{dc4}$ и четыре инвертора напряжения с фиксированной нейтральной точкой (Neutral-Point-Clamped (NPC) Inverters) **INV1 – INV4**.

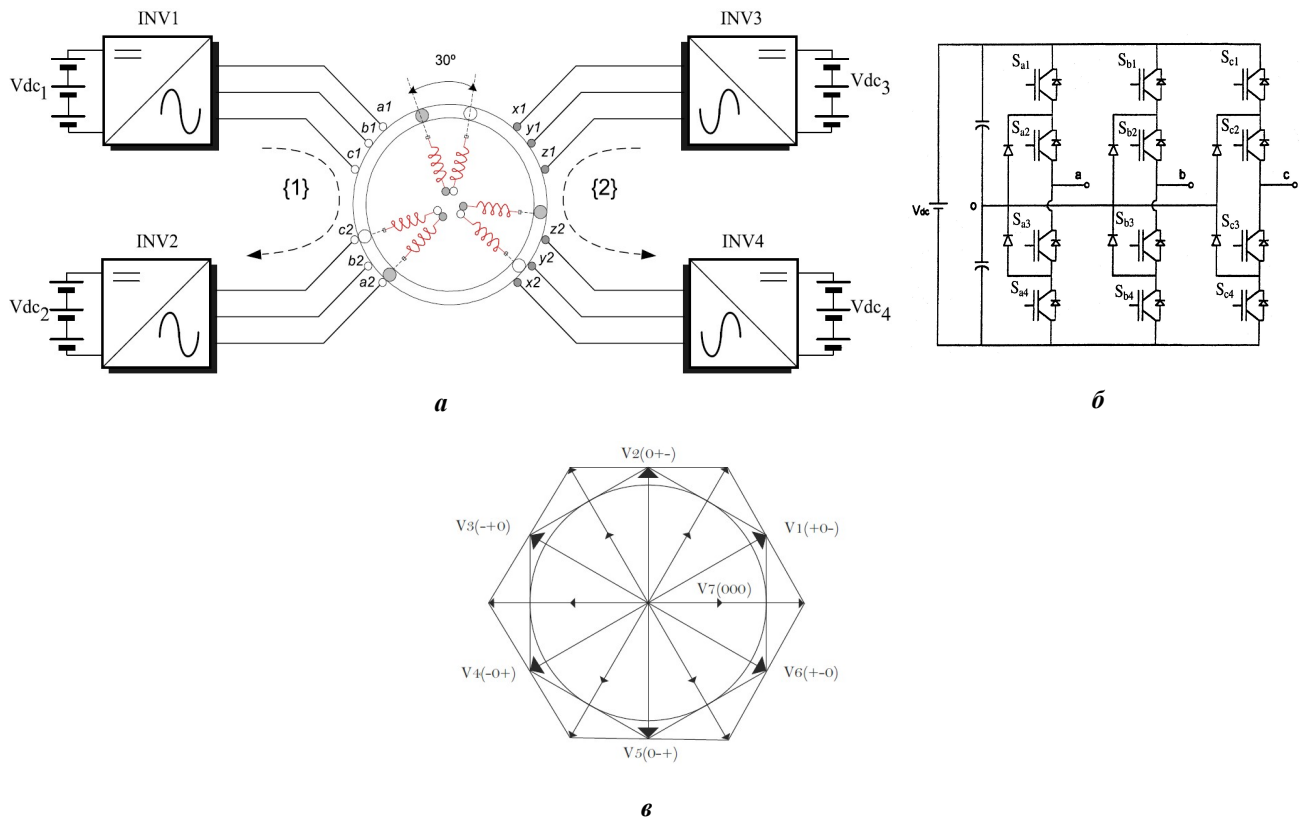


Рис. 1

Базовая структура инвертора с фиксированной нейтральной точкой показана на рис. 1, б [10]. Каждая из трех фаз инвертора содержит четыре силовых ключа, шунтированных обратными диодами.

ми, а также два фиксирующих диода. На рис. 1, в показана диаграмма состояний вектора выходного напряжения инвертора. Общее число состояний ключей для данной силовой структуры равно двадцати семи, которым соответствуют девятнадцать векторов напряжения, показанные на рис. 1, в большими и малыми стрелками. При этом известно, что специализированная схема управления ключами инвертора с использованием минимального количества векторов (векторов $V_1 - V_7$, показанных на рис. 1, в большими стрелками с соответствующим номером вектора и соответствующим состоянием ключей) позволяет обеспечить устранение нежелательных напряжений нулевой последовательности в трехфазной нагрузке [10, 20].

Фазные напряжения V_{as} и V_{xs} первой и второй инверторных групп шестифазной преобразовательной системы, регулируемой на базе вышеупомянутой схемы управления с использованием минимального количества векторов напряжения, определяются так [10]

$$V_{as} = V_{a1} - V_{a2}, \quad (1)$$

$$V_{xs} = V_{x1} - V_{x2}, \quad (2)$$

где V_{a1} , V_{a2} и V_{x1} , V_{x2} – соответствующие полярные напряжения каждой инверторной группы на рис. 1, а.

Свойства и особенности метода синхронной векторной модуляции. Разработанный и описанный в [8,10,17–20] метод синхронной векторной модуляции позволяет обеспечить непрерывную синхронизацию и симметрию кривых выходного напряжения инверторов напряжения на периоде выходной частоты при любых соотношениях между частотой коммутации вентилей инвертора и выходной частотой. В табл. 1 представлены основные параметры и функциональные соотношения метода синхронной векторной модуляции применительно к трехфазным инверторам напряжения (**Proposed method of modulation**), сопоставленные с аналогичными параметрами стандартной векторной модуляции (**Conventional schemes of space-vector PWM**) [10, 20]. При этом алгоритмы синхронной векторной модуляции позволяют обеспечить на всем диапазоне управления и регулирования симметрию форм фазного и линейного напряжения как трехфазных, так и многофазных, многоинверторных, и каскадных преобразовательных систем при различных законах управления и регулирования [20].

Таблица 1

Control (modulation) parameter	Conventional scheme of space-vector PWM	Proposed method of modulation	
Operating and max parameter	Operating & max voltage V and V_m	Operating & maximum fundamental frequency F and F_m	
Modulation index m	V/V_m	F/F_m	
Duration of subcycles	T	τ	
Center of the k -signal	α_k (angles/degr.)	$\tau(k-1)$ (sec)	
Switch-on durations	$T_{ak} = 1.1mT[\sin(60^\circ - \alpha_k) + \sin \alpha_k]$ $t_{ak} = 1.1mT \sin \alpha_k$ $t_{bk} = 1.1mT \times \sin(60^\circ - \alpha_k)$	Algebraic PWM $\beta_k = \beta_1[1 - A \times (k-1)\tau K_{ov1}]$ $\gamma_k = \beta_{i-k+1}[0.5 - 6(i-k)\tau F]K_{ov2}$ $\beta_k - \gamma_k$	Trigonometric PWM $\beta_k = \beta_1 \times \cos[(k-1)\tau K_{ov1}]$ $\gamma_k = \beta_{i-k+1}[0.5 - 0.9m(i-k)\tau]K_{ov2}$ $\beta_k - \gamma_k$
Switch-off states (zero voltage)	$t_{0k} = T - t_{ak} - t_{bk}$	$\lambda_k = \tau - \beta_k$	
Special parameters providing synchronization of the process of PWM		$\beta'' = \beta_1[1 - A \times (k-1)\tau F K_{ov1}]K_s$ $\lambda' = (\tau - \beta'') \times K_{ov1} K_s$	$\beta'' = \beta_1 \times \cos[(k-1)\tau K_{ov1}]K_s$ $\lambda' = (\tau - \beta'') \times K_{ov1} K_s$

Обеспечение требуемого баланса мощностей между источниками электропитания. В случае неодинаковых амплитуд напряжений источников постоянного тока анализируемой системы, в частности, если $V_{dc1} \neq V_{dc2}$ и $V_{dc3} \neq V_{dc4}$, а $V_{dc1} = V_{dc3}$ и $V_{dc2} = V_{dc4}$, для обеспечения эквивалентности амплитуд выходного напряжения (а также соответствующего баланса мощностей) двух инверторов каждой инверторной группы в процессе скалярного регулирования системы по закону $V/F = \text{const}$, необходимо обеспечить следующие функциональные зависимости между коэффициентами модуляции инверторов m_1, m_2, m_3, m_4 и амплитудами напряжений соответствующих источников питания

$$m_1 V_{dc1} = m_2 V_{dc2}, \quad (3)$$

$$m_3 V_{dc3} = m_4 V_{dc4}. \quad (4)$$

Для осуществления требуемого распределения мощностей P_1/P_2 и P_3/P_4 между четырьмя источниками двух инверторных секций необходимо обеспечить реализацию соотношений (5) – (6), связывающих между собой амплитуды напряжений источников постоянного тока, коэффициенты модуляции четырех инверторов, а также требуемое распределение мощностей между источниками

$$\frac{m_1 V_{dc1}}{m_2 V_{dc2}} = \frac{P_1}{P_2}, \quad (5)$$

$$\frac{m_3 V_{dc3}}{m_4 V_{dc4}} = \frac{P_3}{P_4}. \quad (6)$$

Также для анализируемой системы с расщепленными обмотками шестифазного электродвигателя необходимо обеспечить равное распределение мощностей между двумя инверторными группами

$$P_1 + P_2 = P_3 + P_4 \quad (7)$$

Таким образом, с учетом соотношений (5), (6) для сбалансированного регулирования шестифазной системы с разомкнутыми обмотками асинхронного электродвигателя на всем диапазоне регулирования необходимо обеспечить выполнение функционального соотношения

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

где относительные мощности каждого инвертора P_1-P_4 (и каждого соответствующего источника питания) выражаются как относительные величины общей (суммарной) мощности шестифазной установки.

Сбалансированное регулирование шестифазной системы с синхронной ШИМ. Три базовых режима регулирования и управления были выбраны для сопоставительного анализа работы сбалансированной шестифазной преобразовательной системы на базе четырех инверторов с фиксированной нейтральной точкой (табл. 2, **режимы 1–3**). При этом анализировались режимы работы системы (по закону управления закону $V/F=\text{const}$) с двумя разновидностями синхронной векторной модуляции: а) прерывистая синхронная модуляция (Discontinuous Pulsewidth Modulation (DPWM)) и б) прямая синхронная модуляция (Direct-Direct Pulsewidth Modulation (DDPWM)) [10,20]. Принято также, что для инвертора **INV4** питающее напряжение имеет максимальную относительную величину $V_{dc4}=1$, а относительные величины напряжения других источников равны или меньше напряжения V_{dc4} . Значения коэффициентов модуляции m_1-m_4 , обеспечивающие требуемый баланс мощностей в системе, определяются в соответствии с (5)–(8). **Режим 1** соответствует при этом равному распределению мощностей между четырьмя источниками ($P_1=P_2=P_3=P_4=0.25$). Выходная частота системы для **Режима 1** равна 38.5 Гц, для **Режимов 2-3** – 32.5 Гц.

Таблица 2

Режим	$P1$	$P2$	$P3$	$P4$	$\frac{V_{dc}}{m}$	INV1	INV2	INV3	INV4
1	0.25	0.25	0.25	0.25	$\frac{V_{dc}}{m}$	1	1	1	1
2	0.25	0.25	0.18	0.32	$\frac{V_{dc}}{m}$	0.77	0.77	0.77	0.77
3	0.25	0.25	0.28	0.22	$\frac{V_{dc}}{m}$	0.8	0.8	0.9	1
						0.81	0.81	0.78	0.52

На рис. 2–4 показаны результаты моделирования процессов в исследуемой системе (кривые на рис. 2 соответствуют функционированию системы в рамках **Режима 1** из табл. 2, диаграммы на рис. 3 – работе устройства в условиях **Режима 2**, диаграммы на рис. 4 – **Режима 3**). Принято, что для всех анализируемых режимов работы средняя частота коммутации силовых ключей инверторов системы равна 1 кГц. Таким образом, на рис. 2, а, б, 3, а, б и 4, а, б показаны (в относительных величинах) формы базовых напряжений в системе на периоде выходной частоты (кривые на рис. 2, а, 3, а и 4, а соответствуют режимам работы системы на базе алгоритмов прерывистой модуляции (DPWM), временные диаграммы на рис. 2, б, 3, б и 4, б соответствуют режимам работы на базе алгоритмов пря-

мой синхронной модуляции (DDPWM). На рис. 2, в-г, показаны спектрограммы как фазовых, так и линейных напряжений, на рис. 3, в-г, и 4, в-г – спектральные характеристики фазовых напряжений V_{as} и V_{xs} .

Анализ кривых базовых напряжений и их спектрограмм на рис. 2–4 подтверждает факт синхронизации напряжений и минимизации величины субгармоник в сбалансированной шестифазной системе с двумя версиями синхронной векторной модуляции при различных режимах функционирования, в том числе при неодинаковых амплитудах напряжений источников постоянного тока и неравномерном распределении мощностей между источниками (**Режим 2** и **Режим 3**).

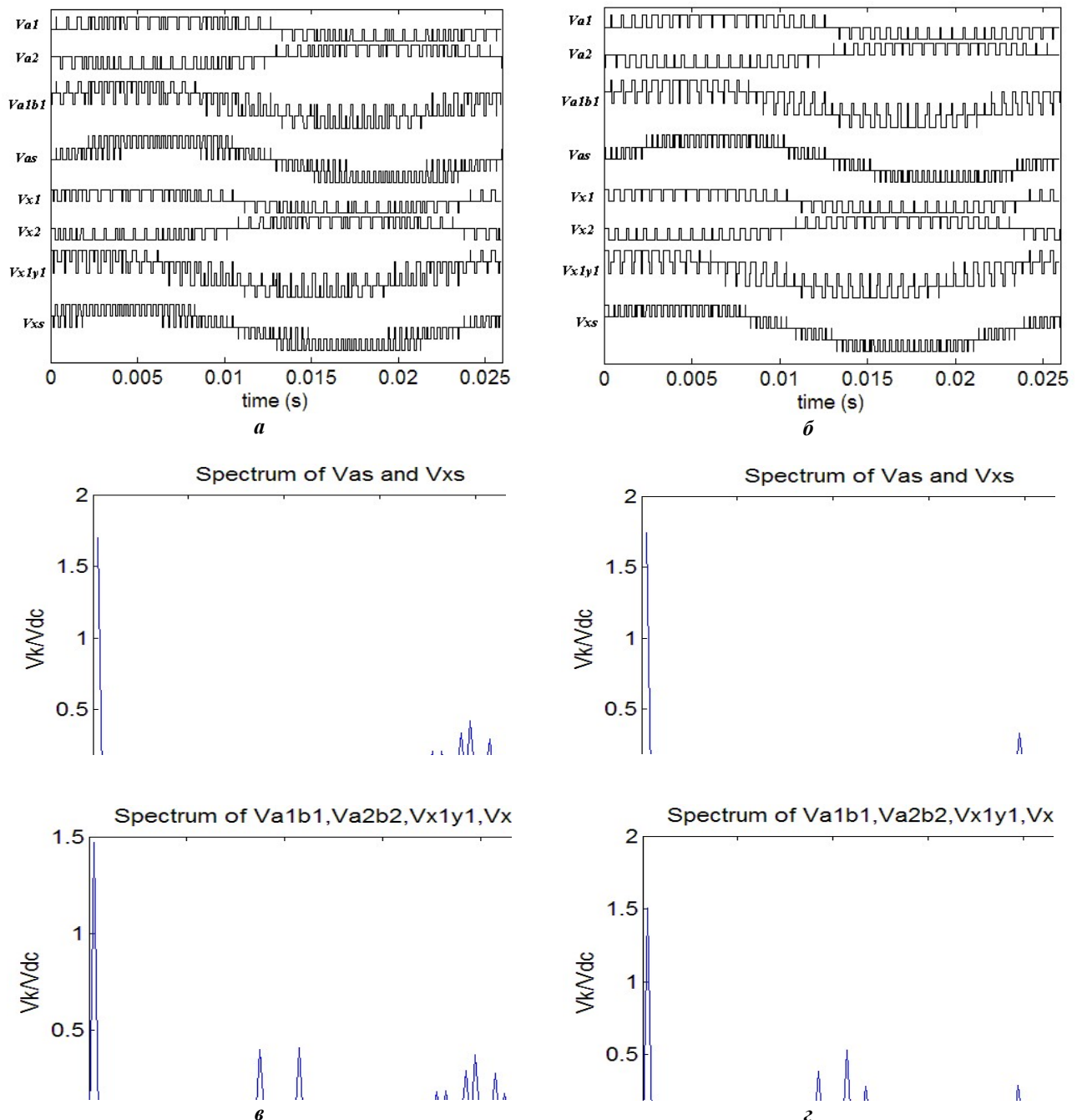


Рис. 2

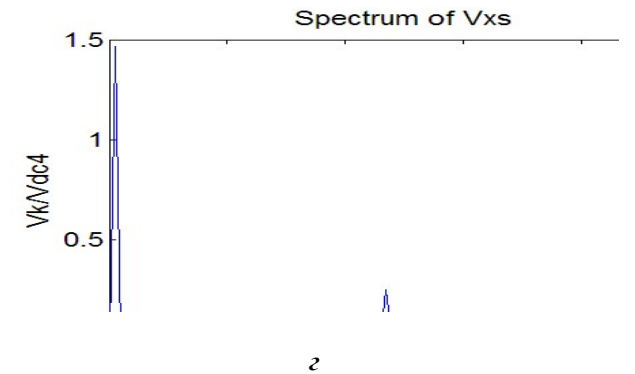
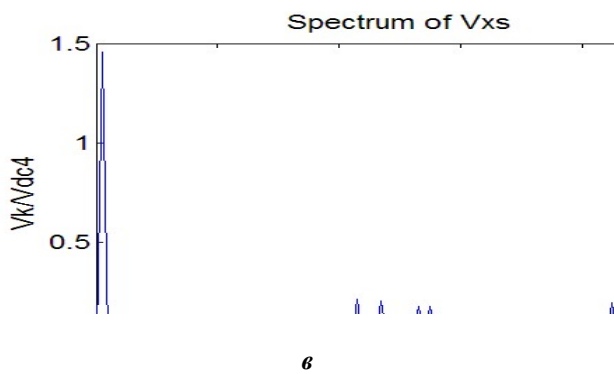
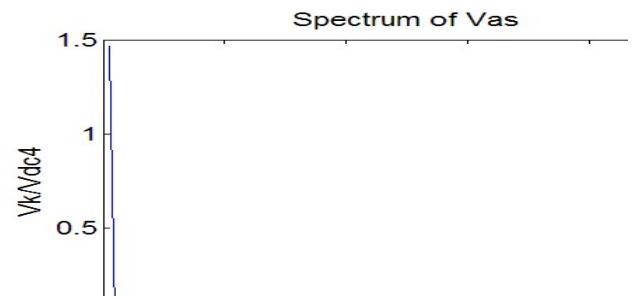
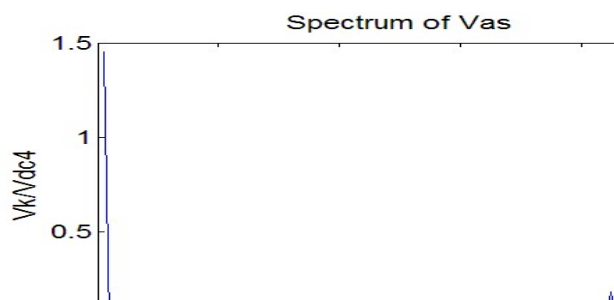
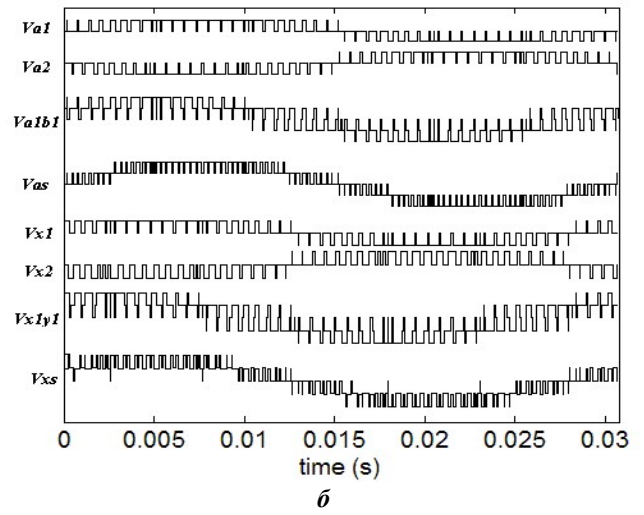
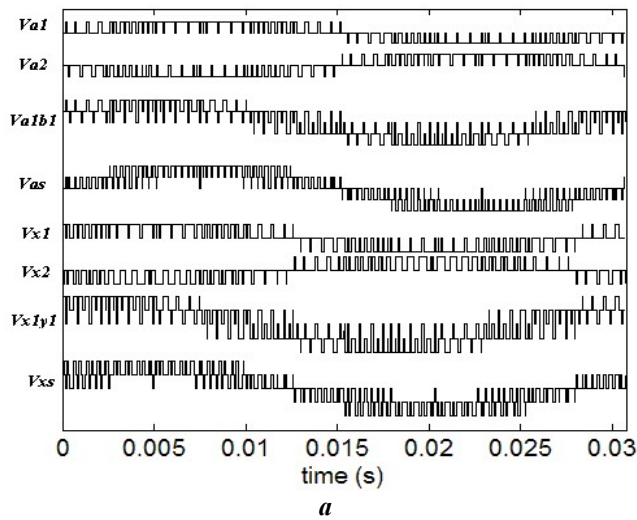


Рис. 3

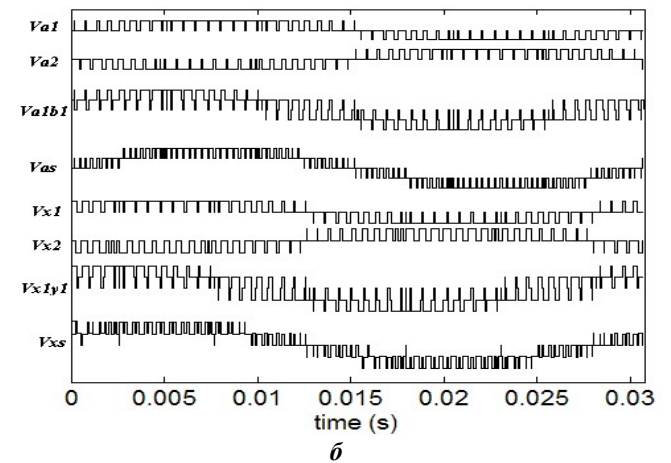
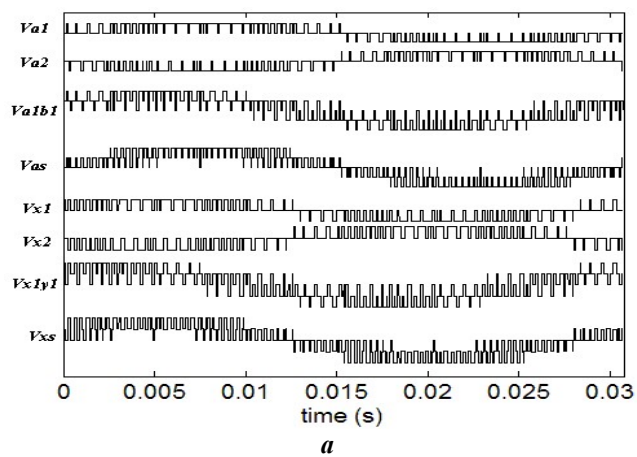


Рис. 4, а, б

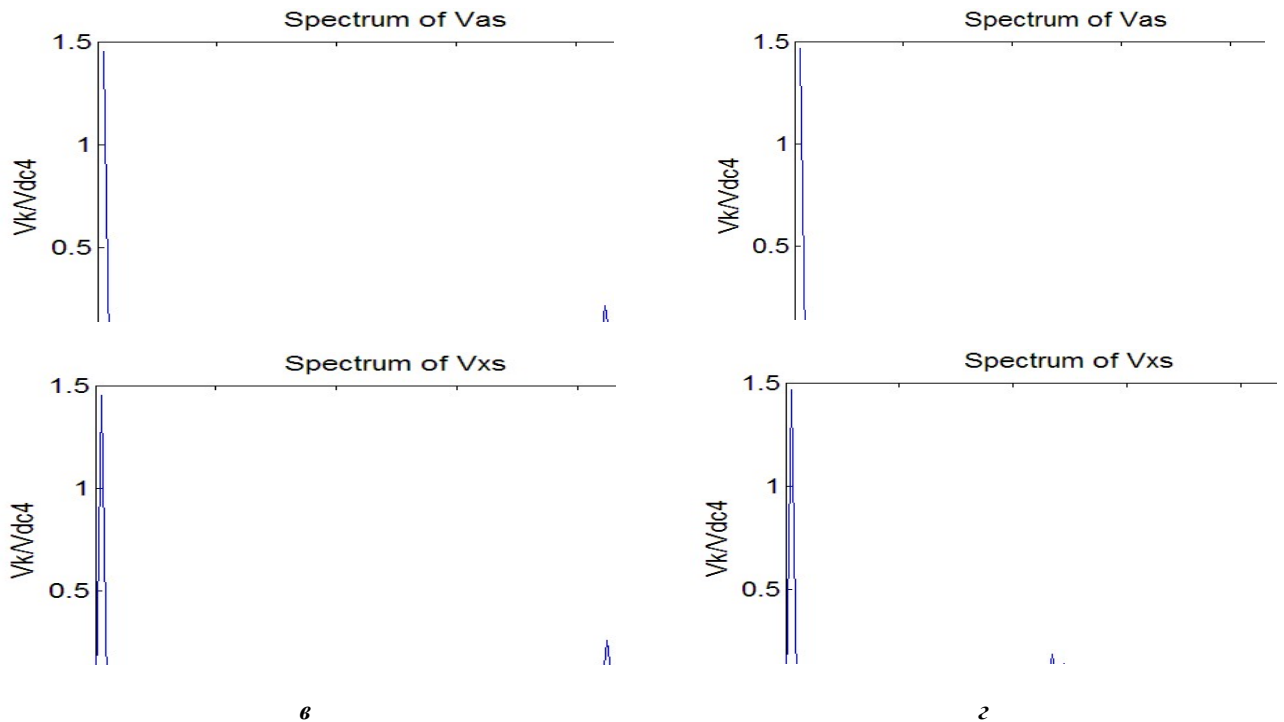


Рис. 4, б, г

На рис. 5, а показаны кривые, иллюстрирующие изменение коэффициентов модуляции четырех инверторов сбалансированной системы при одном из типовых режимов управления, характеризующегося следующими параметрами: $V/F = \text{const}$, $F_{\max} = 50$ Hz, $V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc3} = V_{dc4} = 1$, $P_1 = P_2 = 0.25$, $P_3 = 0.22$, $P_4 = 0.28$, $m_1 = m_2 = m_{00}$, $m_3 = 2m_{00}P_3/(P_3 + P_4)$, $m_4 = 2m_{00} - m_3$. На рис. 5, б представлены результаты расчета взвешенного коэффициента искажения фазового напряжения V_{xs} системы (Weighted Total Harmonic Distortion factor ($WTHD = (1/V_{xs1}) (\sum_{k=2}^{1000} (V_{xs_k}/k)^2)^{0.5}$)) в функции относительного коэффициента модуляции $m_0 = F/F_{\max}$ для системы, регулируемой на основе двух базовых версий синхронной векторной модуляции (DPWM и DDPWM), описанных выше. Средняя частота коммутации вентиля инверторов принята при этом равной 1 кГц.

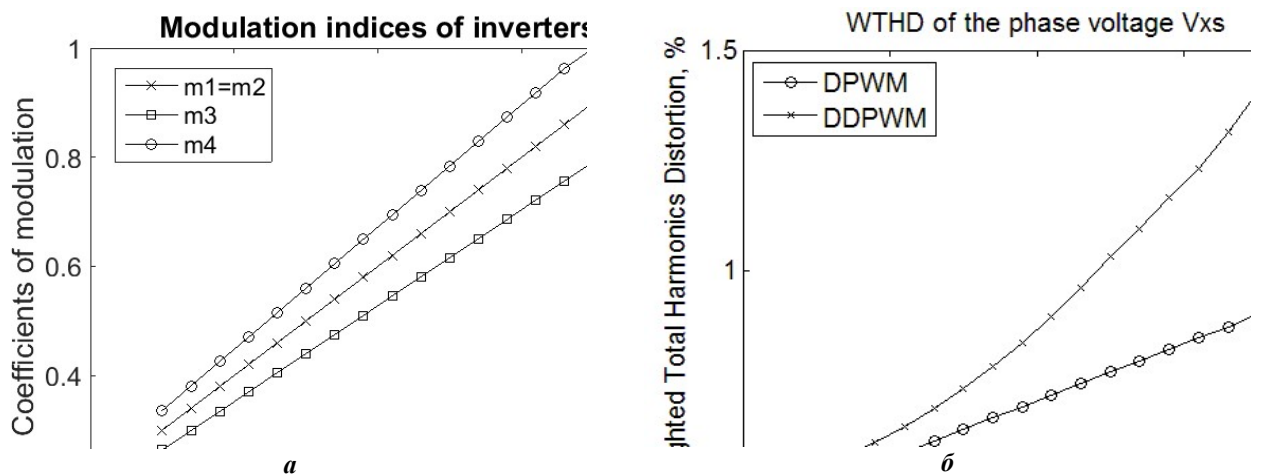


Рис. 5

Результаты расчета взвешенного коэффициента искажения фазового напряжения шестифазной системы на рис. 5, б показывают, что для рассмотренного варианта функционирования сбалансированной системы существенно лучшие интегральные характеристики спектрального состава обеспечиваются при регулировании инверторов на базе алгоритмов прерывистой синхронной модуляции (DPWM) по сравнению с использованием алгоритмов прямой синхронной модуляции (DDPWM).

Выводы. Специализированные схемы управления и синхронной модуляции, разработанные для сбалансированного регулирования шестифазной преобразовательной системы на базе четырех инверторов с фиксированной средней точкой, питающихся от автономных источников, позволяют обеспечить как непрерывную синхронизацию кривых фазного и линейного напряжений, так и требуемое распределение мощностей между источниками постоянного тока. Обеспечение требуемого баланса мощностей в системе осуществляется на базе функциональных соотношений, связывающих коэффициенты модуляции отдельных инверторов с амплитудами питающего напряжения соответствующих источников постоянного тока.

Разработанные алгоритмы управления и модуляции обеспечивают при этом сбалансированное синхронное регулирование шестифазной системы как при одинаковой для всех инверторов величине питающего напряжения (**Режим 1**), так и при разных амплитудах питающих напряжений (**Режим 2, Режим 3**).

Представленные на рис. 2, 3, и 4 базовые формы напряжений в многоинверторной системе с модифицированной схемой управления и модуляции, а также спектрограммы базовых напряжений, подтверждают тот факт, что при всех режимах управления и модуляции кривые фазного и линейного напряжения характеризуются четвертьволновой или полуволновой симметрией и в их спектрах отсутствуют четные гармоники, а также крайне нежелательные субгармоники (выходной частоты). Последний фактор является особенно важным для систем регулируемого электропривода средней и повышенной мощности на базе инверторов с относительно низкими частотами переключения силовых ключей.

1. Bose B.K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall, Upper Saddle River, 2002. 724 p.
2. Kazmierkowski M.P., Krishnan R., Blaabjerg F. *Control in Power Electronics: Selected Problems*. Academic Press, 2002. 544 p.
3. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. *Power Electronics*. John Wiley & Sons, 2003. 587 p.
4. Bose B.K. Power electronics, smart grid, and renewable energy systems. *Proc. of the IEEE*. 2017. Vol. 105, No 11. Pp. 2011-2018.
5. 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.
6. Barrero F., Duran M. Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines. Part I. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2016. Vol. 63. No 1. Pp. 449-458.
7. Grandi G., Tani A., Sanjeevikumar P., Ostojic D. Multi-phase multi-level AC motor drive based on four three-phase two-level inverters. *Proc. of IEEE Int'l Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM'2010)*, Pisa, Italy. 2010. Pp. 1768-1775.
8. Oleschuk V., Grandi G., Sangeevikumar P. Simulation of processes in dual three-phase system on the base of four inverters with synchronized modulation. *Advances in Power Electronics*. 2011. Pp. 1-9.
9. Grandi G., Sanjeevkumar P., Casadei D. Preliminary hardware implementation of a six-phase quad-inverter induction motor drive. *Proc. of European Power Electronics Conf. (EPE'2011)*, Birmingham, United Kingdom. 2011. Pp. 1-9.
10. Oleschuk V., Prudeak R., Sizov A. Dual three-phase multiinverter system controlled by specialized algorithms of synchronized PWM: MATLAB-based steady-state analysis. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 1. Pp. 35-40.
11. Holtz J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proc. of the IEEE*. 1994. Vol. 82. No 11. Pp. 1194-1214.
12. Hava A.M., Kerkman R.J., Lipo T.A. A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1998. Vol. 34. No 8. Pp. 1059-1071.
13. Holmes D.G., Lipo T. *Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice*. IEEE Press, 2003. 628 p.
14. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Shapoval I.A. Self-commutated voltage inverters control with maintenance of maximum modulation coefficient by undistorted output voltage generation with the help of modified PWM. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 1. Pp. 49-59.
15. Lypkivskyi K.O., Khalikov V.A., Mozharovskyi A.H. Analysis of AC voltage parameters conversion in electrotechnical and electrotechnological systems. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 1. Pp. 30-41.
16. Mikhalsky V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Shapoval I.A. Definition of harmonic content and quality factors of voltage-source inverter output voltage with application of discontinuous modulation functions for the PWM. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 2. Pp. 41-51.

17. Oleschuk V., Sizov A., Bose B.K., Stankovic A.M. Phase-shift-based synchronous modulation of dual inverters for an open-end winding motor drive with elimination of zero sequence currents. Proc. of IEEE *Power Electronics and Drive Systems Conf. (PEDS'2005)*, Kuala Lumpur, Malaysia. 2005. Pp. 325-330.

18. Oleschuk V., Profumo F., Griva G., Bojoi R., Stankovic A.M. Analysis and comparison of basic schemes of synchronized PWM for dual inverter-fed drives. Proc. of IEEE *Int'l Symp. on Ind. Electron. (ISIE'2006)*, Montreal, Canada. 2006. Pp. 2455-2461.

19. Oleschuk V., Griva G. Simulation of processes in synchronized cascaded inverters for photovoltaic application. *International Review of Electrical Engineering*. 2009. Vol. 4. No 5. Pp. 975-982.

20. 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.

SYNCHRONOUS BALANCED REGULATION OF MULTIPHASE SYSTEM BASED ON MODULATED DIODE-CLAMPED INVERTERS

Oleschuk V., Ermuratskii V.

Institute of Power Engineering of Moldova,
5 Academy Str., Kishinau, MD-2028. Moldova.

E-mail: oleschukv@hotmail.com, ermuratskie@gmail.com

Investigation of six-phase drive system on the basis of four diode-clamped inverters, regulated by the modified control and modulation algorithms providing both power balancing capability and voltage symmetries in system, has been done. System circuit consists of two groups of two inverters, supplying a six-phase open-end winding asymmetrical induction motor. Each diode-clamped inverter is connected across the open-end of two three-phase stator windings. The developed control and PWM schemes and techniques insure required power sharing ratios between four insulated dc sources due to special control correlations with such functions, as coefficients of modulation of inverters and magnitudes of voltages of dc sources. Mutual comparison of behavior of system with two basic schemes of synchronous pulsewidth modulation has been executed. Analysis of harmonic composition of basic voltages of multi-inverter system proves the fact, that for the all analyzed control modes, connected with balanced operation of drive under different conditions, voltage waveforms have symmetry for any control regimes, including control modes with fractional frequency ratios between switching frequency of inverters and fundamental frequency of system, with absence in its spectra of undesirable subharmonics (of the fundamental frequency). References 20, figures 5, tables 2.

Key words: voltage source inverter, induction motor with open-end windings, modulation strategy, voltage spectra.

УДК 621.314.572

СИНХРОННЕ ЗБАЛАНСОВАНЕ РЕГУЛЮВАННЯ МНОГОФАЗНОЇ СИСТЕМИ НА БАЗІ ШІМ-ІНВЕРТОРІВ З ФІКСОВАНОЮ НЕЙТРАЛЬНОЮ ТОЧКОЮ

В. Олещук*, докт.техн.наук, В. Єрмуратський, докт.техн.наук

Інститут енергетики Молдови,

вул. Академічна, 5, Кишинев, MD-2028, Молдова.

E-mail: oleschukv@hotmail.com, ermuratskie@gmail.com

Виконано аналіз роботи шестифазної системи електроприводу змінного струму з чотирма інверторами з фіксованою середньою точкою, які регулюються з використанням модифікованих алгоритмів керування і модуляції, що забезпечують як потрібний розподіл потужностей між автономними джерелами електроживлення, так і симетрію форм фазової та лінійної напруг на усьому діапазоні регулювання. Топологія системи включає дві групи із двох інверторів, які живлять відповідні розімкнені обвитки асиметричного асинхронного електродвигуна. Необхідний баланс потужностей між окремими джерелами живлення здійснюється на базі спеціалізованих функціональних залежностей, які пов'язують коефіцієнти модуляції окремих інверторів із амплітудами напруг джерел живлення. Виконано моделювання процесів у шестифазній системі з модернізованими алгоритмами керування, проведено порівняльний аналіз спектрального складу основних форм напруги в установившихся, що регулюються з застосуванням двох версій синхронної широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) векторного типу. Показано, що на усьому діапазоні регулювання та за різних режимів керування у спектрі симетричних фазових та лінійних напруг системи відсутні небажані субгармоніки (вихідної напруги), що є надто важливим для перетворювальних систем підвищеної напруги, які характеризуються відносно низькими частотами перемикання силових вентилів окремих інверторів. Бібл. 20, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: інвертор напруги, шестифазний асинхронний електродвигун із розімкненими статорними обвитками, стратегія керування та модуляції, спектральний склад кривих напруги.

Надійшла 29.03.2019
Остаточний варіант 07.05.2019