

УДК 621.03.07

DOI 10.46960/2658-6754_2023_1_38

УМЕНЬШЕНИЕ РАЗМАХА ПУЛЬСАЦИЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДВОЙНОЙ ИНВЕРТОРНОЙ СИСТЕМЫ В СОСТАВЕ ШАГОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ НИЗКИХ СКОРОСТЯХ ВРАЩЕНИЯ ВАЛА

Т.Х. Абузьяров

ORCID: 0000-0002-2527-7677 e-mail: atx888@yandex.ru

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
Нижний Новгород, Россия

А.С. Плехов

ORCID: 0000-0002-6954-3295 e-mail: apleshov@mail.ru

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
Нижний Новгород, Россия

В.Г. Титов

ORCID: 0000-0001-9268-4902 e-mail: eos@nntu.ru

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
Нижний Новгород, Россия

И.В. Кольчик

ORCID: 0009-0009-5617-3174 e-mail: irak116@mail.ru

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
Нижний Новгород, Россия

Цель данной работы – дополнительное снижение размаха пульсаций при низких скоростях вращения вала шагового электродвигателя (ШД), путем регулирования напряжения конденсаторов звеньев постоянного тока дополнительных инверторов. Применение двойной инверторной системы позволяет снизить размах пульсаций выходного напряжения преобразователя, потери в силовых полупроводниковых элементах, увеличить диапазон регулирования по скорости при меньшем напряжении питания. Для достижения поставленной цели разработана система управления, вычисляющая значение напряжения конденсаторов дополнительных инверторов, необходимое для работы электропривода при текущем значении скорости и заданного электромагнитного момента и содержащая в себе алгоритм коммутации силовых ключей, основанный на таблице поиска и осуществляющий выбор наиболее подходящей конфигурации включенных силовых полупроводниковых элементов инверторной системы при текущем уровне заряда конденсатора дополнительных инверторов, токе фазы ШД и требуемом мгновенном уровне выходного напряжения.

Ключевые слова: автономные инверторы напряжения, векторное управление, двойная инверторная система, мостовой преобразователь, сдвоенные инверторы напряжения, шаговый электродвигатель.

Для цитирования: Абузяров Т.Х., Плехов А.С., Титов В.Г., Кольчик И.В. Уменьшение размаха пульсаций выходного напряжения двойной инверторной системы в составе шагового электропривода при низких скоростях вращения вала // Интеллектуальная Электротехника. 2023. № 1. С. 38-50.

DOI: 10.46960/2658-6754_2023_1_38

REDUCTION OF OUTPUT VOLTAGE RIPPLE OF DUAL INVERTER-FED STEPPER DRIVE AT LOW SPEED

T.Kh. Abuzyarov

ORCID: **0000-0002-2527-7677** e-mail: **atx888@yandex.ru**
Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
Nizhny Novgorod, Russia

A.S. Plekhov

ORCID: **0000-0002-6954-3295** e-mail: **aplehov@mail.ru**
Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
Nizhny Novgorod, Russia

V.G. Titov

ORCID: **0000-0001-9268-4902** e-mail: **eos@nntu.ru**
Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
Nizhny Novgorod, Russia

I.V. Kolchik

ORCID: **0009-0009-5617-3174** e-mail: **irak116@mail.ru**
Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. At present, a bridge circuit for connecting power elements is widely used for bipolar control of stepper motors (SM). Among the disadvantages of this solution, one can note a small range of speeds achievable at a fixed load of a stepper electric drive, a high range of phase voltage ripples and, as a result, high dynamic losses in the semiconductor converter, as well as a high range of ripples of the moment generated by the electric drive. These features, as well as a significant value of the reactive component of the power consumed by the stepper motor at high shaft speeds, indicate the feasibility of sequential inclusion of auxiliary inverters in the classical converter system (one for each phase of the electric motor), compensating for the consumed reactive stepper motor energy, which is confirmed by previous studies. The use of a double inverter system makes it possible to

reduce the ripple range of the output voltage of the converter, losses in power semiconductor elements, and increase the range of speed control at a lower supply voltage. The purpose of this work is to additionally reduce the range of ripples at low speeds of rotation of the SM shaft by regulating the voltage of the capacitors of the DC links of auxiliary inverters. To achieve this goal, a control system has been developed that calculates the voltage value of the capacitors of auxiliary inverters, which is necessary for the operation of the electric drive at the current value of speed and a given electromagnetic torque. The designed control system also contains an algorithm for switching power transistors based on a lookup table and selecting the most appropriate configuration of the enabled power semiconductor elements of the inverter system at the current charge level of the capacitor of auxiliary inverters, the phase current of the stepper motor and the required instantaneous output voltage level.

Keywords: dual inverter, field-oriented control, H-bridge, stepper motor, voltage inverter.

For citation: T.Kh. Abuzyarov, A.S. Plekhov and V.G. Titov, I.V. Kolchik “Reduction of output voltage ripple of dual inverter-fed stepper drive at low speed”, *Smart Electrical Engineering*, no. 1, pp. 38-50, 2023. DOI: 10.46960/2658-6754_2023_1_38

I. Введение

Электропривод на основе шаговых электродвигателей (ШД) применяется в бытовой технике, станках с числовым программным управлением, системах позиционирования роботов, актуаторах космических аппаратов и т.д. Широкое применение такого электропривода обусловлено его низкой стоимостью, высокой надежностью, а также простотой организации системы управления [1-2].

Применение мостового инвертора напряжения является наиболее распространенным схемным решением силовой части преобразователя при организации биполярного управления током фаз гибридных ШД. Высокий размах пульсаций схемы, равный напряжению питания, вкуче с необходимостью применения относительно высоких частот коммутации силовых ключей для обеспечения заданного значения тока фазы ШД, вызывает высокий уровень динамических потерь в преобразователе. С другой стороны, характерный для данного типа электродвигателей рост индуктивного сопротивления фазы при средних и высоких скоростях вращения вала значительно ограничивает диапазон регулирования по скорости системы электропривода. Увеличение диапазона регулирования путем увеличения напряжения питания преобразователя требует повышать и частоту широтно-импульсной модуляции силовых ключей для поддержания заданного уровня пульсаций фазного тока электродвигателей, что, в конечном счете, дополнительно увеличивает динамические потери в преобразователе.

Интенсивное развитие силовой полупроводниковой техники открывает новые возможности в сфере исследований систем электропривода с нестандартной схемой силовой преобразовательной части [3-9]. Так, например, в [4-11] исследуется перспективная схема силовой части электропривода на основе электрической машины с разомкнутыми обмотками, питаемой от преобразовательной системы, состоящей из последовательно соединенных мостовых инверторов, использующих независимые источники питания для соответствующих звеньев постоянного тока. Более того, в подобных системах один из инверторов (назовем его дополнительным) может работать и без источника питания в звене постоянного тока [9-11], компенсируя реактивную энергию электрической машины. Преимуществами таких систем по сравнению с классической схемой преобразовательной части является увеличенный диапазон скоростей вращения вала электродвигателя, повышенная отказоустойчивость, сниженные динамические потери преобразователя.

Данное исследование является продолжением [11] и посвящено синтезу системы управления двойной инверторной системой, обеспечивающей дополнительное снижение размаха пульсаций выходного напряжения преобразователя при низких скоростях вращения вала электродвигателя путем регулирования напряжения конденсаторов звена постоянного тока дополнительных инверторов.

II. Структура электропривода и алгоритм работы

Силовая часть исследуемого преобразователя для питания двухфазного ШД приведена на рис. 1.

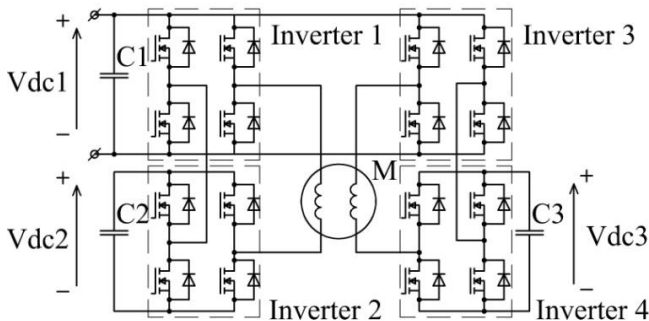


Рис. 1. Силовая часть исследуемой инверторной системы

Fig. 1. The proposed dual inverter power circuit

Схема содержит четыре полномостовых инвертора ИН1–ИН4 – по два на каждую фазу электродвигателя. Звено постоянного тока основных

инверторов ИН1 и ИН3 подключено к источнику питания, тогда как к звеньям постоянного тока дополнительных инверторов ИН2 и ИН4 подключены только конденсаторы С2 и С3 соответственно. Инверторы ИН1 и ИН2 соединены последовательно с одной из обмоток ШД, их генерируемые напряжения складываются; аналогично – для инверторов ИН3 и ИН4.

Для управления двойной инверторной системой предлагается использовать принцип векторного управления синхронным электродвигателем, дополненного рядом разработанных с учетом особенностей силовой части преобразователя функциональных блоков. Функциональная схема предлагаемой системы управления представлена на рис. 2.

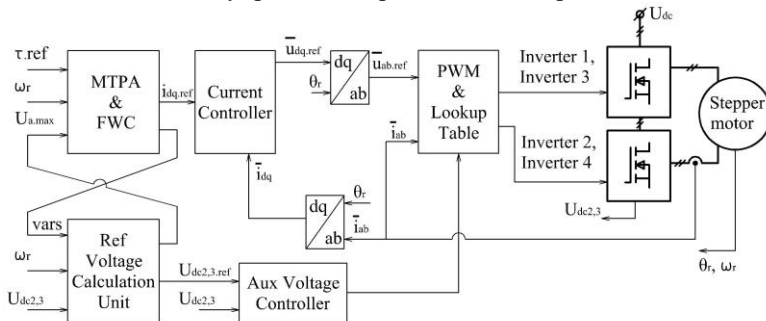


Рис. 2. Функциональная схема системы управления преобразователем

Fig. 2. The proposed dual inverter functional scheme

Блок «MTPA & FWC» (от англ. «Maximum Torque Per Ampere & Field-Weakening Controller») принимает значения момента задания, фактической скорости вращения вала электродвигателя, а также вычисленное максимально возможное значение амплитуды первой гармоники выходного напряжения двойного преобразователя при заданных параметрах электродвигателя и его текущего режима работы. Результатом работы блока является ток задания статора во вращающейся системе координат dq .

Блок расчета напряжений «Ref Voltage Calculation Unit» выполняет две функции:

- расчет максимально возможной амплитуды первой гармоники выходного напряжения двойной инверторной системы при текущем режиме работы электропривода;
- расчет минимального напряжения звена постоянного тока дополнительных инверторов в интервале от $0,5U_{DC}$ до U_{DC} (напряжение источника питания), достаточного для работы преобразователя на заданной скорости ШД с целью обеспечения минимального размаха пульсаций выходного напряжения.

Блок «Aux Voltage Controller» осуществляет регулирование напряжения звеньев постоянного тока дополнительных инверторов ИН2 и ИН4 путем сравнения заданных и измеренных величин и генерации соответствующих сигналов для блока «PWM & Lookup table».

Рассмотрим процесс расчета необходимого напряжения конденсатора звена постоянного тока дополнительных инверторов ИН2 и ИН4.

Выходное напряжение исследуемого инвертора в предлагаемой системе управления формируется согласно следующим принципам (в порядке возрастания приоритета):

- потреблять дополнительным инвертором максимум энергии, когда это возможно;
- минимизировать размах пульсаций выходного напряжения;
- минимизировать количество коммутаций силовых ключей преобразователя.

На рис. 3 изображен график гладких составляющих напряжений на обмотке статора ШД $u(t)$, а также основного и дополнительного инверторов двойной инверторной системы $u_1(t)$ и $u_2(t)$ соответственно.

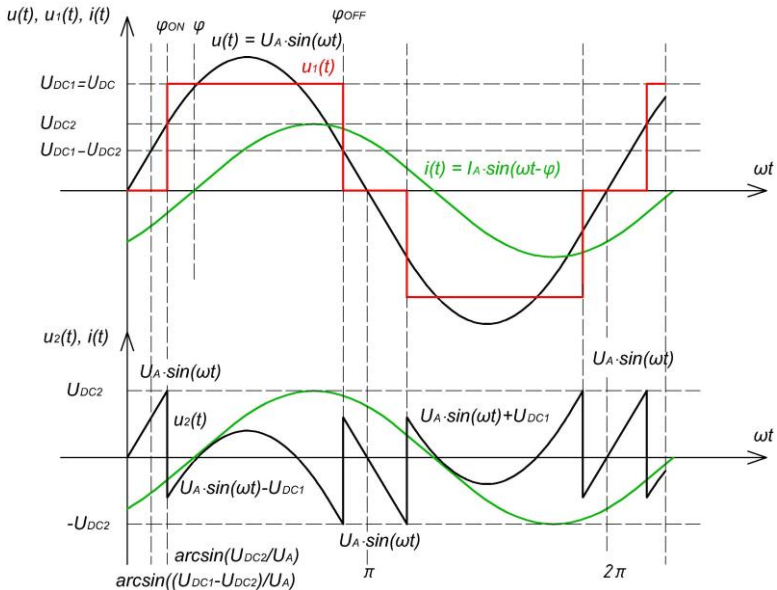


Рис. 3. Графики выходных напряжений и тока двойной инверторной системы

Fig. 3. Output current and voltages of the proposed dual inverter

Поскольку входное напряжение дополнительных инверторов в рассматриваемой ситуации ниже входного напряжения основных, ШИМ ключей дополнительных инверторов будет обеспечивать минимально возможный размах пульсаций выходного напряжения, при этом основные инверторы формируют выходное напряжение без ШИМ.

Энергия, накопленная в конденсаторе дополнительного инвертора ΔE , Дж, за период основной гармоники:

$$\Delta E = \int_0^{2\pi} u_2(\omega t) i(\omega t) d\omega t, \quad (1)$$

где $i(\omega t)$ – ток фазы статора ШД, А, изменяющийся по синусоидальному закону.

Напряжение дополнительного инвертора $u_2(\omega t)$, В:

$$u_2(\omega t) = u(\omega t) - u_1(\omega t) = \begin{cases} U_a \sin(\omega t), & 0 \leq \omega t < \phi_{ON} \\ U_a \sin(\omega t) - U_{DC}, & \phi_{ON} \leq \omega t < \phi_{OFF} \\ U_a \sin(\omega t), & \phi_{OFF} \leq \omega t < \pi + \phi_{ON} \\ U_a \sin(\omega t) + U_{DC}, & \pi + \phi_{ON} \leq \omega t \leq \pi + \phi_{OFF} \\ U_a \sin(\omega t), & \pi + \phi_{OFF} \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}, \quad (2)$$

где ϕ – разность фаз, рад, между напряжением и током фазы статора; U_a – амплитуда фазного напряжения, В,

Подставив (2) в (1) и приравняв полученное выражение к нулю (входное напряжение дополнительного инвертора не должно меняться), получим:

$$\begin{aligned} \Delta E &= \int_0^{2\pi} u_2(\omega t) i(\omega t) d\omega t = \\ &= 2 \left[\int_{\phi_{OFF} - \pi}^{\phi_{ON}} I_a \sin(\omega t - \phi) \cdot U_a \sin(\omega t) d(\omega t) + \right. \\ &\left. + \int_{\phi_{ON}}^{\phi_{OFF}} I_a \sin(\omega t - \phi) \cdot (U_a \sin(\omega t) - U_{DC}) d(\omega t) \right] = 0. \end{aligned} \quad (3)$$

Взятие этого интеграла и последующие упрощения при различных соотношениях величин разницы фаз между напряжением и током фазы ϕ , напряжением питания U_{DC} , В, и напряжением звена постоянного тока дополнительного инвертора U_{DC2} , В, в результате изменения момента времени

включения основного инвертора φ_{ON} , рад, (рис. 3) приводят (3) к различным выражениям. Так, например, в ситуации, изображенной на рис. 3, при:

$$\varphi > \arcsin(U_{DC2} / U_a); \quad \varphi_{ON} = \arcsin\left(\frac{U_{DC2}}{U_a}\right), \quad (4)$$

и (3) может быть упрощено до вида:

$$\begin{aligned} & \sin(\varphi)(U_{DC1} - 2U_{DC2}) - \\ & - \cos(\varphi) \left[\sqrt{U_a^2 - (U_{DC1} - U_{DC2})^2} + \sqrt{U_a^2 - U_{DC2}^2} + \frac{\pi U_a^2}{2U_{DC1}} \right] = 0. \end{aligned} \quad (5)$$

Задание на необходимое напряжение звеньев постоянного тока дополнительных инверторов $U_{DC2.ref}$, В может быть рассчитано численным решением (5) относительно U_a . При этом U_a в указанном уравнении рассчитывается по формуле:

$$U_a = \sqrt{(Ri_d - p\omega i_q L_q)^2 + (Ri_q + p\omega i_d L_d + K\omega)^2}, \quad (6)$$

где R – сопротивление, Ом, обмоток статора ШД; i_d, i_q – токи, А, в системе координат dq рассчитанные согласно принципу МТПА; p – число пар эквивалентных полюсов ШД (конструктивная величина, обусловленная наличием зубцов, расположенных на основных полюсах статора, на которых расположены обмотки, и равная числу пар полюсов ротора ШД); ω – скорость вращения ротора, рад/с; L_d, L_q – индуктивности ШД, Гн, по продольной и поперечной оси; K – конструктивный коэффициент ШД, Н·м/А.

При напряжении звена постоянного тока дополнительных инверторов, находящихся в диапазоне от $0,5U_{DC}$ до U_{DC} , преобразователь может генерировать 9 различных уровней напряжения – по одному на каждую комбинацию возможных выходных напряжений основного и дополнительного инверторов. Для достижения поставленных задач генерации заданного выходного напряжения преобразователя и одновременного поддержания необходимого уровня напряжения звена постоянного тока при заданных ограничениях, предлагается применять таблицу поиска. В данной таблице, исходя из текущего значения сигнала регулятора напряжения, входящего модулирующего сигнала в диапазон изменения пилообразных несущих сигналов, а также сигнала с датчика тока фазы жесткой логикой выбирается наиболее предпочтительный канал несущих сигналов, который при сравнении с модулирующим сигналом образует новый заданный уровень выходного напряжения, которому соответствует единственная комбинация про-

водящих состояний ключей двойного инвертора. При этом приоритетно выбирается такой канал с массивом пилообразных напряжений, чтобы обеспечить ШИМ только одной транзисторной стойкой дополнительного инвертора.

III. Результаты моделирования

Для проверки работоспособности предложенного фрагмента системы управления преобразователем разработана модель данной системы в среде *Matlab/Simulink*, представленная на рис. 4.

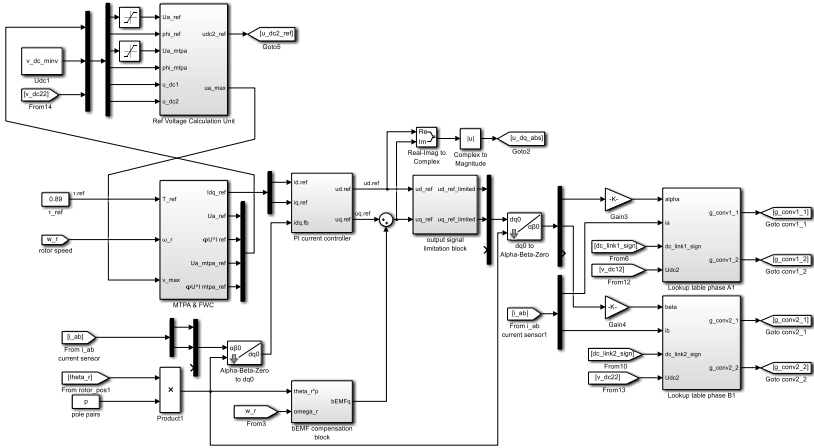


Рис. 4. Модель системы управления в среде Matlab/simulink

Fig. 4. Matlab/Simulink model structure

На рис. 5 представлен график зависимости минимально необходимого напряжения звена постоянного тока дополнительных инверторов ИН2 и ИН4 от скорости вращения вала электропривода при заданных параметрах серийной модели гибридного ШД и напряжении питания инверторной системы, равном 48 В. Данное задание ограничено величинами 26 В снизу (из соображений стабильности нахождения численного решения интеграла (3)) и 48 В сверху (напряжение питания преобразовательной системы). Из графика видно, что до скорости около 830 об/мин возможно дополнительное снижение размаха пульсаций фазного напряжения ШД практически в два раза, если совершать ШИМ исключительно дополнительным инвертором. График напряжения фазы ШД при работе на скорости 800 об/мин представлен на рис. 6. Параметры гибридного ШД представлены в табл. 1.

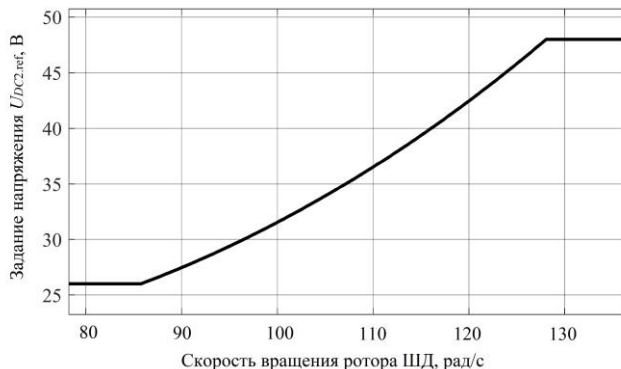


Рис. 5. Зависимость минимального необходимого напряжения U_{DC2} от скорости вращения ротора ШД

Fig. 5. Required level of the auxiliary inverter input voltage U_{DC2} vs. SM rotor speed

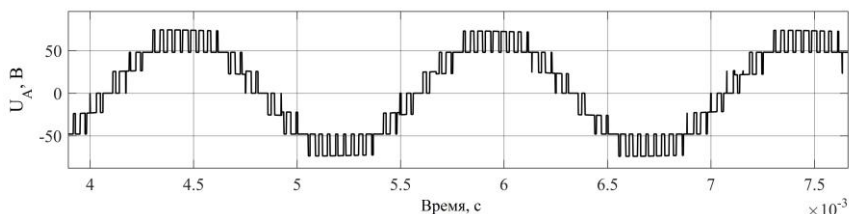


Рис. 6. График выходного напряжения двойной инверторной системы при скорости вала ШД, равной 800 об/мин

Fig. 6. Dual inverter output voltage when SM rotating speed equals 800 rpm

**Таблица 1.
Характеристики гибридного шагового электродвигателя**

**Table 1.
Hybrid stepper motor specifications**

Характеристика	Значение
Число шагов на оборот	200
Число фаз	2
Номинальный момент, Н·м	0,89
Сопrotивление фазы, Ом	1,6
Индуктивность по оси d , мГн	3,8
Индуктивность по оси q , мГн	4,2
Номинальный ток фазы, А	2,3
Масса, кг	0,47

IV. Заключение

Схемное решение двойной преобразовательной системы с единственным источником питания позволяет осуществлять регулирование напряжения звена постоянного тока дополнительных инверторов. Предложен способ расчета сигнала задания данного напряжения, а также структура системы управления, осуществляющей указанное регулирование.

Имитационное моделирование показало, что снижение данного напряжения до половины от напряжения питания инверторной системы позволяет в широком диапазоне скоростей работы электропривода в два раза сократить размах пульсаций выходного напряжения преобразователя и, поскольку только дополнительные инверторы работают в режиме ШИМ, в два раза снизить динамические потери в преобразователе.

© Абузьяров Т.Х., 2022

© Плехов А.С., 2022

© Титов В.Г., 2023

© Кольчик И.В., 2023

Поступила в редакцию 01.09.2023

Received 01.09.2023

Библиографический список

- [1] Derammelaere S., Vervisch B., De Belie F., Vanwalleghem B., Cottyn J., Cox P., Van den Abeele G., Stockman K., Vandeveld L. The efficiency of hybrid stepping motors: analyzing the impact of control algorithms // IEEE Industry Applications Magazine. 2014. Vol. 20. No. 4. P. 50–60. DOI: 10.1109/MIAS.2013.2288403
- [2] Le K.M., Hoang H.V., Jeon J.W. An advanced closed-loop control to improve the performance of hybrid stepper motor // IEEE Transactions on Power Electronics. 2016. Vol. 32. No. 9. P. 7244–7255. DOI 10.1109/TPEL.2016.2623341
- [3] Абузьяров Т.Х., Плехов А.С., Дарьенков А.Б., Ермолаев А.И. Разработка модели систем высококачественного бесколлекторного электропривода постоянного тока // Вестник ИГЭУ. 2020. № 1. С. 31–45. DOI: 10.17588/2072-2672.2020.1.031-045
- [4] Franquelo L.G., Rodriguez J., Leon J.I., Kouro S., Portillo R., Prats M.A.M. The age of multilevel converters arrives // IEEE Industrial Electronics Magazine. 2008. Vol. 2. No. 2. P. 28–39. DOI: 10.1109/MIE.2008.923519
- [5] Rodriguez J., Lai J.-S., Peng F.Z. Multilevel inverters: A Survey of topologies, controls, and applications // IEEE Trans. Industrial Electronics. 2002. Vol. 49. No. 4. P. 724–738. DOI: 10.1109/TIE.2002.801052
- [6] Loncarski J., Leijon M., Srndović M., Rossi C., Grandi G. Comparison of output current ripple in single and dual three-phase inverters for electric vehicle motor drives // Energies. 2015. Vol. 8. P. 3832–3848. DOI:10.3390/en8053832

- [7] Абузаров Т.Х., Плехов А. С. Каскадный преобразователь для электротранспорта с пространственно-векторным управлением // материалы VI Всероссийской конф. «Актуальные проблемы электроэнергетики». 2020. С. 41-47. DOI 10.46960/39255930_2020_41
- [8] Олещук В.И., Сизов А.С., Станкович А.М., Ярошенко Е.М., Электроприводы со сдвоенными инверторами и синхронизированным многоуровневым выходным напряжением // Проблемы региональной энергетики [Электронная ресурс] URL: <https://journal.ie.asm.md/ru/contents/elektronnyj-zhurnal-n-1-2006> (дата обращения 07.08.2022), № 1, 2006.
- [9] Chowdhury S., Wheeler P., Gerada C., Arevalo S.L. A dual inverter for an open end winding induction motor drive without an isolation transformer // 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015, pp. 283–289. DOI: 10.1109/APEC.2015.7104364
- [10] Абузаров Т.Х. Двойная инверторная система для питания шагового электродвигателя с уменьшенным напряжением звена постоянного тока // Электротехнические системы и комплексы. 2021. № 1(50). С. 27-34. DOI 10.18503/2311-8318-2021-1(50)-27-34
- [11] Abuzyarov T., Plekhov A. Algorithm of field-oriented control of a dual inverter-fed stepper drive with use of the lookup table // proc. 2021 3rd International Conference on Control Systems, Mathematical Modeling, Automation and Energy Efficiency (SUMMA), 2021, pp. 1061-1065. DOI: 10.1109/SUMMA53307.2021.9632025

References

- [1] S. Derammelaere, B. Vervisch, F. De Belie, B. Vanwalleghem, J. Cottyn, P. Cox, G. Van den Abeele, K. Stockman and L. Vandeveldel, “The efficiency of hybrid stepping motors: analyzing the impact of control algorithms,” *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 20, no. 4, pp. 50–60, July–Aug. 2014. DOI: 10.1109/MIAS.2013.2288403
- [2] K.M. Le, H.V. Hoang and J.W. Jeon, “An advanced closed-loop control to improve the performance of hybrid stepper motor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 9, pp. 7244-7255, Sept. 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2623341
- [3] Abuziarov T.H., Plehov A.S., Dar’enkov A.B. and Ermolaev A.I. “Development of a high-quality brushless DC electric drive systems model”, *Vestnik IGEU*, 2020, no. 1, p. 31-45. DOI: 10.17588/2072-2672.2020.1.031-045
- [4] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo and M. A. M. Prats, “The age of multilevel converters arrives,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, no. 2, pp. 28–39, June 2008. DOI: 10.1109/MIE.2008.923519
- [5] J. Rodriguez, J.-S. Lai and F. Z. Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug. 2002. DOI: 10.1109/TIE.2002.801052
- [6] J. Loncarski, M. Leijon, M. Srndović, C. Rossi and G. Grandi, “Comparison of output current ripple in single and dual three-phase inverters for electric vehicle motor drives”, *Energies*, vol. 8, pp. 3832–3848, May 2015. DOI:10.3390/en8053832

- [7] T. H. Abuzyarov and A.S. Plehov, "Space vector control dual-inverter for an electric vehicle," in proc. *Aktualnyye problemy electroenergetiki [Actual problems of the electric power industry]*, 2020, pp. 41–47. DOI 10.46960/39255930_2020_41 (in Russian).
- [8] V. Oleschuk, A. Sizov, A. Stankovic and E. Yaroshenko, "Dual inverter-fed drives with the synchronised multilevel voltage waveforms", *Problemy regionalnoy energetiki [Problems of region electric power industry]*, no. 1, 2006. (In Russian).
- [9] S. Chowdhury, P. Wheeler, C. Gerada and S.L. Arevalo, "A dual inverter for an open end winding induction motor drive without an isolation transformer", in proc. *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 283–289. DOI: 10.1109/APEC.2015.7104364
- [10] T.H. Abuzyarov, "Dual-inverter feeding system for stepper motor drive with reduced DC link voltage", *Electrotechnical Systems and Complexes*, vol. 1(50), 2021, pp. 27–34. DOI: 10.18503/2311-8318-2021-1(50)-27-34
- [11] T. Abuzyarov and A. Plekhov, "Algorithm of field-oriented control of a dual inverter-fed stepper drive with use of the lookup table," in proc. *2021 3rd International Conference on Control Systems, Mathematical Modeling, Automation and Energy Efficiency (SUMMA)*, 2021, pp. 1061-1065.
DOI: 10.1109/SUMMA53307.2021.9632025

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

Абузыаров Тагир Хусайнович, аспирант Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, Нижний Новгород, Российская Федерация.

Tagir Kh. Abuzyarov, postgraduate student of the Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russian Federation.

Плехов Александр Сергеевич, кандидат технических наук, доцент Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, Нижний Новгород, Российская Федерация.

Alexandr S. Plekhov, Cand. Sci. (Eng.), associate professor of the of the Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russian Federation.

Кольчик Ирина Викторовна, кандидат педагогических наук, доцент Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Российская Федерация.

Irina V. Kolchik, Cand. Sci. (Ped.), associate professor of the Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russian Federation.