
ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

ELECTRONIC AND ELECTROMAGNETIC DEVICES

УДК 621.341.572
DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-36-43

ПРЕЦИЗИОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД НА БАЗЕ МНОГОФАЗНОГО СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Д. А. ВЕРТЕГЕЛ

*Университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия
vertegdenis@gmail.com*

Аннотация. Рассматриваются системы прецизионного электропривода для робототехнических комплексов, к которым предъявляются жесткие требования по допустимому уровню пульсаций электромагнитного момента. Одновременно с этим необходимо обеспечивать широкий диапазон регулирования скорости. Эти требования не могут быть удовлетворены только за счет совершенствования алгоритмов управления, так как ограничивающими факторами являются диапазон регулирования выходного напряжения, а также импульсной характер работы инвертора напряжения. Снижение уровня пульсаций выходного тока и напряжения может быть достигнуто путем применения многоуровневых топологий инверторов, совмещающих свойства широтно-импульсной и амплитудно-импульсной модуляции, что обусловлено увеличением числа уровней выходного напряжения. В качестве альтернативы многоуровневым топологиям предлагается рассмотреть многофазные топологии инверторов, которые свободны от ряда недостатков традиционных многоуровневых топологий и позволяют при этом увеличить число уровней выходного напряжения.

Ключевые слова: *многофазный электропривод, многоуровневые инверторы напряжения, пространственно-векторная модуляция, пульсации электромагнитного момента, коэффициент вариации, прецизионный электропривод*

Ссылка для цитирования: *Вертегел Д. А. Прецизионный электропривод на базе многофазного синхронного двигателя // Изв. вузов. Приборостроение. 2022. Т. 65, № 1. С. 36—43. DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-36-43.*

PRECISION ELECTRIC DRIVE BASED ON A MULTI-PHASE SYNCHRONOUS MOTOR

D. A. Vertegel

*ITMO University, St. Petersburg, Russia
vertegdenis@gmail.com*

Abstract. Precision electric drive systems for robotic complexes are considered. Such systems are subject to increasingly stringent requirements for the permissible level of electromagnetic torque pulsations. At the same time, it is necessary to provide a wide range of speed control. These requirements cannot be satisfied only by improving the control algorithms, since the limiting factors are the range of output voltage regulation, as well as the pulsed nature of the voltage inverter operation. Reducing the level of output current and voltage ripples can be achieved by using multi-level inverter topologies that combine the properties of pulse-width and pulse-amplitude modulation, which is due to an increase in the number of output voltage levels. As an alternative to multi-level topologies, it is proposed to consider multi-phase inverter topologies, which are free from a number of disadvantages of traditional multi-level topologies and at the same time allow increasing the number of output voltage levels.

Keywords: *multiphase electric drive, multilevel voltage invertors, space-vector modulation, torque pulsations, coefficient of variation, precision electric drive*

For citation: Vertegel D. A. Precision electric drive based on a multi-phase synchronous motor. *Journal of Instrument Engineering*. 2021. Vol. 65, N 1. P. 36—43 (in Russian). DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-36-43.

Введение. В последние десятилетия наблюдается интерес к использованию в приводах переменного тока двигателей с числом фаз больше трех. Это связано в первую очередь с тем, что такие двигатели обладают меньшей мощностью, приходящейся на одну фазу, и более высокой надежностью, связанной с возможностью сохранения работоспособности в аварийных режимах обрыва или замыкания фаз. Благодаря этим свойствам многофазные двигатели находят применение в электромобилях, электротранспорте, приводах движения судов и др. Кроме того, эти двигатели привлекают внимание тем, что в регулируемых приводах при их использовании снижается нагрузка на ключи инверторов, применяемых в качестве источников питания. Однако при увеличении числа фаз возникают явления, отсутствующие в трехфазных двигателях, что существенно усложняет подход к проектированию многофазного электропривода. Структурная схема пятифазного инвертора напряжения представлена на рис. 1 [1—6].

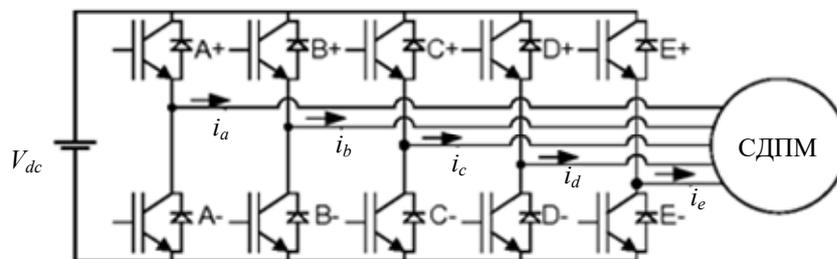


Рис. 1

Описание электромагнитных и электромеханических процессов в многофазных машинах и приводах основано на двух возможных представлениях многофазных систем: в многомерном пространстве и в пространстве симметричных составляющих. В первом случае все величины отображаются векторами в ортогональном базисе, имеющем размерность, равную числу фаз двигателя. Такое представление чрезвычайно сложно и практически не используется в задачах привода [1, 7, 8].

Второе представление основано на методе симметричных составляющих, при котором полигармонические токи, напряжения, ЭДС и потокосцепления методом Фортескью раскладывают на отдельные гармоники, изображаемые векторами на множестве плоскостей комплексных чисел. Такая концепция позволяет не только детально анализировать процессы в многофазных приводах, но и оптимизировать их работу, так как большинство современных систем управления строится на основе векторного описания электрических машин и алгоритмов работы инверторов [1, 9—11].

В работе [2] были подробно рассмотрены алгоритмы пространственно-векторной модуляции (ПВМ) для пятифазного инвертора напряжения, а также подходы к разработке прецизионного электропривода на базе многоуровневого трехфазного инвертора.

Для обоснования целесообразности разработки прецизионного электропривода на базе многофазной машины был произведен сравнительный анализ уровня пульсаций и диапазона регулирования скорости электрической машины в случае применения трехуровневого трехфазного инвертора и пятифазного инвертора.

Алгоритмы ПВМ для многоуровневого и многофазного инверторов напряжения. В основу алгоритма ПВМ заложено представление вектора задания (ВЗ) выходного напряжения инвертора $U^* = U^* e^{j\theta^*}$ средней суммой некоторого числа базовых векторов (БВ), формируемых в течение периода модуляции. При этом ВЗ, вращаясь внутри ограниченной базовыми

векторами области, которая представляет собой многоугольник с числом вершин, равным удвоенному числу фаз инвертора, формирует средние за период модуляции фазные напряжения, равные проекциям ВЗ на соответствующие фазные оси [2, 12].

На рис. 2, а показана плоскость БВ для трехуровневого инвертора, которую можно разбить на шесть секторов, ограниченных фазными осями. При этом каждый сектор делится на треугольные сегменты A и V (рис. 2, б), ограниченные вершинами БВ. Числа в вершинах БВ обозначают соответствующие состояния каждой фазной стойки инвертора. Анализ схемы, приведенной на рис. 2, а, показывает, что трехуровневый трехфазный инвертор позволяет сформировать 18 активных и два нулевых базовых вектора [12].

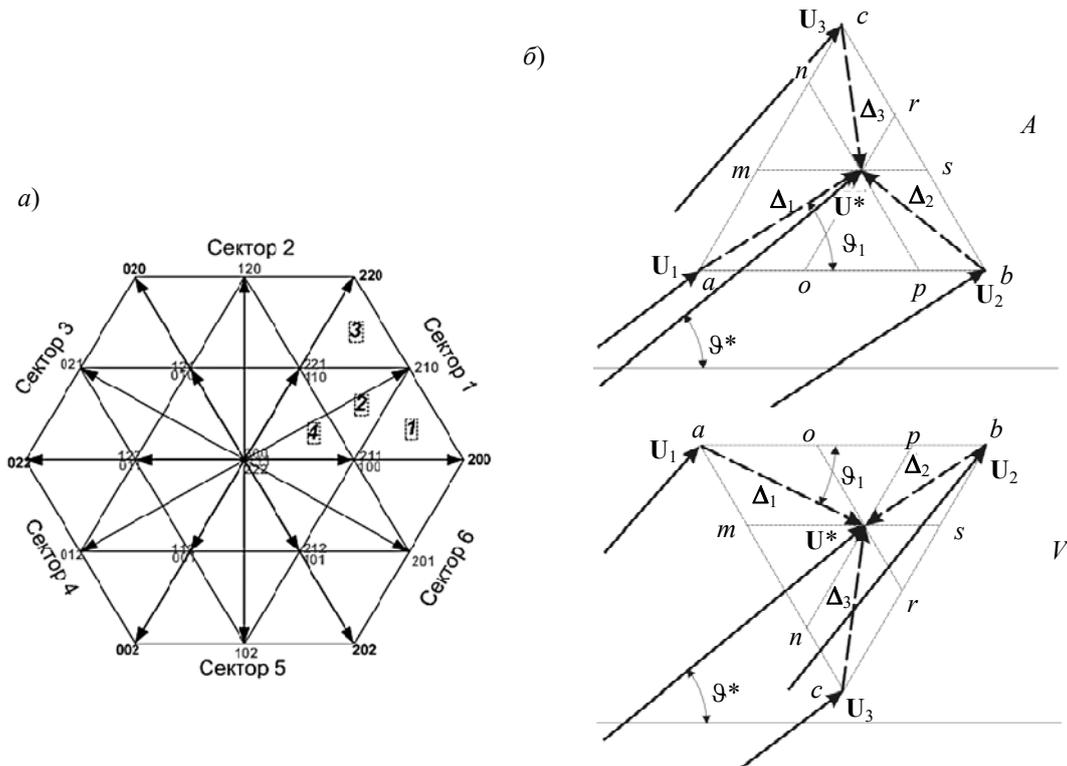


Рис. 2

На рис. 3, а представлены плоскости БВ пятифазного инвертора напряжения. Как было отмечено в [2], при полной симметрии электрической машины и синусоидальном распределении противоЭДС моментобразующей плоскостью является только d_1q_1 , в связи с чем токи в плоскости d_2q_2 создают лишь потоки рассеяния обмотки статора. Таким образом, алгоритм ПВМ для многофазного прецизионного электропривода должен обеспечивать компенсацию вектора тока в плоскости d_2q_2 и минимизацию пульсаций заданного вектора тока в плоскости d_1q_1 .

Как следует из анализа плоскости БВ (см. рис. 3, а), пятифазный инвертор позволяет сформировать 30 активных и два нулевых базовых вектора, при этом, на первый взгляд, плоскость БВ соответствует четырехуровневому инвертору. Однако, как показано в [2], применение векторов S_1 и S_2 (рис. 3, б) нецелесообразно, так как не обеспечивает существенного улучшения гармонического состава тока в плоскости d_1q_1 , особенно при введении „мертвого времени“. Одновременно с этим использование векторов S_1 и S_2 приводит к существенному снижению качества подавления вектора тока в плоскости d_2q_2 .

В [2] предложен алгоритм ПВМ для пятифазного инвертора, во всем диапазоне регулирования которого используются пять векторов: O, M_1, M_2, L_1, L_2 (см. рис. 3, б), за счет чего формируются три уровня напряжения.

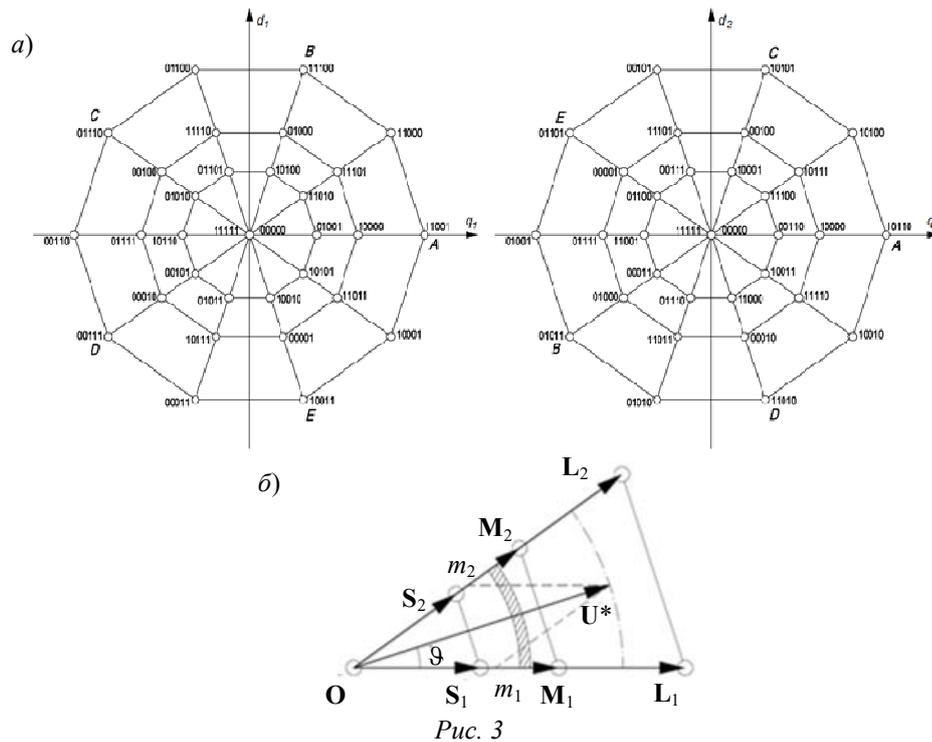


Рис. 3

Так как разные топологии инверторов при одинаковом напряжении звена постоянного тока обеспечивают разное значение выходного напряжения, целесообразно перейти к относительным единицам. В связи с этим введем понятие коэффициента модуляции амплитуды M_a , равного отношению модуля ВЗ к его максимальной величине, которая соответствует радиусу окружности, вписанной во внешний многоугольник плоскости БВ. Тогда линейное регулирование напряжения исследуемого инвертора будет осуществляться в области $0 \leq M_a \leq 1$. Отметим, что данное определение M_a является корректным для инверторов напряжения с любым числом уровней и любым числом фаз.

Модель многофазной машины. Электромагнитные процессы в электроприводе переменного тока целесообразно рассматривать в векторной форме. Из теории электрических машин известно, что уравнение статора электрической машины можно представить в виде

$$U_1 = R_1 I_1 \frac{d\Psi_1}{dt},$$

где U_1 — вектор напряжения статора, R_1 — сопротивление обмотки статора, I_1 — вектор тока статора, Ψ_1 — вектор потокосцепления статора [13].

В свою очередь, потокосцепление статора можно описать дифференциальным уравнением

$$\Psi_1 = L_{\sigma 1} I_1 + \Psi_m = L_1 I_1 + \Psi_{12},$$

где $L_{\sigma 1}$ — индуктивность рассеяния обмотки статора, Ψ_m — вектор потокосцепления основного магнитного потока, L_1 — полная индуктивность обмотки статора, Ψ_{12} — вектор потокосцепления потока ротора с обмоткой статора [13].

Известно, что электромагнитный момент электрической машины можно представить векторным произведением тока статора I_1 и потокосцепления основного магнитного потока Ψ_m . Таким образом, для электромагнитного момента симметричной электрической машины с синусоидальным распределением противоЭДС получим следующее выражение:

$$M^{d_1 q_1} = \frac{mz p}{2} \left| \Psi_m^{d_1 q_1} \times I_1^{d_1 q_1} \right| = \frac{mz p}{2} \left| \Psi_m^{d_1 q_1} \right| \cdot \left| I_1^{d_1 q_1} \right| \cdot \sin \varphi,$$

где z_p — число пар полюсов магнитного поля двигателя, m — число фаз, φ — угол между вектором тока статора и осью магнитных полюсов основного магнитного потока [13].

Отметим, что данное уравнение для расчета электромагнитного момента является корректным для синхронного двигателя (СД) с любым нечетным числом фаз при выполнении условий симметрии электрической машины и синусоидальности противоЭДС.

Результаты моделирования. Исследование проводилось с использованием пакета математического моделирования MatLab/Simulink. Частота коммутации $f = 5$ кГц, закон управления — $U/f = \text{const}$. В качестве нагрузки была использована модель трехфазного синхронного двигателя „Рухсервомотор RM24 81-25HS1“ со следующими параметрами:

- сопротивление фазной обмотки 7 Ом;
- индуктивность фазной обмотки 23 мГн;
- постоянная противоЭДС 3,1 В/(рад/с);
- число пар полюсов 10.

Необходимо отметить, что так как электромагнитный момент электрической машины пропорционален числу фаз, то для корректного сравнения результатов моделирования следует принять некоторые допущения при адаптации трехфазной модели СД к пятифазной. В связи с этим в рамках данной статьи для пятифазной модели СД принимается следующее:

- значения постоянной противоЭДС, сопротивления, а также индуктивности фазных обмоток являются такими же, как и в модели трехфазного СД;
- электромагнитный момент, реализуемый пятифазным СД, в $5/3$ больше, чем у трехфазного;
- при изменении коэффициента M_a действующее значение фазного напряжения изменяется в том же диапазоне, что и в модели трехфазного электропривода.

Оценку уровня пульсаций электромагнитного момента и тока статора предлагается производить с помощью коэффициента вариации

$$K_v = \frac{\sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} (|y(t) - \overline{|y|}|)^2 dt}}{\overline{|y|}},$$

где $\overline{|y|} = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} |y(t)| dt$ — среднее значение величины $y(t)$, для которой вычисляется K_v , за

период основной гармоники T_1 в установившемся режиме работы.

На рис. 4, 5 представлены результаты моделирования для рассмотренных топологий инверторов напряжения, где 3L — трехуровневый трехфазный инвертор, 5ph — пятифазный инвертор: рис. 4, а, б — коэффициент вариации электромагнитного момента и тока статора соответственно (сплошные кривые получены без учета „мертвого времени“, пунктирные — при введении „мертвого времени“ $dt = 2$ мкс); рис. 5 — регулировочные характеристики при малых значениях M_a и „мертвом времени“ $dt = 2$ мкс (U — амплитуда выходного напряжения инвертора относительно его максимального значения при $M_a = 1$).

Как следует из полученных результатов, в рассмотренном диапазоне регулирования M_a электропривод на базе трехфазного трехуровневого инвертора обеспечивает меньший уровень пульсаций электромагнитного момента. Более того, при введении „мертвого времени“ коэффициент K_v момента пятифазного электропривода начинает резко увеличиваться при $M_a < 0,2$, тогда как кривая K_v момента трехфазного трехуровневого инвертора все еще имеет практически линейный характер. Это можно объяснить тем, что за один период модуляции пятифазный инвертор должен сформировать последовательность из пяти БВ, а трехфазный инвертор — только из трех БВ. Следовательно, длительность формирования отдельных БВ

в многофазном инверторе меньше, чем в трехфазном, что усиливает негативное влияние „мертвого времени“ при уменьшении значения M_a .

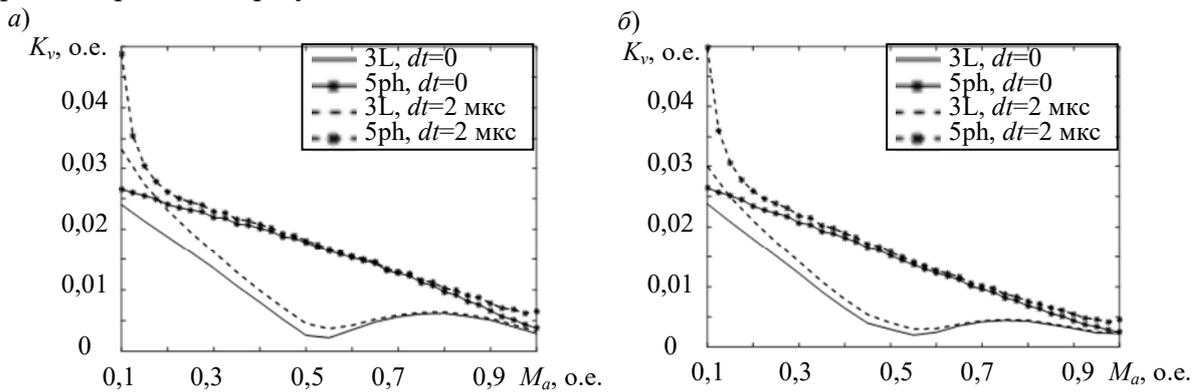


Рис. 4

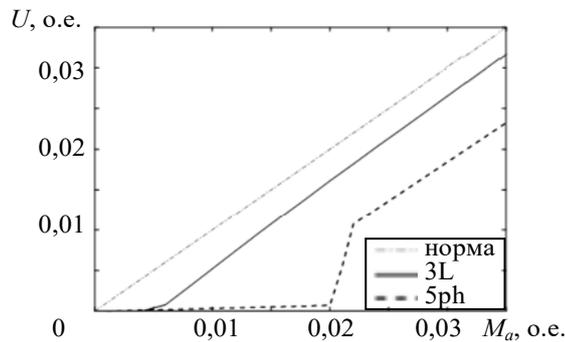


Рис. 5

Отметим, что перегиб кривой K_v момента электропривода на базе трехфазного трехуровневого инвертора при $M_a = 0,5$ обусловлен переходом его работы в двухуровневый режим, в связи с чем дальнейшее уменьшение M_a приводит к монотонному увеличению пульсаций момента. В случае пятифазного инвертора подобное явление не возникает, так как в алгоритме его ПВМ во всем диапазоне регулирования M_a используется одинаковый набор БВ в пределах сектора.

Представленные на рис. 5 результаты моделирования наглядно показывают, что при схожем режиме работы пятифазный инвертор не позволяет получить диапазон регулирования шире, чем трехуровневый трехфазный инвертор. При этом зона нелинейности регулировочной характеристики пятифазного инвертора почти в четыре раза шире, что также объясняется увеличенным числом коммутаций за период модуляции и, как следствие, более существенным влиянием „мертвого времени“ в случае использования многофазной топологии инвертора.

Исходя из результатов моделирования можно сделать вывод, что между пульсациями тока и момента наблюдается сильная корреляция (рис. 6) — более 79 % во всем диапазоне изменения M_a . В связи с этим анализ уровня пульсаций электромагнитного момента может быть выполнен на основе пульсаций тока статора, который гораздо легче измерить в реальной системе электропривода.

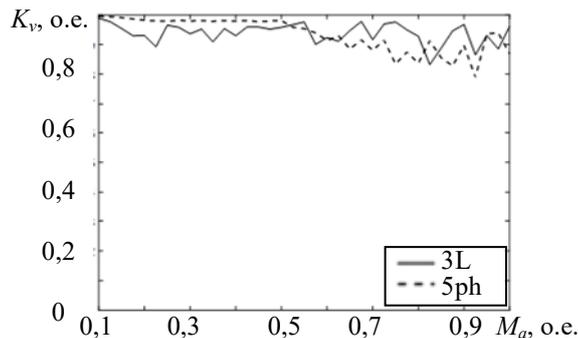


Рис. 6

Заключение. Применение пятифазной топологии инвертора не позволяет снизить уровень пульсаций момента относительно топологии трехфазного трехуровневого инвертора. Более того, в пятифазном электроприводе существенным образом снижается диапазон регулирования при введении „мертвого времени“.

Таким образом, применение многофазных преобразователей для систем прецизионного электропривода является малоэффективным решением.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Tomasov V. S., Usoltsev A., Vertegel D., Szczepankowski P., Strzelecki R.* Asymmetric modes in multiphase electric drives // 11th Intern. Conf. on Electrical Power Drive Systems, ICEPDS 2020. 2020.
2. *Вертегел Д. А., Усольцев А. А., Томасов В. С.* Прецизионный электропривод на базе многофазного инвертора с пространственно-векторной модуляцией // Изв. вузов. Приборостроение. 2020. Т. 63, № 7. С. 600—610.
3. *Lega A., Mengoni M., Serra G., Tani A., Zarri L.* General theory of space vector modulation for five-phase inverters // IEEE Intern. Symp. on Industrial Electronics. 2008. P. 237—244.
4. *Iqbal A., Levi E.* Space vector modulation schemes for a five-phase voltage source inverter // European Conf. on Power Electronics and Applications, Dresden, Germany, 2005. P. 12.
5. *Parsa L.* On advantages of multi-phase machines // IECON Proc. 2005. P. 1574—1579.
6. *Levi E.* Multiphase electric machines for variable-speed applications // IEEE Trans. on Industrial Electronics. 2008. Vol. 55, N 5. P. 1893—1909.
7. *Duran M. J., Levi E.* Multi-dimensional approach to multi-phase space vector modulation // Proc. IEEE Annual Conf. of the Industrial Electronics Society, IECON, Paris, France, 2006. P. 2103—2108.
8. *Duran M. J., Barrero F., Toral S., Levi E.* Multi-dimensional space vector pulse width modulation scheme for five-phase series-connected two-motor drives // Proc. IEEE Intern. Electric Machines and Drives Conf., IEMDC, Antalya, Turkey, 2006.
9. *Barton T. H., Dunfield C. J.* Poly-phase to two axis transformation for real windngs // IEEE Trans. on Power App. Syst., PAS87(5). 1968. P. 1342—1346.
10. *Paap G. C.* Symmetrical Components in the Time Domain and Their Application to Power Network Calculations // IEEE Trans. on Power Syst. 2000. Vol. 15, N 2. P. 522—528,
11. *Ryu H. M., Kim J. H., Sul S. K.* Analysis of multi-phase space vector pulse width modulation based on multiple d-q spaces concept // IEEE Trans. on Power Electronics. 2005. Vol. 20, N 6, P.1364—1371.
12. *Tomasov V. S., Usoltsev A., Vertegel D., Szczepankowski P., Strzelecki R., Poliakov N.* Optimized Space-Vector Modulation Schemes for Five-Phase Precision Low-Speed Drives with Minimizing the Stator Current Ripple // 14th Intern. Conf. on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering. 2020. P. 279—284.
13. *Усольцев А. А.* Современный асинхронный электропривод оптико-механических комплексов: Учеб. пособие. СПб: СПбГУ ИТМО, 2011.

Сведения об авторе

Денис Александрович Вертегел — аспирант; Университет ИТМО; факультет систем управления и робототехники; E-mail: vertegeldenis@gmail.com

Поступила в редакцию 01.10.2021; одобрена после рецензирования 22.10.2021; принята к публикации 02.12.2021.

REFERENCES

1. *Tomasov V.S., Usoltsev A., Vertegel D., Szczepankowski P., Strzelecki R.* 11th International Conference on Electrical Power Drive Systems, ICEPDS 2020, 2020.
2. *Vertegel D.A., Usoltsev A.A., Tomasov V.S.* Journal of Instrument Engineering, 2020, no. 7(63), pp. 600–610. (in Russ.)
3. *Lega A., Mengoni M., Serra G., Tani A. and Zarri L.* IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008, pp. 237–244.
4. *Iqbal A., Levi E.* 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, 2005, pp. 12.
5. *Parsa L.* IECON Proceedings, 2005, pp. 1574–1579.

6. Levi E. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2008, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909.
7. Duran M.J., Levi E. *Proc. IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society IECON*, Paris, France, 2006, pp. 2103–2108.
8. Duran M.J., Barrero F., Toral S., Levi E. *Proceedings IEEE Int. Electric Machines and Drives Conference IEMDC*, Antalya, Turkey, 2006.
9. Barton T. H., Dunfield C. J. *IEEE Transactions on Power Power App. Sys.*, PAS87(5), 1968, pp. 1342–1346.
10. Paap G.C. *IEEE Trans. on Power Sys.*, 2000, no. 2(15), pp. 522–528.
11. Ryu H.M., Kim J.H., Sul S.K. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, no. 6(20), pp. 1364–1371.
12. Tomasov V.S., Usoltsev A., Vertegel D., Szczepankowski P., Strzelecki R., Poliakov N. *14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering 2020*, 2020, pp. 279–284.
13. Usoltsev A.A. *Sovremennyy asinkhronnyy elektroprivod optiko-mekhanicheskikh kompleksov* (Modern Asynchronous Electric Drive of Optical-Mechanical Complexes), St. Petersburg, 2011. (in Russ.)

Data on author

Denis A. Vertegel — PhD Student; ITMO University, Faculty of Control Systems and Robotics;
E-mail: vertegeldenis@gmail.com

Received 01.10.2021; approved after reviewing 22.10.2021; accepted for publication 02.12.2021.