ISSN 1810-1909

ВестниК ЧУВАШСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

№ 3 2022

Электротехника и энергетика

Научный журнал

Основан в марте 1995 г.

Учредитель:
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Чувашский государственный университет имени И.Н. Ульянова»

Журнал включен в Перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, выпускаемых в Российской Федерации, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней кандидата и доктора наук, в базы данных ВИНИТИ РАН, Научную электронную библиотеку (elibrary.ru), электронную библиотеку «Cyberleninka», международную справочную систему «Ulrich's International Periodicals Directory», индексируется в базе данных «Российский индекс научного цитирования».

Адрес редакции: 428015, Чебоксары, Московский пр., 15,
тел. (8352) 45-20-96, 58-33-63 (доб. 2030)
e-mail: vestnik210@mail.ru, vestnik@chuvsu.ru
http://www.chuvsu.ru/university/vestnik.htm

ISSN 1810-1909

VestniK
CHUVASHSKOGO UNIVERSITETA

№ 3 2022

Electrical Technology and Power Engineering

Scientific Journal

Since March, 1995

Founder:
Federal State Educational Budgetary Institution
of Higher Education
the Ulyanov Chuvash State University

The journal is included in the list of journals which are regarded as academic publications by the State Commission for Academic Degrees and Titles (VAK), in the Abstract Journal and VINITI databases, Ulrich's International Periodicals Directory, Scientific Electronic Library (elibrary.ru), Cyberleninka Electronic Library. The journal is indexed in Russian Science Citation Index.

Address: 15, Moskovskiy pr., Cheboksary, Chuvash Republic, 428015, Russia
Tel. +7(8352)45-20-96, 58-33-63 (2030)
E-mail: vestnik210@mail.ru, vestnik@chuvsu.ru
http://www.chuvsu.ru/university/vestnik.htm

DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-5-11

УДК 621.316.91
ББК 31.247

О.Н. АНДРЕЕВ, Л.А. СЛАВУТСКИЙ, Е.В. СЛАВУТСКАЯ

РЕКУРРЕНТНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЕРСЕПТРОНА ДЛЯ СТРУКТУРНОГО АНАЛИЗА СИГНАЛОВ

Ключевые слова: *искусственные нейронные сети, многослойный персептрон, рекуррентное использование, структурный анализ сигналов, оценка точности нейроалгоритма.*

Работа посвящена использованию искусственной нейронной сети прямого распространения (многослойного персептрона) для обработки сигналов в электротехнике и электроэнергетике. Такие простейшие нейросети предлагается использовать вместо искусственной нейронной сети с более сложной структурой (сверточных, рекуррентных), но в рамках последовательного рекуррентного алгоритма. Это позволяет проверять и контролировать качество обработки сигналов на каждом этапе вычислений. Предлагаемый алгоритм апробирован на примере структурного анализа сигнала с нелинейными искажениями в скользящем временном окне. Показано, что амплитуда, частота и фаза сигнала промышленной частоты с высоким уровнем гармоник и апериодической составляющей могут быть выделены с точностью в единицы процентов за время, не превышающее единиц миллисекунд. Для повышения точности на каждом шаге вычислений могут кроме искусственной нейронной сети использоваться традиционные методы: усреднение, медианное сглаживание и т.д.

Искусственный интеллект (ИИ, AI) – понятие очень широкое [10, 14]. Чаще всего с его помощью решаются задачи распознавания образов, задачи принятия решений и задачи оптимального, быстрого управления процессами и системами [2, 12, 16, 19]. При этом основой ИИ считается аппарат искусственных нейронных сетей (ИНС) [1, 3–5]. Алгоритмы ИИ, с одной стороны, основаны на «глубоком обучении» (deep learning). Это понятие подразумевает огромную выборку обучающих данных, требует значительного времени, необходимо принять во внимание все режимы и состояния системы, которая изучается. Это далеко не всегда возможно.

С другой стороны, все методы машинного обучения основаны на решении задач оптимизации [8, 17]. Для ИНС – это нахождение оптимальных величин весовых коэффициентов («весов синапсов»). В этом смысле даже многослойный персептрон (multilayer perceptron, MLP) – сеть прямого распространения [1, 3] – может считаться элементом искусственного интеллекта. Поэтому изучение функционирования и возможностей использования ИНС может осуществляться на его примере [4, 11].

Многослойный персептрон – самая простая ИНС. Как основа ИИ он получил очень широкое распространение [13, 18] прежде всего для решения задач аппроксимации и интерполяции, которые классифицируются как регрессионные задачи. Обучение ИНС, особенно «глубокое», является основной проблемой. Возникают вопросы получения необходимого размера обучающей выборки, диапазона варьирования входных параметров, выбора целевых функций на выходе ИНС и т.д. Все эти вопросы в абсолютном большинстве случаев решаются эмпирически. Поэтому нейросетевые алгоритмы требуют современных, апробированных методик моделирования изучаемых процессов. Многие практические задачи можно решать методами традиционной аппроксимации, интерполяции и т.д., методами планирования эксперимента [17]. Это может быть надёжнее. А ИНС позволяют эти задачи решать точнее, но при этом из-за параллельных вычислений и нечеткой логики существует вероятность очень значительных ошибок. Необходимы контроль, защита от таких ошибок и сопоставление результатов использования ИНС-алгоритмов с данными, полученными традиционными методами. Персептрон, как простейшая ИНС, позволяет это делать.

Рекуррентный ИНС-алгоритм. Обучение ИНС прямого распространения не зависит от последовательности, в которой на ее вход подается обучающая выборка. Поэтому для анализа динамических процессов эффективно используются рекуррентные ИНС с обратными связями [9, 15]. MLP «не знает» времени и не запоминает предыдущее значение. Для анализа временных рядов MLP необходимо обучать в «скользящем окне» и задавать весь диапазон варьируемых параметров [6]. Это усложняет процесс обучения, но позволяет проверить его качество на каждом этапе вычислений.

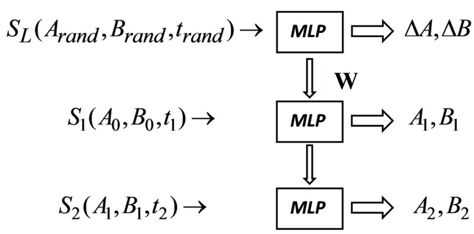


Рис. 1. Схема рекуррентного алгоритма с MLP

Пример соответствующего алгоритма приведен на рис. 1, где $S_L(A_{rand}, B_{rand}, t_{rand})$ – обучающая выборка сигнала со случайными параметрами A_{rand}, B_{rand} (например, амплитуда и фаза); t_{rand} – случайный момент времени, соответствующий началу окна оцифровки сигнала; ΔA, ΔB – погрешности обучения, $\mathbf{W}$ – матрица весовых коэффициентов; $S_1(A_0, B_0, t_1)$ – сигнал, подаваемый на вход обученной ИНС в режиме «если то»; A_1, B_1 – полученные на первом шаге искомые параметры; $S_2(A_1, B_1, t_2)$ – сигнал на входе ИНС после смещения «скользящего окна»; A_2, B_2 – значения искомых параметров на втором шаге.

Последовательная процедура ограничивается частотой дискретизации, длительностью окна оцифровки и вычислительными ресурсами. Она может быть особенно эффективна тогда, когда диапазон варьирования параметров A_{rand}, B_{rand} ограничен, а погрешность обучения ИНС для них сильно отличается [6]. При оценке ΔA, ΔB на каждом шаге вычислений могут кроме ИНС использоваться традиционные методы: усреднение, медианное сглаживание и т.д.

Пример обработки сигнала. Обучающая выборка для структурного анализа сигнала промышленной частоты 50Гц с нелинейными искажениями задавалась следующей функцией:

$$S(t) = A_0 \cdot e^{-bt} + \sum_k A_{kr} \sin(2k \cdot \pi \cdot f_r \cdot t + k \cdot \varphi_r) .$$

Случайные величины A_0, A_{kr}, b, f_r, φ_r, чтобы сигнал соответствовал искажению тока $I(t)$ в переходных режимах [6], варьировались в следующих диапазонах: $I_1(A_{1r})$ – от 0,6 до 1,4; $I_2(A_{2r})$ – от 0,1 до 0,4 от I_1; $I_3(A_{3r})$ – от 0,01 до 0,1 от I_1; $I_5(A_{5r})$ – от 0,01 до 0,05 от I_1; $I_7(A_{7r})$ – от 0,01 до 0,04 от I_1; $I_0(A_0)$ – от 0 до 1 от I_1, b – от 10 до 50, f – от 45 до 55Гц, φ – от 0 до 2π, $k = 1…7$. Частота дискретизации сигнала 2400 Гц.

Временной интервал, соответствующий длительности скользящего временного окна, количеству отсчетов и нейронов во входном слое ИНС, определяется временем $t_1…t_n$. Пример структуры ИНС на первом и втором шаге последовательных вычислений показан на рис.2.

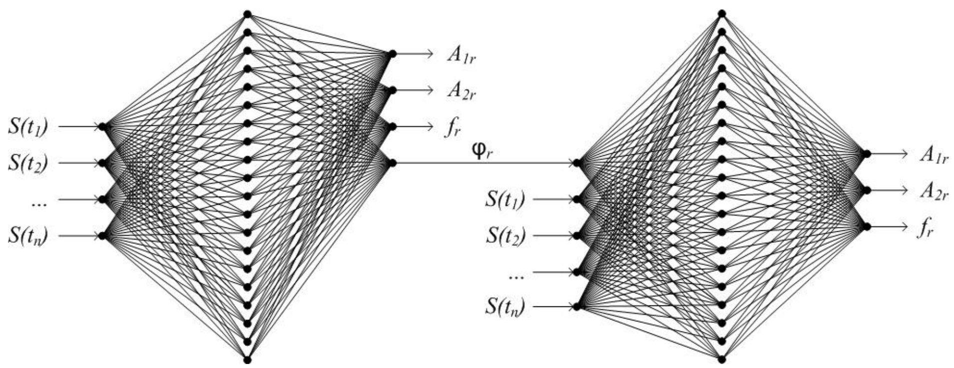
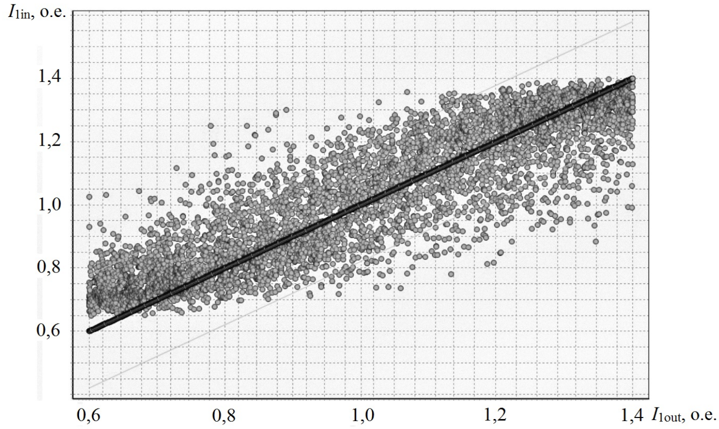


Рис. 2. Структура ИНС на первом и втором шаге вычислений

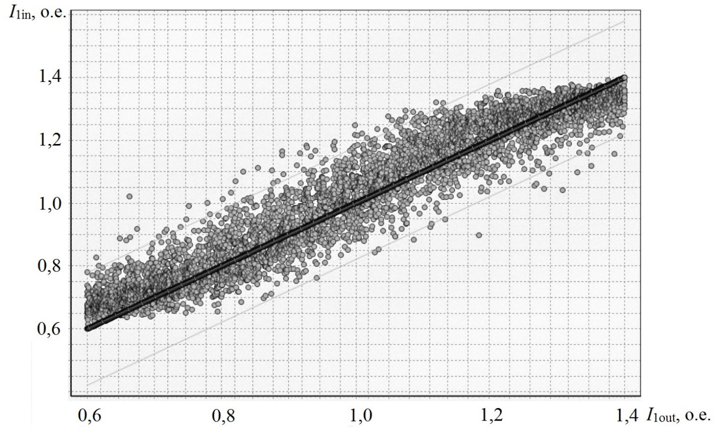
На первом шаге ИНС используется для определения начальных значений амплитуд первой и второй гармоники A_{1r}, A_{2r}, частоты f_r и фазы φ_r. Как показано в [6], минимальная погрешность достигается для φ_r, поэтому полученное значение φ_r подается на вход ИНС вместе со значениями сигнала на втором шаге вычислений (см. рис. 2) и т.д. При этом точность вычисления остальных параметров на выходе ИНС (обученной соответствующим образом) увеличивается. Для определения амплитуды A_{1r} на третьем шаге на вход ИНС подаются φ_r и полученная на втором шаге частота f_r.

Диаграммы рассеяния при определении амплитуды основной гармоники тока I_1 на первом и третьем шаге показаны на рис. 3. Временное окно здесь составляет 6,25 мс, т.е. меньше трети периода основной гармоники. Как видно из диаграмм рис. 3, точность нейросетевого алгоритма увеличивается.

Изменчивость масимальной и среднеквадратичной ошибки при рекуррентном использовании персептронов, показанных на рис. 2, для определения амплитуды основной гармоники показана на рис. 4.



а



б

Рис. 3. Диаграммы рассеяния ИНС при определении A_{1r}
на первом (*а*) и третьем (*б*) шаге

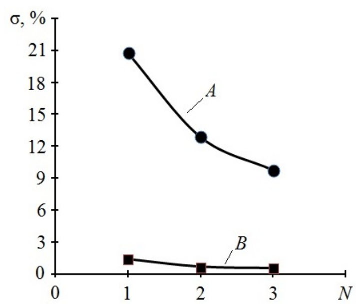


Рис.4. Зависимость максимальной (*A*) и среднеквадратичной (*B*) ошибки алгоритма
при выислении амплитуды основной гармоники от номера шага

Как видно из рис. 4, максимальная ошибка на третьем шаге вычислений оказывается менее 10%, а средняя – не более одного процента. Максимальные ошибки, вероятность которых составляет незначительную величину [4] (см. рис. 3), могут быть уменьшены статистическими методами сглаживания сигнала в пределах скользящего временного окна [6].

Выводы. Таким образом, структурный анализ [7] и фильтрация нелинейных искажений электротехнических сигналов могут осуществляться при помощи нейросетевого алгоритма, основанного на рекуррентном использовании нескольких заранее обученных персептронов. Количество таких простых ИНС должно соответствовать числу параметров сигнала, которые необходимо определить. Структура ИНС и диапазоны варьирования параметров сигнала в обучающей выборке подбираются эмпирически. Достоинством предлагаемого подхода является то, что точность функционирования алгоритма может контролироваться на каждом этапе вычислений и сопровождаться традиционной обработкой сигналов в виде сглаживания и аппроксимации временных зависимостей в режиме скользящего временного окна.

Литература

1. *Боровиков В.П.* Нейронные сети. Методология и технологии современного анализа данных / под ред. В.П. Боровикова. М.: Горячая линия-Телеком, 2008. 392 с.
2. *Кощеев М.И., Ларюхин А.А., Славутский А.Л.* Использование адаптивных нейроалгоритмов для распознавания аномальных режимов систем вторичного оборудования электроэнергетики // Вестник Чувашского университета. 2019. № 1. С. 47–58.
3. *Круглов В.В., Борисов В.В.* Искусственные нейронные сети. Теория и практика. М.: Горячая линия – Телеком, 2001. 382 с.
4. *Славутская Е В., Славутский Л.А.* О выборе структуры искусственных нейросетей и алгоритмов анализа психодиагностических данных // Казанский педагогический журнал. 2020. № 5(142). С. 202–211.
5. *Хайкин С*. Нейронные сети: полный курс: 2-е изд.: пер. с англ. М.: ООО «И.Д.Вильямс». 2006. 1104 с.
6. *Andreev O.N., Slavutskiy A.L., Slavutskii L.A.* Neural network in a sliding window for power grids signals structural analysis. IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. 990 012054. https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1755-1315/990/1/012054
7. *Antonov V.I., Naumov V.A., Fomin A.I. et al.* Adaptive structural analysis of input signals of digital and relay protection and automation. *Russian Electrical Engineering*, 2015, vol. 86, 391–397. DOI: 10.3103/S1068371215070032
8. *Basodi S., Zhang H., Pan Y.* Gradient amplification: An efficient way to train deep neural networks. *Big Data Mining and Analytics*, 2020, vol. 3(3), pp.196-207.
9. *Billings S.A*. Nonlinear system identification: NARMAX methods in the time, frequency, and spatio-temporal domains. John Wiley & Sons, 2013. 555 p. DOI: 10.1002/9781118535561
10. *Bhattacharya B., Sinha A.* Intelligent Fault Analysis in Electrical Power Grids. IEEE 29th International Conference on Tools with Artificial Intelligence (ICTAI). Boston: IEEE, 2017, pp. 985–990. DOI: 10.1109/ICTAI.2017.00151
11. *Bychkov A., Slavutskii L., Slavutskaya E.* Neural Network for Pulsed Ultrasonic Vibration Control of Electrical Equipment. 2020 International Ural Conference on Electrical Power Engineering, UralCon 2020, pp. 24–28. DOI: 10.1109/UralCon49858.2020.9216248
12. *Burton B., Harley R.G.* Reducing the computational demands of continually online-trained artificial neural networks for system identification and control of fast processes. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998, vol. 34(3), pp. 589–596.
13. *Dharmendra K., Moushmi K., Zadgaonkar A.S.* Analysis of generated harmonics due to transformer load on power system using artificial neural network. *International journal of electrical engineering*, 2013, vol. 4(1), pp. 81–90.
14. *Grossberg S.* A Path Toward Explainable AI and Autonomous Adaptive Intelligence: Deep Learning, Adaptive Resonance, and Models of Perception, Emotion, and Action. *Front. Neurorobot*, 2020, June 25. DOI: https://doi.org/10.3389/fnbot.2020.00036

15. *Ince T., Kiranyaz S., Eren L., Askar M., Gabbou M.* Real-Time Motor Fault Detection by 1-D Convolutional Neural Networks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, vol. 63, no. 11, pp. 7067–7075. DOI: 10.1109/TIE.2016.2582729.

16. *Mazumdar J., Harley R.G., Lambert F., Venayagamoorthy G.* Neural Network Based Method for Predicting Nonlinear Load Harmonics. *Power Electronics, IEEE Transactions*, 2007, vol. 22(3), pp. 1036–1045. DOI: 10.1109/TPEL.2007.897109.

17. *Montgomery D.C.* Design and Analysis of Experiments. John Wiley & Sons. Inc., 1997, 757 p.

18. *Osowski S.* Neural network for estimation of harmonic components in a power system. *IEEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution*, 1992, vol. 139(2), pp. 129–135.

19. *Samarasinghe S.* Neural Networks for Applied Sciences and Engineering: From Fundamentals to Complex Pattern Recognition. 1st ed. Boca Raton, Auerbach Publications, 2006, 570 p.

АНДРЕЕВ ОЛЕГ НИКОЛАЕВИЧ – аспирант кафедры автоматики и управления в технических системах, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (helga013@yandex.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0003-2974-2502).

СЛАВУТСКИЙ ЛЕОНИД АНАТОЛЬЕВИЧ – доктор физико-математических наук, профессор кафедры автоматики и управления в технических системах, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (lenya@slavutskii.ru; https://orcid.org/0000-0001-6783-2985).

СЛАВУТСКАЯ ЕЛЕНА ВЛАДИМИРОВНА – доктор психологических наук, профессор кафедры психологии и социальной педагогики, Чувашский государственный педагогический университет имени И.Я. Яковлева, Россия, Чебоксары (slavutskayaev@gmail.com; https://orcid.org/0000-0002-3759-6288).

Oleg N. ANDREEV, Leonid A. SLAVUTSKII, Elena V. SLAVUTSKAYA

RECURRENT USE OF A PERCEPTRON FOR SIGNAL STRUCTURAL ANALYSIS

Key words: *artificial neural networks, multilayer perceptron, recurrent use, structural analysis of signals, neuroalgorithm accuracy evaluation.*

The paper is devoted to the use of an artificial neural network (ANN) of direct propagation (multilayer perceptron) for signal processing in electrical engineering and electric power industry. It is proposed to use such simple neural networks instead of ANN with a more complex structure (convolutional, recurrent), but within the framework of a sequential recurrent algorithm. This allows checking and controlling the quality of signal processing at each stage of calculations. The proposed algorithm is tested on the example of structural analysis of a signal with nonlinear distortions in a sliding time window. It is shown that the amplitude, frequency and phase of an industrial frequency signal with a high level of harmonics and an aperiodic component can be isolated with an accuracy of units of percent for a time not exceeding units of milliseconds. To increase the accuracy at each step of the calculations, traditional methods can be used, in addition to the ANN: averaging, median smoothing, etc.

References

1. Borovikov V.P. *Neironnye seti. Metodologiya i tekhnologii sovremennogo analiza dannykh* [Neural networks. Methodology and technologies of modern data analysis]. Moscow, Goryachaya liniya-Telekom Publ., 2008, 392 p.

2. Koshcheev M.I., Lariukhin A.A., Slavutskiy A.L. *Ispol'zovaniye adaptivnykh neyroalgoritmov dlya ustoychivykh anomal'nykh rezhimov sistem vtorichnogo oborudovaniya elektroenergetiki* [Application of adaptive neuro algorithms for recognition of anomalous behaviour of secondary equipment systems in electric power industry]. *Vestnik Chuvashskogo universiteta*, 2019, no. 1, pp. 47–58.

3. Kruglov V.V., Borisov V.V. *Iskusstvennye neironnye seti. Teoriya i praktika* [Neural networks. Theory and practice]. Moscow, Goryachaya liniya Telekom Publ., 2001, 382 p.

4. Slavutskaya E.V., Slavutskiy L.A. *O vybore struktury iskusstvennykh neyrosetey i algoritmov analiza psikhodiagnosticheskikh dannykh* [On choosing the artificial neural networks structure and the algorithms for psycho diagnostic data analyzing]. *Kazanskii pedagogicheskii zhurnal*, 2020, no. 5 (142), pp.202-210. DOI: 10.34772/KPJ.2020.142.5.026

5. Haykin S. Neural networks, a comprehensive founda-tion. 2nd ed. Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall, Inc., 1999 (Russ. ed.: *Neironnii seti: polniy*: 2nd ed. Moscow, Villiams Publ., 2006, 1104 p.).

6. Andreev O.N., Slavutskiy A.L., Slavutskii L.A. Neural network in a sliding window for power grids signals structural analysis. IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. 990 012054. https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1755-1315/990/1/012054

7. Antonov V.I., Naumov V.A., Fomin A.I. et al. Adaptive structural analysis of input signals of digital and relay protection and automation. *Russian Electrical Engineering*, 2015, vol. 86, 391–397. DOI: 10.3103/S1068371215070032

8. Basodi S., Zhang H., Pan Y. Gradient amplification: An efficient way to train deep neural networks. *Big Data Mining and Analytics*, 2020, vol. 3(3), pp.196-207.

9. Billings S.A. Nonlinear system identification: NARMAX methods in the time, frequency, and spatio-temporal domains. John Wiley & Sons, 2013. 555 p. DOI: 10.1002/9781118535561

10. Bhattacharya B., Sinha A. Intelligent Fault Analysis in Electrical Power Grids. IEEE 29th International Conference on Tools with Artificial Intelligence (ICTAI). Boston: IEEE, 2017, pp. 985–990. DOI: 10.1109/ICTAI.2017.00151

11. Bychkov A., Slavutskii L., Slavutskaya E. Neural Network for Pulsed Ultrasonic Vibration Control of Electrical Equipment. 2020 International Ural Conference on Electrical Power Engineering, UralCon 2020, pp. 24–28. DOI: 10.1109/UralCon49858.2020.9216248

12. Burton B., Harley R.G. Reducing the computational demands of continually online-trained artificial neural networks for system identification and control of fast processes. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998, vol. 34(3), pp. 589–596.

13. Dharmendra K., Moushmi K., Zadgaonkar A.S. Analysis of generated harmonics due to transformer load on power system using artificial neural network. *International journal of electrical engineering*, 2013, vol. 4(1), pp. 81–90.

14. Grossberg S. A Path Toward Explainable AI and Autonomous Adaptive Intelligence: Deep Learning, Adaptive Resonance, and Models of Perception, Emotion, and Action. *Front. Neurorobot*, 2020, June 25. DOI: https://doi.org/10.3389/fnbot.2020.00036

15. Ince T., Kiranyaz S., Eren L., Askar M., Gabbou M. Real-Time Motor Fault Detection by 1-D Convolutional Neural Networks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, vol. 63, no. 11, pp. 7067–7075. DOI: 10.1109/TIE.2016.2582729.

16. Mazumdar J., Harley R.G., Lambert F., Venayagamoorthy G. Neural Network Based Method for Predicting Nonlinear Load Harmonics. *Power Electronics, IEEE Transactions*, 2007, vol. 22(3), pp. 1036–1045. DOI: 10.1109/TPEL.2007.897109.

17. Montgomery D.C. Design and Analysis of Experiments. John Wiley & Sons. Inc., 1997, 757 p.

18. Osowski S. Neural network for estimation of harmonic components in a power system. *IEEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution*, 1992, vol. 139(2), pp. 129–135.

19. Samarasinghe S. Neural Networks for Applied Sciences and Engineering: From Fundamentals to Complex Pattern Recognition. 1st ed. Boca Raton, Auerbach Publications, 2006, 570 p.

OLEG N. ANDREEV – Post-Graduate Student, Department of Automation and Control in Technical Systems, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (helga013@yandex.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0003-2974-2502).

LEONID A. SLAVUTSKII – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Department of Automation and Control in Technical Systems, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (lenya@slavutskii.ru; https://orcid.org/0000-0001-6783-2985).

ELENA V. SLAVUTSKAYA – Doctor of Psychological Sciences, Professor of the Department of Psychology and Social Pedagogy, I. Ya. Yakovlev Chuvash State Pedagogical University, Russia, Cheboksary (slavutskayaev@gmail.com; https://orcid.org/0000-0002-3759-6288).

Формат цитирования: *Андреев О.Н., Славутский Л.А., Славутская Е.В.* Рекуррентное использование персептрона для структурного анализа сигналов // Вестник Чувашского университета. – 2022. – № 3. – С. 5–11. DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-5-11.

DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-12-20

УДК 621.31
ББК 31.27-01

А.И. АНТОНОВ, Д.Ю. РУДИ, А.А. РУППЕЛЬ, Е.Ю. РУППЕЛЬ

УЧЁТ КРИТЕРИЯ ВЛИЯНИЯ НЕСИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКИ НА ИСКАЖЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ В СЕТИ 10 кВ ДЛЯ РЕКОМЕНДАЦИЙ ПО УМЕНЬШЕНИЮ НЕСИММЕТРИИ НАПРЯЖЕНИЙ

Ключевые слова: *качество электрической энергии, электромагнитная помеха, несимметрия напряжений, электромагнитная обстановка, электротермические установки.*

На сегодняшний день существует достаточно большое количество электрооборудования, являющегося источником несимметричных режимов работы в электрических сетях среднего и низкого напряжения. Данное электрооборудование может создавать в электрических сетях кондуктивные низкочастотные электромагнитные помехи по коэффициенту несимметрии напряжений по обратной последовательности. При изучении методологической базы исследований теории кондуктивных низкочастотных помех выяснено, что при переходе от одной смежной электрической сети в другую (например, от сети 0,4 кВ в сеть 10 кВ и наоборот) уменьшается вероятность появления кондуктивной низкочастотной помехи, т.е. помеха частично подавляется на определенную величину. Эта величина называется коэффициентом, определяющим изменения значений коэффициента несимметрии напряжений по обратной последовательности при переходе кондуктивной низкочастотной ЭМП в смежную сеть. Целью исследования является разработка математической модели для изучения параметров сети, влияющих на несимметрию напряжений по обратной последовательности, которая сводится к методике определения критерия влияния несимметричной нагрузки на искажение напряжения в сети 10 кВ для рекомендаций по уменьшению несимметрии напряжений. В статье подробно описывается способ расчёта данной величины и то, каким образом её можно использовать для формирования рекомендаций по снижению несимметрии напряжения. Получена эмпирическая математическая модель, определяющая критерий влияния несимметричной нагрузки в сети низкого напряжения, воздействие на которую позволяет улучшить электромагнитную обстановку в электрической сети 10 кВ. Данный параметр можно учитывать при проектировании элементов электрических сетей для определения электромагнитной обстановки.

Развитие предпринимательства в России привело к появлению предприятий металлоизделий со своими металлургическими производствами, имеющими электротермические установки 0,4 кВ. Сложившаяся тенденция развития этих предприятий обусловила усиление влияния искажающей нагрузки на сети 6–35 кВ общего назначения: нарушаются требования ГОСТ 32144-2013 к качеству электрической энергии по несимметрии напряжений, появляются электромагнитные помехи (ЭМП), которые переходят из сети 0,4 кВ в сети среднего напряжения. Поэтому существует необходимость в разработке математической модели для исследования параметров сети, влияющих на несимметрию напряжений по обратной последовательности. На объекте исследования источником несимметричных режимов являются 4 двухфазные дуговые сталеплавильные печи мощностью 170 кВ·А каждая, функционирующие в сети 0,4 кВ. Эти электротермические установки являются источниками (акцепторами) кондуктивных низкочастотных электромагнитных помех (ЭМП) по коэффициенту несимметрии напряжений по обратной последовательности K_{2U} (δK_{2U}) [6]. Рецепторами (приёмником помех) являются электрические сети 10 кВ, куда переходит кондуктивная низкочастотная ЭМП из сети низкого напряжения, где расположены акцепторы этих помех. Механизм перехода данной помехи от одной смежной сети в другую на объекте исследования представлен на рис. 1.

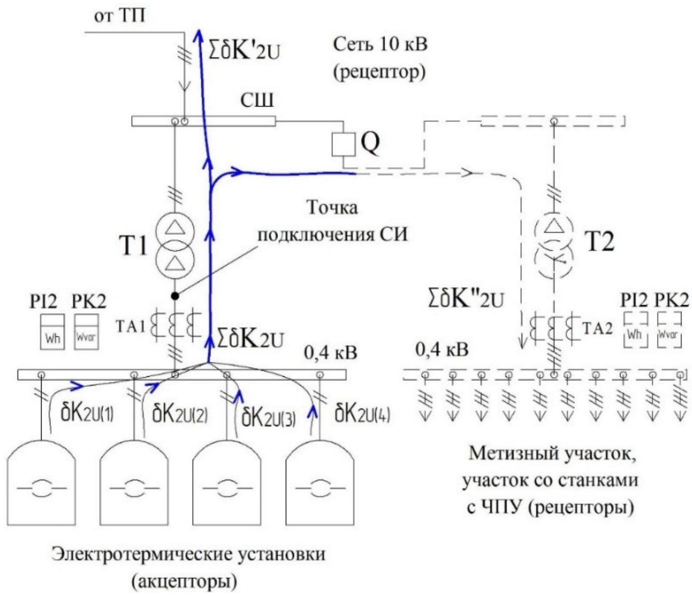


Рис. 1. Механизм влияния источника δK_{2U} на электрическую сеть

Значение кондуктивной низкочастотной ЭМП, распространяющейся по проводам электрической сети, остаётся неизменной величиной (const), однако при переходе через какой-либо элемент электрической сети может менять своё значение [9]. Основным элементом электрической сети, при переходе через который кондуктивная низкочастотная ЭМП по K_{2U} изменяет своё значение, в большей степени является силовой трансформатор [10]. На объекте исследования применяется силовой понижающий трансформатор ТМЗ 1000-10/0,4.

Чтобы понять, как изменяет своё значение кондуктивная низкочастотная ЭМП по K_{2U}, построена имитационная модель объекта исследования (рис. 2).

В ходе исследований определено, что такие параметры, как мощность силового трансформатора и мощность нагрузки, являющейся источником несимметрии, влияют на величину K_{2U}. В общем случае можно записать [1, 8]

$$\left[K_{2U(0,4)},\ \ K_{2U(10)}\right] = f(S_{\text{тр}}, S_{\text{нагр.}}),$$

где $K_{2U(10)}$ – значение K_{2U} в сети 10 кВ; $K_{2U(0,4)}$ – значение K_{2U} в сети 0,4 кВ; $S_{\text{тр}}$ – мощность силового понижающего трансформатора; $S_{\text{нагр.}}$ – мощность искажающей сеть нагрузки.

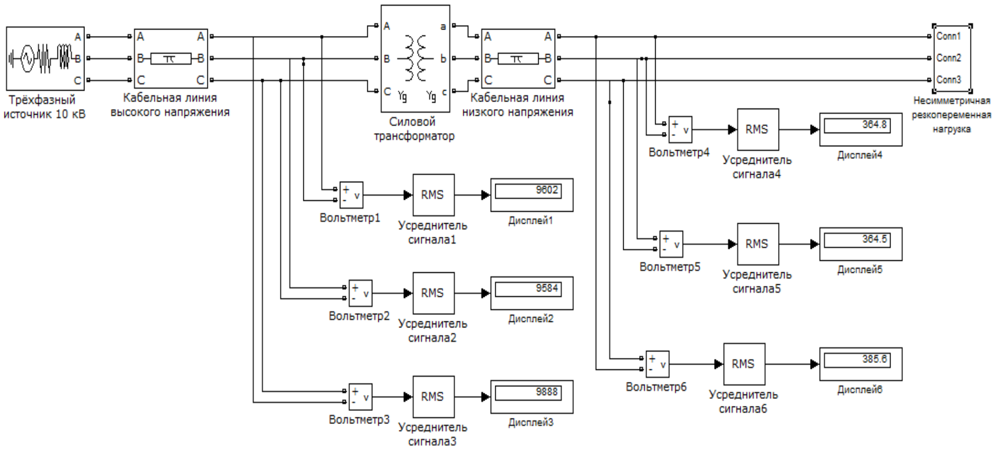


Рис. 2. Имитационная модель исследуемой сети объекта исследования
с несимметричной нагрузкой

Иными словами, значения K_{2U} можно снизить, уменьшив мощность нагрузки или изменив мощность силового понижающего трансформатора. Однако уменьшать мощность нагрузки с технологической и эксплуатационной точки зрения нецелесообразно, так как это приведёт к снижению производительности. Поэтому в имитационной модели исследования изменяли мощность силового трансформатора [2]. Исходная мощность трансформатора составляет 1000 кВ · А, поэтому в имитационной модели вместо данного блока поочерёдно вводились блоки, имитирующие силовые трансформаторы мощностью 250 кВ · А, 400 кВ · А, 630 кВ · А, 1600 кВ · А и 2500 кВ · А [5, 7]. При этом параметры остальных элементов электрической сети остались неизменными.

При запуске в работу имитационной модели при каждом силовом трансформаторе получены действующие значения линейных напряжений U_{AB}, U_{BC} и U_{AC}, зная которые, можно вычислить значения K_{2U} (табл. 1).

Таблица 1

**Значения K_{2U} в электрической сети
при силовых трансформаторах различной мощности**

Мощность трансформатора S, кВ·А	0,4 кВ				10 кВ			
	U_{AB}, В	U_{BC}, В	U_{AC}, В	K_{2U}, %	U_{AB}, В	U_{BC}, В	U_{AC}, В	K_{2U}, %
2500	374	394	372	3,7	9642	9997	9556	2,8
1600	372	393	371	3,9	9655	9991	9588	2,6
1000	373	391	365	4,2	9668	9965	9614	2,3
630	365	389	362	4,7	9697	9947	9638	1,9
400	358	385	355	5,2	9727	9931	9671	1,6
250	345	377	342	6,3	9745	9894	9657	1,4

Исходя из полученных данных, можно сделать вывод, что значения коэффициентов K_{2U} в сети 10 кВ меньше, чем в сети 0,4 кВ при трансформаторе любой мощности. Значит, кондуктивная низкочастотная ЭМП по K_{2U} при переходе от сети 0,4 кВ в сеть 10 кВ уменьшает свои значения, т.е. в трансформаторе помеха частично подавляется на определённую величину [10]. Обозначим эту величину λ. Она является критерием перехода кондуктивной низкочастотной ЭМП по K_{2U} от сети 0,4 кВ в сеть 10 кВ и называется критерием влияния несимметричной нагрузки в низковольтной сети на искажение напряжения в сети среднего напряжения.

Поскольку величина λ по своей сути является некоторым коэффициентом, определяющим изменения значений K_{2U} при переходе кондуктивной низкочастотной ЭМП в смежную сеть, то справедливо записать следующее выражение [8]:

$$\lambda = \frac{K_{2U(10)}}{K_{2U(0,4)}}. \qquad (1)$$

Согласно формуле (1) значение λ увеличивается при повышении мощности трансформатора: λ = 0,222 для трансформатора мощностью 250 кВ·А; λ = 0,308 для трансформатора мощностью 400 кВ·А; λ = 0,404 для трансформатора мощностью 630 кВ·А; λ = 0,518 для трансформатора мощностью 1000 кВ·А; λ = 0,667 для трансформатора мощностью 1600 кВ·А; λ = 0,757 при мощности 2500 кВ·А. Объяснить это можно тем, что у трансформаторов большей мощности меньше полное сопротивление Z [5]. На основе вычисления полного сопротивления каждого трансформатора построена зависимость величины λ от полного сопротивления Z (рис. 3).

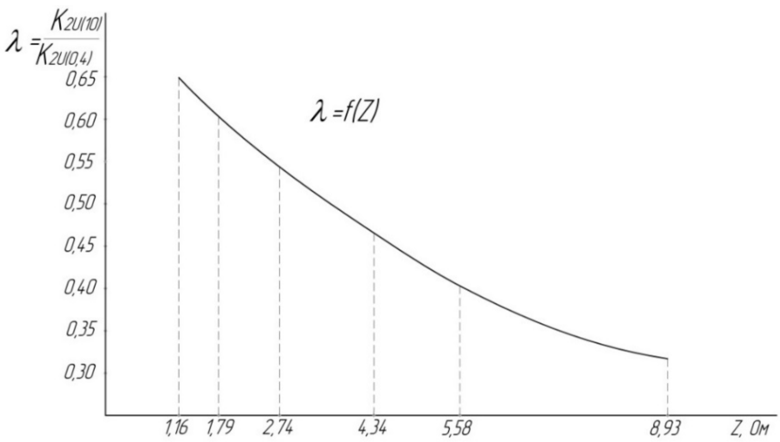


Рис. 3. Зависимость величины λ от полного сопротивления силового трансформатора

Данная зависимость $\lambda = f(Z)$ является нелинейной и, согласно теории определения эмпирических формул [3], описывается выражением

$$\lambda = a\mathrm{e}^{bZ}.$$

Используя метод выравнивания эмпирических значений, получаем [3]

$$\lg\lambda = \lg a + \frac{b}{2,303} Z.$$

Зная величины λ и Z для каждого трансформатора мощностью 2500 кВ·А, 1600 кВ·А, 1000 кВ·А, 630 кВ·А, 400 кВ·А и 250 кВ·А, можно составить следующую систему уравнений

$$\begin{cases} -0,654 = \lg a + 3,878b; \\ -0,511 = \lg a + 2,423b; \\ -0,394 = \lg a + 1,884b; \\ -0,261 = \lg a + 1,189b; \\ -0,176 = \lg a + 0,777b; \\ -0,121 = \lg a + 0,504b. \end{cases} \tag{2}$$

Система (2) состоит из шести уравнений. Поэтому, согласно методике, описанной в [3. С. 710], можно разбить её на две отдельные системы уравнений (по три уравнения) и алгебраически просуммировать все слагаемые левых и правых частей данных трёх уравнений в каждой из полученных систем. После выполненных действий системы уравнений выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} -1,559 = 3\lg a + 8,185b; \\ -0,558 = 3\lg a + 2,47b. \end{cases} \tag{3}$$

Решая полученную систему уравнений (3) с двумя неизвестными, можно получить следующие значения коэффициентов a и b: a = 0,908; b = –0,175. При этом известно, что порядок группирования опытных данных лишь незначительно влияет на результаты вычислений [3. С. 712].

С учётом полученных коэффициентов эмпирическая математическая модель (3) примет вид

$$\lambda = 0,908\mathrm{e}^{\frac{1}{0,175Z}}. \tag{4}$$

Для оценки погрешности полученной модели вычислим относительную погрешность Δ по следующей формуле [4]:

$$\Delta = \frac{|\lambda_э - \lambda_р|}{\lambda_э} \cdot 100\%,$$

где $\lambda_э$ – значения величины λ, полученные имитационной моделью в ходе экспериментальных исследований (эмпирически); $\lambda_р$ – значения величины λ, рассчитанные с помощью эмпирической математической модели (4).

Все полученные значения сведены в табл. 2.

Таким образом, среднее значение относительной погрешности, полученной эмпирической математической модели, составляет 4,5%.

Резюмируя вышеизложенное, можно заметить, что величина λ зависит от мощности силового понижающего трансформатора. Чем больше мощность силового трансформатора, тем больше величина критерия λ. И наоборот, при уменьшении мощности силового трансформатора (полное сопротивление его при этом увеличивается) значение величины λ снижается.

Таблица 2

Результаты вычислений относительной погрешности Δ эмпирической математической модели

Величина λ, полученная эмпирически ($\lambda_э$)	**Величина λ, полученная по эмпирической математической модели ($\lambda_р$)**	**Относительная погрешность эмпирической математической модели (Δ), %**	**Среднее значение относительной погрешности ($\Delta_{ср}$), %**
0,222	0,191	13,5	4,5
0,308	0,325	5,5	
0,404	0,417	3,2	
0,548	0,556	1,4	
0,667	0,659	1,1	
0,757	0,739	2,3	

Таким образом, можно выделить важный аспект системного анализа процесса перехода кондуктивных низкочастотных ЭМП по K_{2U} из сети низкого напряжения в сеть среднего напряжения, согласно которому помеха, переходящая из одной смежной сети в другую (в нашем случае от сети 0,4 кВ в сеть 10 кВ), снижает своё значение в силовом трансформаторе на величину, соответствующую значению величины λ. Поэтому чем меньше величина λ, тем меньшее значение искажающей нагрузки передаётся в смежную сеть.

Критерий λ можно учитывать при составлении рекомендаций по уменьшении несимметрии напряжений. Это направление является наиболее целесообразным с практической точки зрения по сравнению с уменьшением нагрузки. Устранение источника δK_{2U} является достаточно затруднительным процессом, ведь для этого необходимо либо уменьшить мощность несимметричной нагрузки (электротермических установок, которые являются акцепторами помех), либо изменить их способ подключения (например, подключить каждую электротермическую установку на 3 фазы). Однако и первое, и второе техническое решение влечёт за собой снижение производительности, а изменение конструкции данных установок для изменения способа подключения приведёт ещё и к дополнительным экономическим затратам. Поэтому, если нет возможности устранения источника появления δK_{2U}, с помощью критерия λ можно управлять значениями δK_{2U}.

Снизить величину λ можно путем изменения параметров элементов электрической сети. В данном случае этим элементом является силовой понижающий трансформатор. Анализируя эмпирическую математическую моделью (4), можно предположить, что для уменьшения величины δK_{2U} при её переходе из сети 0,4 кВ в сеть 10 кВ необходимо снизить мощность трансформатора. При снижении мощности трансформатора со значения 1000 кВ·А до значения 630 кВ·А согласно шкале типовой мощности увеличивается значение полного сопротивления трансформатора Z в 1,6 раз (с 2,74 Ом до 4,34 Ом), а значение величины λ согласно эмпирической математической модели (4) уменьшается в 1,4 раза (со значения 0,548 до значения 0,404). Используя формулу (1), получаем значения $K_{2U(10)}$ при трансформаторе ТМЗ-1000 кВ·А

$$K_{2U(10)} = \lambda K_{2U(0,4)} = 0,548 \cdot 4,2 = 2,3\%$$

и при трансформаторе ТМЗ-630 кВ·А

$$K_{2U(10)} = \lambda K_{2U(0,4)} = 0,404 \cdot 4,2 = 1,7\%.$$

Выводы. Изменяя сопротивление элемента сети в обоснованных пределах, можно добиться снижения помехи δK_{2U} в сети 10 кВ до устранения искажения напряжений в этой сети, что влечёт за собой улучшение электромагнитной обстановки. Однако замена силового понижающего трансформатора на действующем предприятии является весьма трудоёмким процессом, техническая реализация данного мероприятия требует достаточно больших физический, экономических и эксплуатационных затрат. Поэтому учитывать критерий влияния несимметричной нагрузки в низковольтной сети на искажение напряжения в сети среднего напряжения наиболее целесообразно на стадии проектирования электрических сетей.

Литература

1. Алгоритм определения кондуктивной низкочастотной электромагнитной помехи по коэффициенту несимметрии напряжений по обратной последовательности / *А.И. Антонов, Ю.М. Денчик, Д.А. Зубанов, Н.В. Зубанова и др.* // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. 2018. № 1. С. 177–182.

2. *Антонов А.И.* Исследование уровня электромагнитных помех в сети 10/0,4 кВ с силовыми трансформаторами различной мощности при несимметричном характере нагрузки // Проблемы энергетики. 2017. № 9-10. С. 65–76.

3. *Батунер Л.М., Позин М.Е.* Математические методы в химической технике. Л.: Химия, 1971. 824 с.

4. *Борисов Р.К., Смирнов М.Н., Петров С.Р., Балашов В.В., Колечитский Е.С.* Методы и средства решения практических проблем электромагнитной совместимости на электростанциях и подстанциях // Электро. 2002. № 2. С. 44–52.

5. *Вишнягов М.Г., Иванова Ю.М., Сальников В.Г.* Параметры электромагнитной обстановки в сети с искажающей нагрузкой // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. 2008. № 2. С. 242–247.

6. *Иванова Е.В.* Кондуктивные электромагнитные помехи в электроэнергетических системах / под ред. В.П. Горелова, Н.Н. Лизалека. Новосибирск: Новосиб. гос. акад. вод. транспорта, 2006. 432 с.

7. *Иванова Е.В., Руппель, А.А.* Кондуктивные электромагнитные помехи в сетях 6–10 кВ / под ред. В.П. Горелова. Омск: Новосиб. гос. акад. вод. трансп., 2004. 284 с.

8. Критерий влияния несимметричной нагрузки в низковольтной сети на искажение напряжения в сети среднего напряжения / *А.И. Антонов, Ю.М. Денчик, М.Н. Иванов, Е.В. Иванова и др.* // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. 2018. № 2. С. 249–253.

9. Проблемы качества электроэнергии в системах электроснабжения / *К.В. Хацевский, Ю.М. Денчик, В.И. Клеутин, Д.А. Зубанов и др.* // Омский научный вестник. 2012. № 2(110). С. 212–214.

10. *Сидоренко А.А.* Подавление кондуктивных электромагнитных помех в электрических сетях предприятий водного транспорта: дис. … канд. техн. наук. Новосибирск, 2006. 125 с.

АНТОНОВ АЛЕКСАНДР ИГОРЕВИЧ – кандидат технических наук, доцент кафедры электротехники и электрооборудования, Омский институт водного транспорта, Россия, Омск (aleksandr_antonov_85@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-0482-5080).

РУДИ ДМИТРИЙ ЮРЬЕВИЧ – аспирант кафедры электроэнергетических систем и электротехники, Сибирский государственный университет водного транспорта, Россия, Новосибирск (dima_rudi@mail.ru).

РУППЕЛЬ АЛЕКСАНДР АЛЕКСАНДРОВИЧ – кандидат технических наук, профессор кафедры электротехники и электрооборудования, Омский институт водного транспорта, Россия, Омск (ruppelsan@mail.ru).

РУППЕЛЬ ЕЛЕНА ЮРЬЕВНА – доцент кафедры физики и математики, Сибирский государственный автомобильно-дорожный университет, Россия, Омск.

Alexander I. ANTONOV, Dmitry Yu. RUDY,
Alexander A. RUPPEL, ELENA Yu. RUPPEL

CONSIDERATION OF THE CRITERION OF THE INFLUENCE OF ASYMMETRIC LOAD ON VOLTAGE DISTORTION IN A 10 KV NETWORK FOR RECOMMENDATIONS FOR REDUCING VOLTAGE ASYMMETRY

Key words: *quality of electrical energy, electromagnetic interference, voltage asymmetry, electromagnetic environment, electrothermal installations.*

To date, there is a fairly large number of electrical equipment that is a source of asymmetric modes of operation in medium and low voltage electrical networks. This electrical equipment can create conductive low-frequency electromagnetic interference in electrical networks by the coefficient of voltage asymmetry in the reverse sequence. Studying the methodological basis of research on the theory of conductive low-frequency interference, it was found that when switching from one adjacent electrical network to another (for example, from a 0.4 kV network to a 10 kV network and vice versa) potential for conductive low-frequency interference decreases, i.e. the interference is partially suppressed by a certain amount. This amount is called the criterion determining the changes of the voltage asymmetry coefficient values in the reverse sequence in the transition of conductive low-frequency electromagnetic interference to the adjacent network. The purpose of this article is to develop a mathematical model for the study of network parameters affecting voltage asymmetry in the reverse sequence, which is reduced to a method for determining the value of the criterion for the effect of an asymmetric load on voltage distortion in a 10 kV network for recommendations for reducing voltage asymmetry. The article describes in detail the method of calculating this value and how it can be used to form recommendations for reducing voltage asymmetry. Scientific novelty of the study consists in the fact that an empirical mathematical model has been obtained that determines the criterion for the influence of an asymmetric load in a low-voltage network, the impact on which makes it possible to improve the electromagnetic situation in a 10 kV electrical network. This parameter can be taken into account when designing elements of electrical networks to determine the electromagnetic environment.

References

1. Antonov A.I., Denchik Yu.M., Zubanov D.A., Zubanova N.V. et al. *Algoritm opredeleniya konduktivnoi nizkochastotnoi elektromagnitnoi pomekhi po koeffitsientu nesimmetrii napryazhenii po obratnoi posledovatel'nosti* [Algorithm for determining conductive low-frequency electromagnetic interference by the voltage asymmetry coefficient in the reverse sequence]. *Nauchnye problemy transporta Sibiri i Dal'nego Vostoka*, 2018, no 1, pp. 177–182.

2. Antonov A.I. *Issledovanie urovnya elektromagnitnykh pomekh v seti 10/0,4 kV s silovymi transformatorami razlichnoi moshchnosti pri nesimmetrichnom kharaktere nagruzki* [Investigation of the level of electromagnetic interference in a 10/0.4 kV network with power transformers of various capacities with an asymmetric nature of the load]. *Problemy energetiki*, 2017, no. 9-10, pp. 65–76.

3. Batuner L.M. Pozin M.E. *Matematicheskie metody v khimicheskoi tekhnike* [Mathematical methods in chemical engineering]. Leningrad, Khimiya Publ., 1971, 824 p.

4. Borisov R.K., Smirnov M.N., Petrov S.R., Balashov V.V., Kolechitskii E.S. *Metody i sredstva resheniya prakticheskikh problem elektromagnitnoi sovmestimosti na elektrostantsiyakh i podstantsiyakh* [Methods and means of solving practical problems of electromagnetic compatibility at power plants and substations]. *Elektro*, 2002, no. 2, pp. 44–52.

5. Vishnyagov M.G., Ivanova Yu.M., Sal'nikov V.G. *Parametry elektromagnitnoi obstanovki v seti s iskazhayushchei nagruzkoi* [Parameters of the electromagnetic environment in a network with a distorting load]. *Nauchnye problemy transporta Sibiri i Dal'nego Vostoka*, 2008, no. 2, pp. 242–247.

6. Gorelov V.P., Lizalek N.N., eds., Ivanova E.V. *Konduktivnye elektromagnitnye pomekhi v elektroenergeticheskikh sistemakh* [Conductive electromagnetic interference in electric power systems]. Novosibirsk, 2006, 432 p.

7. Gorelov V.P., ed., Ivanova E.V., Ruppel' A.A. *Konduktivnye elektromagnitnye pomekhi v cetyakh 6–10 kV* [Conductive electromagnetic interference in 6–10 kV networks]. Omsk, 2004, 284 p.

8. Antonov A.I., Denchik Yu.M., Ivanov M.N., Ivanova E.V. et al. *Kriterii vliyaniya nesimmetrichnoi nagruzki v nizkovol'tnoi seti na iskazhenie napryazheniya v seti srednego napryazheniya* [Criterion for the effect of an asymmetric load in a low-voltage network on voltage distortion in a medium-voltage network]. *Nauchnye problemy transporta Sibiri i Dal'nego Vostoka*, 2018, no. 2, pp. 249–253.

9. Khatsevskii K.V., Denchik Yu.M., Kleutin V.I., Zubanov D.A. et al. *Problemy kachestva elektroenergii v sistemakh elektrosnabzheniya* [Problems of electricity quality in power supply systems]. *Omskii nauchnyi vestnik*, 2012, no. 2(110), pp. 212–214.

10. Sidorenko A.A. *Podavlenie konduktivnykh elektromagnitnykh pomekh v elektricheskikh setyakh predpriyatii vodnogo transporta: dis. ... kand. tekhn. nauk* [Suppression of conductive electromagnetic interference in the electrical networks of water transport enterprises. Cand. Diss.]. Novosibirsk, 2006, 125 p.

ALEXANDER I. ANTONOV – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Electrical Engineering and Electrical Equipment, Omsk Institute of Water Transport, Russia, Omsk (aleksandr_antonov_85@mail.ru; ORCID https://orcid.org/0000-0002-0482-5080).

DMITRY Yu. RUDY – Post-Graduate Student, Department of Electric Power Systems and Electrical Engineering, Siberian State University of Water Transport, Russia, Novosibirsk (dima_rudi@mail.ru).

ALEXANDER A. RUPPEL – Candidate of Technical Sciences, Professor, Department of Electrical Engineering and Electrical Equipment, Omsk Institute of Water Transport, Russia, Omsk (ruppelsan@mail.ru).

ELENA Yu. RUPPEL – Associate Professor of the Department of Physics and Mathematics, Siberian State Automobile and Road University, Russia, Omsk.

Формат цитирования: *Антонов А.И., Руди Д.Ю., Руппель А.А., Руппель Е.Ю.* Учёт критерия влияния несимметричной нагрузки на искажение напряжения в сети 10 кВ для рекомендаций по уменьшению несимметрии напряжений // Вестник Чувашского университета. – 2022. – № 3. – С. 12–20. DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-12-20.

DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-21-34

УДК 621.313
ББК 31.261

А.А. АФАНАСЬЕВ

МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ВЕНТИЛЬНЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ЗУБЦОВЫМИ МАЛОПОЛЮСНЫМИ ОБМОТКАМИ НА БАЗЕ 6ДВМ 300

Ключевые слова: *зубцовые катушки, ряды Фурье, магнитодвижущие силы обмоток и магнитов, удельная магнитная проводимость, магнитные индукции, электродвижущая сила обмотки, электромагнитный момент.*

Рассматриваются вентильные двигатели с зубцовыми обмотками с числами полюсов 2, 4, 6, 8, главные размеры которых соответствуют вентильному двигателю 6ДВМ 300 производства АО «Чебоксарский электроаппаратный завод». Такой подход позволяет оценить влияние числа зубцов статора на электромагнитный момент и его гармонический состав. Три соседние катушки рассматриваемых зубцовых обмоток принадлежат трём различным фазам. Анализируются магнитодвижущие силы обмоток и магнитов ротора, на основе метода удельной магнитной проводимости зазора находятся распределение магнитной индукции в зазоре, электродвижущая сила обмотки статора и электромагнитный момент. Показано, что кривая магнитодвижущей силы обмотки статора по форме состоит из двух разнополюсных прямоугольников неодинаковой высоты и ширины, из-за несинусоидальности распределения источников магнитного поля и зубчатой неоднородности воздушного зазора кривые фазных электродвижущих сил обмотки статора также существенно несинусоидальны. Найдено, что с ростом числа полюсов (с 2 до 8 полюсов) обмотки статора максимум индукции в воздушном зазоре снижается с уровня 1 до 0,75 Тл, среднее значение электромагнитного момента растёт от 120 до 160 Нм, амплитуда фазной электродвижущей силы остаётся неизменной, а максимум (высота прямоугольника) магнитодвижущей силы обмотки статора снижается с 2000 до 500 А.

Введение. Зубцовые (сосредоточенные) обмотки, расположенные на каждом зубце статора, получают всё большее распространение в нашей стране [1, 4–7] и за рубежом [8, 9]. У таких обмоток число полюсов должно быть близким (но не равным) к числу зубцов статора. Разница между ними обычно не превосходит 2–5.

Возможно исполнение статора с различными вариантами чисел зубцов и полюсов: 1) $z = 3$, $2p = 2$; 2) $z = 6$, $2p = 4$; 3) $z = 9$, $2p = 6$; 4) $z = 12$, $2p = 8$; 5) $z = 15$, $2p = 10$; 6) $z = 18$, $2p = 12$ и т.д.

У каждого из этих вариантов пространственный сдвиг двух соседних зубцов в магнитном поле равен 120 эл. градусов. Следовательно, катушки трёх первых зубцов будут принадлежать фазам *A, B* и *C*. Остальные катушки будут образовывать одинаковые ветви в соответствующих фазах, которые могут соединяться последовательно или параллельно.

Начиная с четвёртого варианта ($z = 12$, $2p = 8$) возможны подварианты с другим числом полюсов: $z = 12$, $2p = 10$ [2]. Для вентильного двигателя (ВД) с $z = 18$ число полюсов может быть: 10, 14, 16 [1, 2].

Роторы для всех вариантов могут иметь наружное или «карманное» расположение магнитов. Для названного выше четвертого и последующих вариантов возможна «коллекторная» конструкция магнитов, обеспечивающая высокие уровни плотности магнитного потока в воздушном зазоре вплоть до 2 Тл.

Рассмотрим начальные (малополюсные) варианты выполнения вентильных двигателей применительно (для конкретики) к главным размерам 6ДВМ 300[1] – D_i = 126 мм; l = 200 мм. Насыщением магнитной цепи ВД пренебрегаем.

1. Двухполюсный ВД с тремя зубцами статора. Имеем исходные данные: $m = 3$; D_i = 126 мм; $D_{рм}$ = 122 мм; l = 200 мм; $2p = 2$; n = 3000 об./мин; $f = \dfrac{pn}{60} = 50$ Гц; $\tau = \dfrac{\pi D_i}{2p} = 197{,}9$ мм; $h_м$ = 7,3 мм; $z = 3$; $w_к = 33$; $z_ф = 1$ – число пазов в одной фазе; $w = w_к z_ф = 33$; $I = 50$ А – фазный ток.

Будем считать токи в фазах обмотки статора, формируемые преобразователем частоты, синусоидальными:

$$i_A = \sqrt{2} I \sin \omega t\,;\; i_B = \sqrt{2} I \sin(\omega t - 2\pi/3)\,;$$
$$i_C = \sqrt{2} I \sin(\omega t - 4\pi/3)\,. \tag{1}$$

Три зубца с катушками трех фаз образуют один пространственный период. Величина пространственного периода

$$2\tau = 3 t_z\,, \tag{2}$$

где τ, t_z – полюсное и зубцовое деления, соответственно.

Разложим кривые МДС катушек в косинусные и синусные ряды Фурье

$$\left.\begin{aligned} F_A(x) &= \sum_{k=0}^{\infty} aA(k)\cos k\Omega x + bA(k)\sin k\Omega x,\\ F_B(x) &= \sum_{k=0}^{\infty} aB(k)\cos k\Omega x + bB(k)\sin k\Omega x,\\ F_C(x) &= \sum_{k=0}^{\infty} aC(k)\cos k\Omega x + bC(k)\sin k\Omega x, \end{aligned}\right\} \tag{3}$$

где $\Omega = 2\pi/T_1$; $T_1 = 2\tau$;

$$aA(k) = \frac{2}{T_1}\int_0^{t_z} w i_A \cos(k\Omega x)dx\,;\; bA(k) = \frac{2}{T_1}\int_0^{t_z} w i_A \sin(k\Omega x)dx\,;$$
$$aB(k) = \frac{2}{T_1}\int_{t_z}^{2t_z} w i_B \cos(k\Omega x)dx\,;\; bB(k) = \frac{2}{T_1}\int_{t_z}^{2t_z} w i_B \sin(k\Omega x)dx\,;$$
$$aC(k) = \frac{2}{T_1}\int_{2t_z}^{3t_z} w i_C \cos(k\Omega x)dx\,;\; bC(k) = \frac{2}{T_1}\int_{2t_z}^{3t_z} w i_C \sin(k\Omega x)dx\,.$$

На рис. 1 показаны кривые МДС фаз зубцовой обмотки статора, построенные по формулам (3) для времени $t = 0$[2].

Результирующая кривая МДС всей зубцовой обмотки, построенная по формуле (4) для времени $t = 0$, показана на рис. 2.

$$F(x) = F_A(x) + F_B(x) + F_C(x)\,. \tag{4}$$

---

[1] Магнитоэлектрический вентильный двигатель 6ДВМ 300 с распределённой обмоткой статора имеет данные: l = 0,2 м, $2p = 4$, $\delta = 2\cdot 10^{-3}$ м, M = 70 Нм, I = 67 А.

[2] Все кривые, показанные на рисунках, имеют размерность в международной системе единиц.

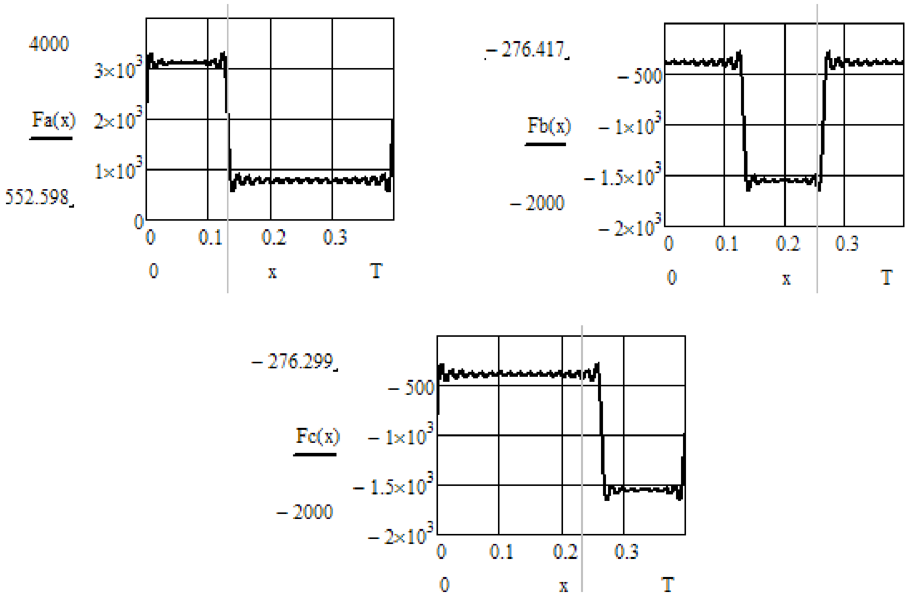


Рис. 1. Кривые МДС фаз обмотки статора

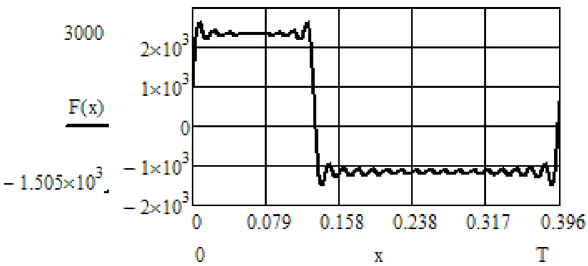


Рис. 2. Результирующая МДС обмотки статора
для времени $t = 0$

Отметим, что фазные кривые и результирующая кривая МДС имеют ступенчатый характер.

Тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля, вызванного обмоткой статора:

$$H(x) = \frac{dF(x)}{dx} = \Omega \sum_{k=0}^{\infty} k \left\{ \left[bA(k) + bB(k) + bC(k) \right] \cos k\Omega x - \right. \\ \left. - \left[aA(k) + aB(k) + aC(k) \right] \sin k\Omega x \right\}. \quad (5)$$

МДС магнитов ротора представим рядом

$$F_p(x,\theta) = \frac{4}{\pi} \frac{I_{\text{м}}}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos \beta(2n-1)}{2n-1} \sin[\alpha(2n-1)(x-\theta)], \quad (6)$$

где $I_{\text{м}} = 2H_{cB}h_{\text{м}}$; $\alpha = \pi/\tau$; $\beta = \pi/18$; θ – сдвиг основных гармоник МДС обмотки статора и магнитов ротора, м.

Кривая МДС ротора, построенная по формуле (6) для $H_{cB} = 800$ кА/м и сдвинутая на половину полюсного деления относительно МДС статора, показана на рис. 3.

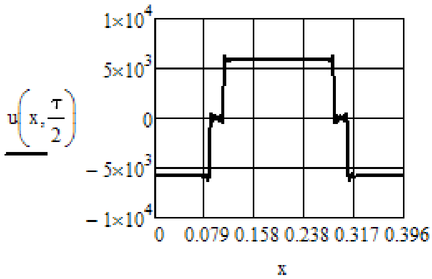


Рис. 3. Кривая МДС магнитов ротора

Пренебрегая насыщением магнитной цепи, будем определять магнитную индукцию в воздушном зазоре методом удельной магнитной проводимости [3]. Для односторонней зубчатости воздушного зазора удельная магнитная проводимость воздушного зазора

$$\Lambda_\delta(x) = \lambda_{\delta 0}\left[1 + \lambda_1 \cos\left(\frac{2x}{D_i}z\right) + \lambda_2 \cos\left(\frac{4x}{D_i}z\right)\right], \qquad (7)$$

где $\lambda_{\delta 0} = \mu_0/\delta$; $\delta = (\delta_0 + h_{\text{м}})k_\delta$.

Полагая ширину зубца равной $b_z = t_z/2$, для рассматриваемой геометрии зазора с полузакрытыми пазами статора у двигателя 6ДВМ 300 имеем [3]

$$\delta_0 = 1 \text{ мм};\ k_\delta = 1{,}038;\ \lambda_1 = 0{,}628;$$

$$\lambda_2 = -0{,}11.$$

Магниты ротора будут вызывать в воздушном зазоре радиальную магнитную индукцию

$$B_2(x,\theta) = F_{\text{р}}(x,\theta)\Lambda_\delta(x). \qquad (8)$$

По формуле (8) на рис. 4, *а* построена кривая для $\theta = \tau/2$.

Аналогичным образом находится магнитная индукция, вызванная током обмотки статора:

$$B_1(x) = F(x)\Lambda_\delta(x). \qquad (9)$$

По этой формуле на рис. 4, *б* построена кривая. На рис. 4, *в* показана также результирующая кривая магнитной индукции $B_y(x, \tau/2)$ в воздушном зазоре.

Отметим, что результирующая кривая индукции имеет максимум, близкий к 1 Тл.

Мгновенные значения ЭДС фазы обмотки статора, наведенной результирующим радиальным потоком магнитной индукции в воздушном зазоре, и электромагнитного момента будут равны

$$e(t) = -\frac{d\psi(t)}{dt} = -z_{\text{ф}} w_{\text{k}} l \left\{ \frac{d}{dt} \int\limits_{x(t)}^{x(t)+t_z} \hat{B}_y \left[x(t), h_{\text{м}}, t, \tau/2 \right] dx \right\} =$$

$$= -z_{\text{ф}} w_{\text{k}} l \left\{ \int\limits_{x(t)}^{x(t)+t_z} \frac{\partial \hat{B}_y \left[x(t), h_{\text{м}}, t, \tau/2 \right]}{\partial t} dx \right\} -$$

$$-z_{\text{ф}} w_{\text{k}} l \frac{\omega}{\alpha} \left\{ \hat{B}_y \left[x(t) + t_z, h_{\text{м}}, t, \tau/2 \right] - \hat{B}_y \left[x(t), h_{\text{м}}, t, \tau/2 \right] \right\}, \qquad (10)$$

$$M(t) = \frac{1}{\Omega} \sum_{j=1}^{m} e\left[t - \frac{(j-1)T}{m} \right] i\left[t - \frac{(j-1)T}{m} \right], \qquad (11)$$

где t_z – зубцовое деление статора; m – число фаз.

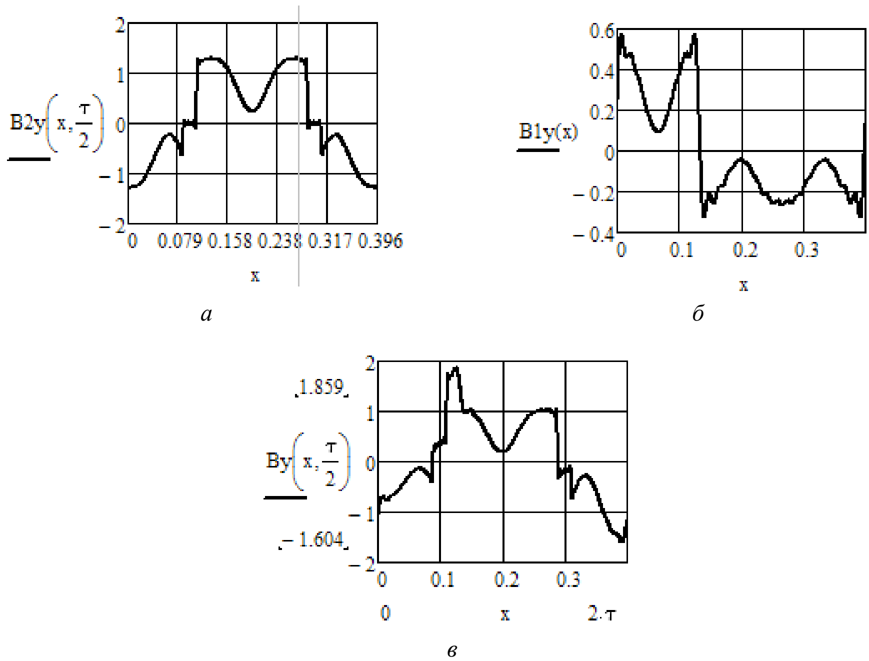


Рис. 4. Кривые магнитной индукции в воздушном зазоре, вызванные магнитами ротора (*а*), МДС обмотки статора (*б*) и обоими источниками поля (*в*)

Тогда для средних значений электромагнитной мощности и момента будет справедливо

$$P_{\text{ср}} = \frac{m}{T} \int\limits_0^T e(t) i(t) dt\ ;\ M_{\text{ср}} = P_{\text{ср}} / \Omega, \qquad (12)$$

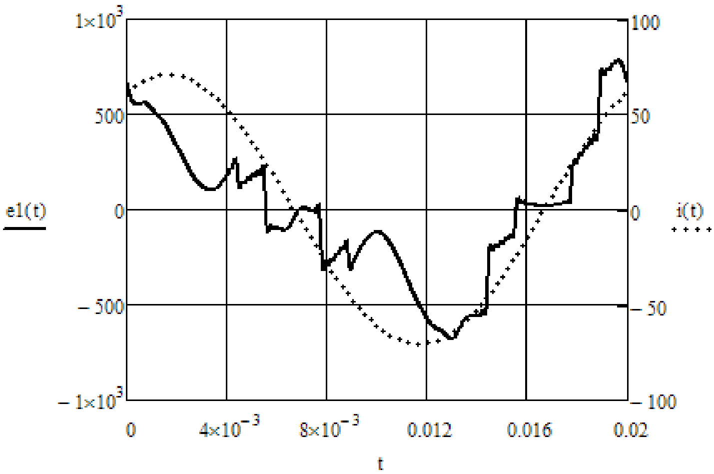
где ток фазы А статора

$$i(t) = \sqrt{2} I \cos \omega t. \qquad (13)$$

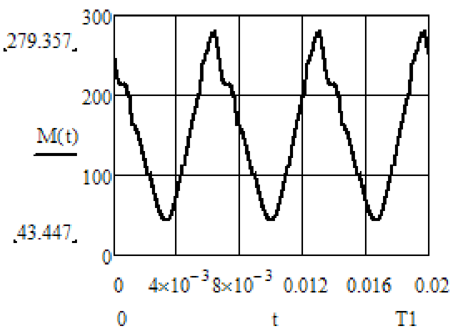
Его нулевой фазовый сдвиг с помощью датчика положения ротора (резольвера) будет совпадать с фазовым сдвигом основной гармоники результирующей ЭДС $e(t)$ этой фазы.

На рис. 5, *а* показаны ЭДС и ток фазы обмотки статора, полученные по формулам (10) и (13).

Кривая электромагнитного момента, рассчитанная по формуле (11), изображена на рис. 5, *б*. Среднее значение этого момента, следующее из формулы (12), составило 148,4 Нм. Амплитуда пульсации момента достигает 118 Нм.



а



б

Рис. 5. Фазные ЭДС и ток обмотки статора (*а*)
и электромагнитный момент (*б*)

2. Четырёхполюсный ВД с шестью зубцами статора. Имеем исходные данные: $m = 3$; $D_i = 126$ мм; $D_{\text{рм}} = 122$ мм; $l = 200$ мм; $2p = 4$; $n = 3000$ об./мин; $f = \dfrac{pn}{60} = 100$ Гц; $\tau = \dfrac{\pi D_i}{2p} = 99$ мм; $h_{\text{м}} = 7{,}3$ мм; $z = 6$; $w_{\text{k}} = 16$; $z_{\text{ф}} = 2$ – число пазов в одной фазе; $w = w_{\text{k}} z_{\text{ф}} = 32$; $I = 50$ А – фазный ток.

Будем считать токи в фазах обмотки статора, формируемые преобразователем частоты, синусоидальными согласно с формулами (1).

Первые три зубца с катушками трех фаз образуют один пространственный период, следующие три зубца с аналогичными катушками всех фаз образуют второй пространственный период. Величина пространственного периода

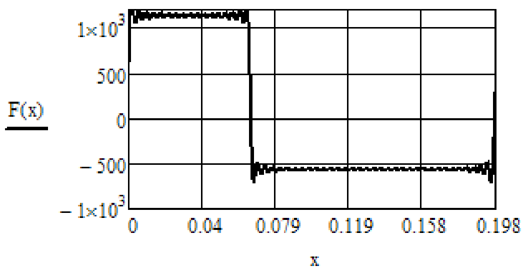
$$2\tau = 3t_z. \tag{14}$$

Обмотка каждой фазы будет состоять из двух одинаковых ветвей, которые можно соединять последовательно или параллельно. Примем в дальнейшем вариант их последовательного соединения.

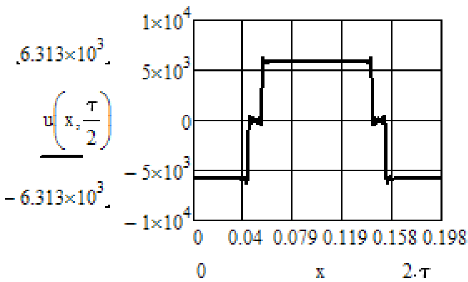
Разложим кривые МДС катушек в косинусные и синусные ряды Фурье (3).

Результирующая кривая МДС всей зубцовой обмотки, построенная по формуле (4) для времени $t = 0$, приводится на рис. 6, *а*.

Кривая МДС ротора, построенная по формуле (6) для $H_{cB} = 800$ кА/м и сдвинутая на половину полюсного деления относительно МДС статора, показана на рис. 6, *б*.



а



б

Рис. 6. Кривые МДС обмотки статора (*а*) и магнитов ротора (*б*)

Магниты ротора и МДС статора вызывают в воздушном зазоре радиальные магнитные индукции, соответственно, $B_2(x, \theta)$, $B_1(x, \theta)$ и $B_y(x, \tau/2)$, показанные на рис. 7.

Отметим, что результирующая кривая индукции имеет максимум, близкий к 1 Тл.

Кривые мгновенных значений ЭДС фазы обмотки статора, наведенной результирующим радиальным потоком магнитной индукции в воздушном зазоре, и электромагнитного момента приведены на рис. 8. Среднее значение этого момента составило 145,4 Нм.

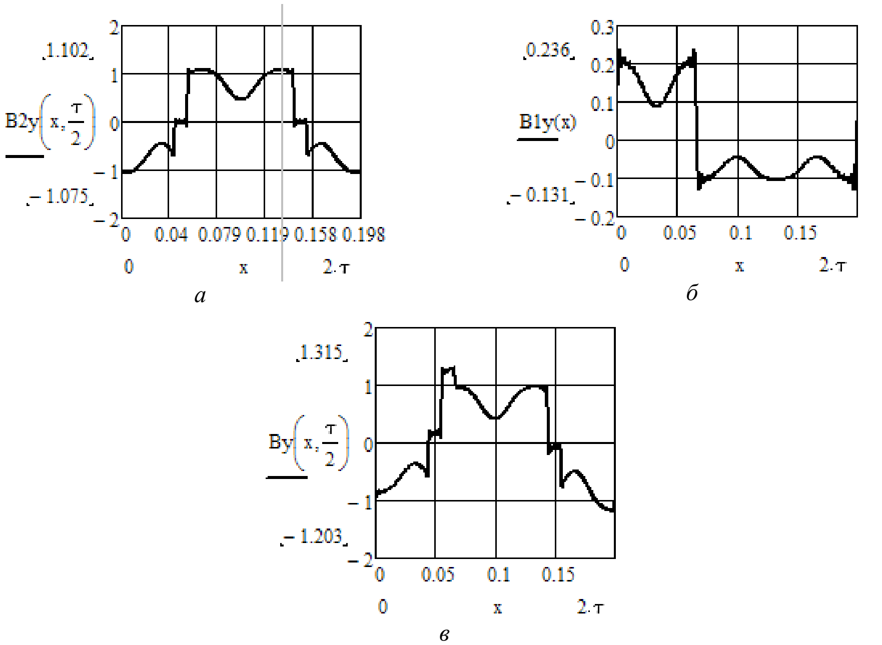


Рис. 7. Кривые магнитной индукции в воздушном зазоре, вызванные магнитами ротора (*а*), МДС обмотки статора (*б*) и обоими источниками поля (*в*)

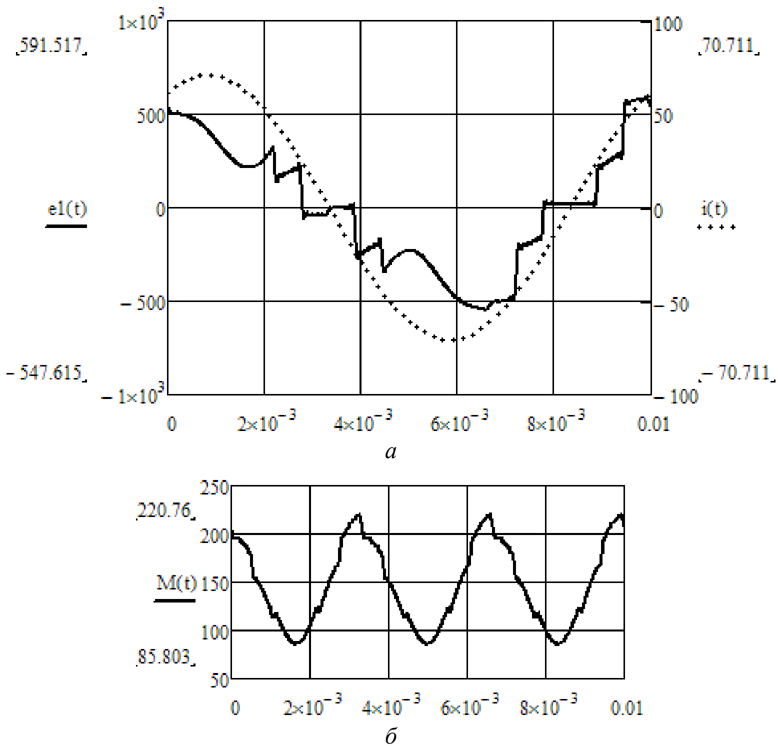


Рис. 8. Фазные ЭДС, ток обмотки статора (*а*) и электромагнитный момент (*б*)

3. Шестиполюсный ВД с девятью зубцами статора. Имеем исходные данные: $m = 3$; $D_i = 126$ мм; $D_{рм} = 122$ мм; $l = 200$ мм; $2p = 6$; $n = 3000$ об./мин; $f = \dfrac{pn}{60} = 150$ Гц; $\tau = \dfrac{\pi D_i}{2p} = 65{,}97$ мм; $h_м = 7{,}3$ мм; $z = 9$; $w_k = 11$; $z_ф = 3$ – число пазов в одной фазе; $w = w_k z_ф = 33$.

Первые три зубца с катушками трех фаз образуют один пространственный период, следующие три зубца с аналогичными катушками всех фаз образуют второй пространственный период. Величина пространственного периода

$$2\tau = 3t_z\,, \qquad (15)$$

где τ, t_z – полюсное и зубцовое деления, соответственно.

Обмотка каждой фазы будет состоять из двух одинаковых ветвей, которые можно соединять последовательно или параллельно. Примем в дальнейшем вариант их последовательного соединения.

Кривые МДС $F(x)$ статора и $u(x, \tau/2)$ ротора показаны на рис. 9.

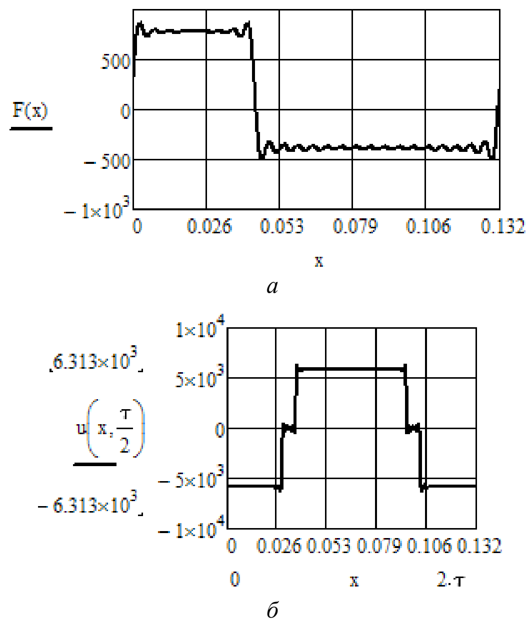


Рис. 9. Кривые МДС обмотки статора (*а*) и магнитов ротора (*б*)

Отметим, что фазные кривые и результирующая кривая МДС имеют ступенчатый характер.

Магнитные индукции в воздушном зазоре $B_2(x, \theta)$, $B_1(x, \theta)$ и $B_y(x, \tau/2)$, вызванные, соответственно, магнитами ротора и МДС статора, показаны на рис. 10. Отметим, что результирующая кривая индукции имеет максимум, близкий к 1 Тл.

Мгновенные значения ЭДС фазы обмотки статора, наведенной результирующим радиальным потоком магнитной индукции в воздушном зазоре, и электромагнитного момента приведены на рис. 11. Среднее значение момента составило 146,4 Нм.

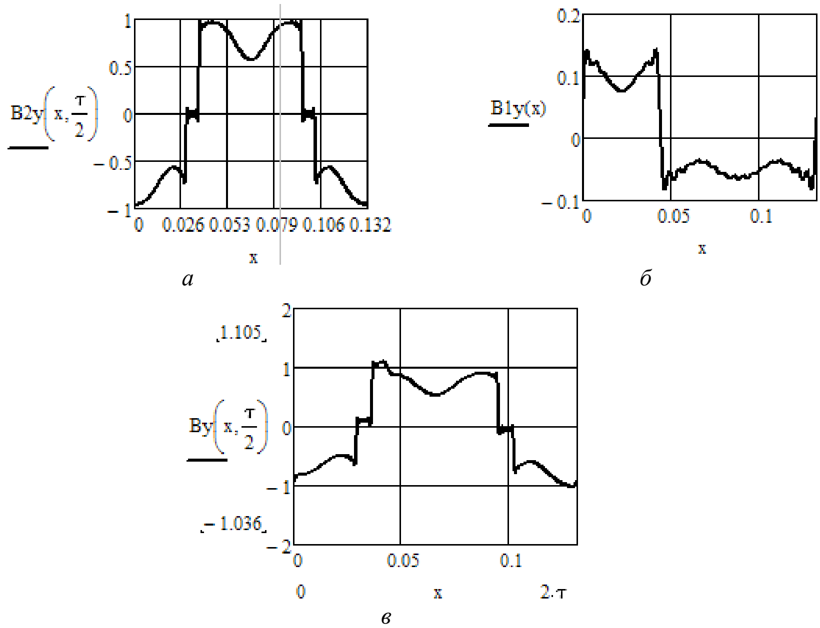


Рис. 10. Кривые магнитной индукции в воздушном зазоре,
вызванные магнитами ротора (*а*), МДС обмотки статора (*б*) и обоими источниками поля (*в*)

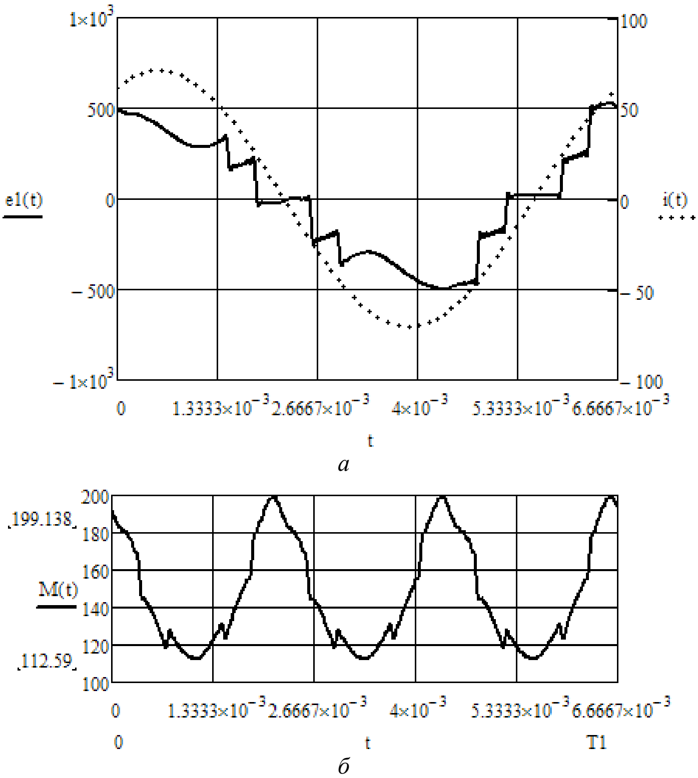


Рис. 11. Фазные ЭДС, ток обмотки статора (*а*) и электромагнитный момент (*б*)

4. Восьмиполюсный ВД с двенадцатью зубцами статора. Имеем исходные данные: $m = 3$; $D_i = 126$ мм; $D_{рм} = 122$ мм; $l = 200$ мм; $2p = 8$; $n = 3000$ об./мин; $f = \dfrac{pn}{60} = 200$ Гц; $\tau = \dfrac{\pi D_i}{2p} = 49{,}48$ мм; $z = 7{,}3$ мм; $z = 12$; $w_k = 8$; $z_ф = 4$ – число пазов в одной фазе; $w = w_k z_ф = 32$.

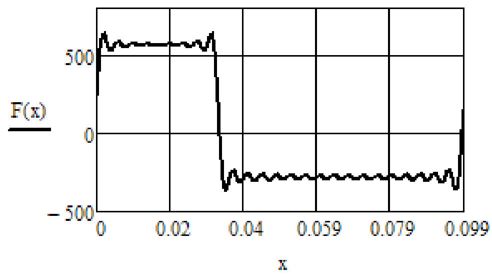
Первые три зубца с катушками трех фаз образуют один пространственный период, следующие три зубца с аналогичными катушками всех фаз образуют второй пространственный период. Величина пространственного периода

$$2\tau = 3t_z, \tag{16}$$

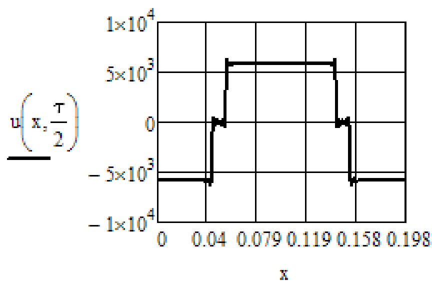
где τ, t_z – полюсное и зубцовое деления, соответственно.

Обмотка каждой фазы будет состоять из двух одинаковых ветвей, которые можно соединять последовательно или параллельно. Примем в дальнейшем вариант их последовательного соединения.

Кривые МДС $F(x)$ статора и $u(x, \tau/2)$ ротора показаны на рис. 12.



а



б

Рис. 12. Кривые магнитной индукции в воздушном зазоре, вызванные магнитами ротора (*а*), МДС обмотки статора (*б*) и обоими источниками поля (*в*)

Отметим, что фазные кривые и результирующая кривая МДС имеют ступенчатый характер.

Магнитные индукции в воздушном зазоре $B_2(x, \theta)$ и $B_y(x, \tau/2)$, вызванные, соответственно, магнитами ротора и МДС статора, показаны на рис. 13.

Мгновенные значения ЭДС фазы обмотки статора, наведенной результирующим радиальным потоком магнитной индукции в воздушном зазоре, и электромагнитного момента приведены на рис. 14. Среднее значение этого момента составило 161,6 Нм.

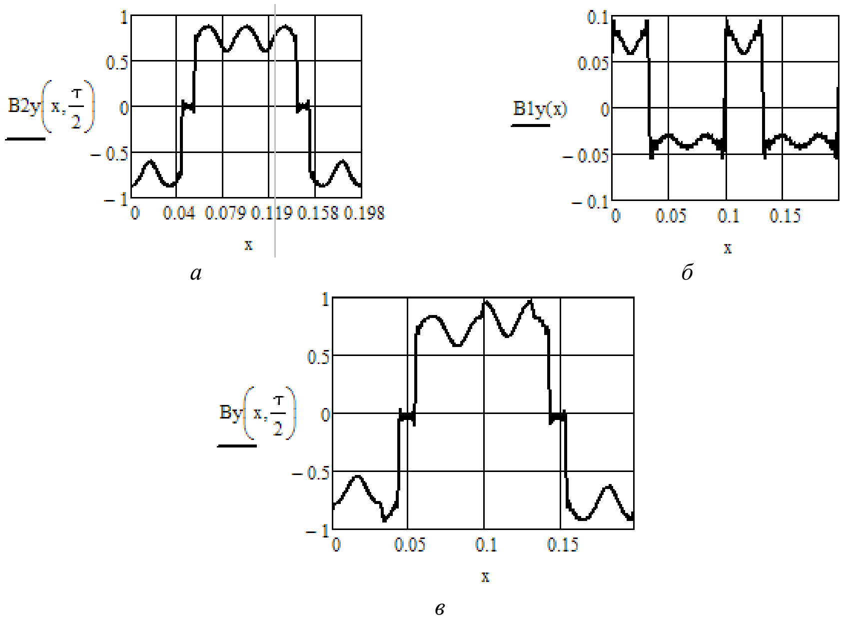


Рис. 13. Кривые магнитной индукции в воздушном зазоре,
вызванные магнитами ротора (*а*), МДС обмотки статора (*б*) и обоими источниками поля (*в*)

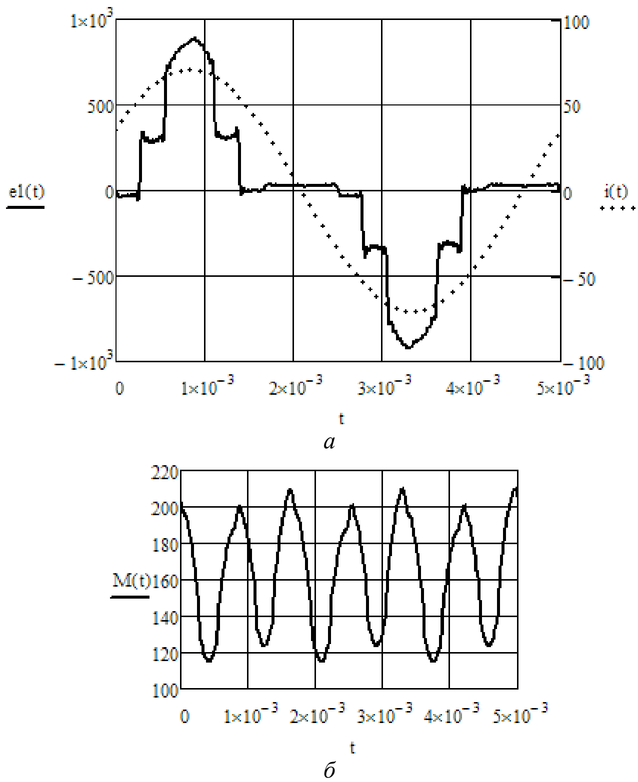


Рис. 14. Фазные ЭДС, ток обмотки статора (*а*) и электромагнитный момент (*б*)

Выводы. 1. Кривая МДС обмотки статора состоит по форме из двух разнополюсных прямоугольников неодинаковой высоты и ширины.

2. С ростом числа полюсов (с 2 до 8 полюсов) обмотки статора максимум индукции в воздушном зазоре снижается с 1 до 0,75 Тл, среднее значение электромагнитного момента растёт от 120 до 160 Нм, амплитуда фазной ЭДС остаётся неизменной, а максимум (высота прямоугольника) МДС обмотки статора снижается с 2000 до 500 А.

3. Из-за несинусоидальности распределения источников магнитного поля и зубчатой неоднородности воздушного зазора кривые фазных ЭДС обмотки статора также несинусоидальны.

Литература

1. *Алексеева М.М.* Машинные генераторы повышенной частоты. Л.: Энергия, 1967. 344 с.

2. *Афанасьев А.А.* Метод сопряжения конформных отображений в задачах электромеханики. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2011.390 с.

3. *Вольдек А.И.* Электрические машины. Л.: Энергия, 1974. 840 с.

4. *Калужский Д.Л.* Электрические машины с дискретно-распределёнными обмотками: автореф. дис. … д-ра техн. наук. Екатеринбург, 1999. 40 с.

5. *Сан Ю., Сеньков А.П.* Сравнение массогабаритных показателей вентильных двигателей с распределённой и зубцовой обмотками статора // Вестник государственного университета морского и речного флота имени адмирала С.О. Макарова. 2016. Вып. 3(87). С. 174–180.

6. *Сеньков А.П., Лавренов С.Н., Макин П.В., Сан Ю.* Особенности магнитного поля вентильных электродвигателей с зубцовым шагом обмотки статора // Вестник Астраханского государственного технического университета. Сер. Морская техника и технология. 2016. № 4. С. 79–88.

7. *Шевченко А.Ф.* Многополюсные синхронные машины с дробными $q < 1$ зубцовыми обмотками с возбуждением от постоянных магнитов // Электротехника. 2007. № 9. С. 3–8.

8. *Islam R., Husain I.* Permanent-magnet synchronous motor magnet designs with skewing for torque ripple and cogging torque reduction. *IEEE Transactions on industry application*, 2009, vol. 15, no. 1, pp. 152–160.

9. *Jabbari A., Shakeri M.* Pole shape optimization of permanent magnet synchronous motors using the reduced basis technique. *Iranian Journal & Electronic Engineering*, 2010, vol. 6, no. 1, pp. 48–55.

АФАНАСЬЕВ АЛЕКСАНДР АЛЕКСАНДРОВИЧ – доктор технических наук, профессор кафедры автоматики и управления в технических системах, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (afan39@mail.ru).

Aleksandr A. AFANASYEV

MAGNETOELECTRIC VALVE MOTORS WITH TOOTHED MULTI-POLE WINDINGS BASED ON 6DVM 300

***Key words**: tooth coils, Fourier series, magnetomotive force (MMF) of windings and magnets, specific magnetic conductivity, magnetic inductions, electromotive force (EMF) of the winding, electromagnetic moment.*

The paper considers valve motors with toothed windings with pole numbers 2, 4, 6, 8, the main dimensions of which correspond to the 6DVM 300 valve motor manufactured by JSC “Cheboksary electrical apparatus plant”. This approach allows us to evaluate the effect of the number of stator teeth on the electromagnetic moment and its harmonic composition. The three adjacent coils of the toothed windings in question belong to three different phases. The paper analyzes the MMF of the windings and magnets of the rotor. The distribution of magnetic induction in the gap, the EMF of the stator winding and the electromagnetic *moment are found based on the method of the specific magnetic conductivity of the gap. It is shown that the MMF curve of the stator winding consists of two multipolar rectangles of unequal height and width. Due to the non-sinusoidal distribution of magnetic field sources and the jagged inhomogeneity of the air gap, the curves of the phase EMF of the stator winding are also significantly non-sinusoidal. It is found that with an increase in the number of poles (from 2 to 8 poles) of the stator winding, the maximum induction in the air gap decreases from level 1 to 0.75 Tl, the average value of the electromagnetic moment increases from 120 to 160 Nm, the amplitude of the phase EMF remains unchanged, and the maximum (height of the rectangle) of the MMF of the stator winding is reduced from 2000 to 500 A.*

References

1. Alekseeva M.M. *Mashinnye generatory povyshennoi chastoty* [High Frequency Machine Generators]. Leningrad, Energiya Publ., 1967, 344 p.

2. Afanas'ev A.A. *Metod sopryazheniya konformnykh otobrazhenii v zadachakh elektromekhaniki* [Method of conjugating conformal mappings in electromechanics problems]. Cheboksary, Chuvash University Publ., 2011, 390 p.

3. Vol'dek A.I. *Elektricheskie mashiny* [Electric Machines]. Leningrad, Energiya Publ., 1974, 840 p.

4. Kaluzhskii D.L. *Elektricheskie mashiny s diskretno-raspredelennymi obmotkami: avtoref. dis. ... d-ra tekhn. nauk* [Electric machines with discretely distributed windings. Abstract of Doct. Diss.]. Ekaterinburg, 1999, 40 p.

5. San Yu., Sen'kov A.P. *Sravnenie massogabaritnykh pokazatelei ventil'nykh dvigatelei s raspredelennoi i zubtsovoi obmotkami statora* [Comparison of mass and size indicators of valve motors with distributed and toothed stator windings]. *Vestnik gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S.O. Makarova*, 2016, iss. 3(87), pp. 174–180.

6. Sen'kov A.P., Lavrenov S.N., Makin P.V., San Yu. *Osobennosti magnitnogo polya ventil'nykh elektrodvigatelei s zubtsovym shagom obmotki statora* [Features of the magnetic field of valve electric motors with a toothed step of the stator winding]. *Vestnik Astrakhanskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. Ser. Morskaya tekhnika i tekhnologiya*, 2016, no. 4, pp. 79–88.

7. Shevchenko A.F. *Mnogopolyusnye sinkhronnye mashiny s drobnymi q < 1 zubtsovymi obmotkami s vozbuzhdeniem ot postoyannykh magnitov* [Multipolar synchronous machines with fractional q < 1 tooth windings with excitation from permanent magnets]. *Elektrotekhnika*, 2007, no. 9, pp. 3–8.

8. *Islam R., Husain I.* Permanent-magnet synchronous motor magnet designs with skewing for torque ripple and cogging torque reduction. *IEEE Transactions on industry application*, 2009, vol. 15, no. 1, pp. 152–160.

9. *Jabbari A., Shakeri M.* Pole shape optimization of permanent magnet synchronous motors using the reduced basis technique. *Iranian Journal & Electronic Engineering*, 2010, vol. 6, no. 1, pp. 48–55.

ALEKSANDR A. AFANASYEV – Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Automation and Control in Technical Systems, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (afan39@mail.ru).

Формат цитирования: *Афанасьев А.А.* Магнитоэлектрические вентильные двигатели с зубцовыми малополюсными обмотками на базе 6ДВМ 300 // Вестник Чувашского университета. – 2022. – № 3. – С. 21–34. DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-21-34.

DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-35-44

УДК 621.313.10.013-251
ББК З291.53

А.А. АФАНАСЬЕВ, В.С. ГЕНИН, Н.Н. ИВАНОВА

ВЛИЯНИЕ НЕСООСНОСТИ РОТОРА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ

***Ключевые слова**: вентильный двигатель, магнитное поле, магнитная индукция, ротор, пульсации, электромагнитный момент.*

Представлена математическая модель магнитного поля в рабочем зазоре магнитоэлектрического вентильного двигателя при несоосности ротора относительно оси статора, возникающей при изготовлении, например, из-за дефектов подшипниковых щитов или в процессе эксплуатации вследствие износа подшипников. С помощью конформного преобразования неравномерного воздушного зазора в равномерный (круговое кольцо) проведено исследование магнитного поля в воздушном зазоре двигателя. Рассмотрен случай, когда участок воздушного зазора с минимальным размером неподвижен и связан с конкретным местом поверхности расточки статора. Зубчатость статора учитывалась в среднем с помощью коэффициента Картера. Магнитное поле в неоднородном воздушном зазоре, создаваемое магнитами ротора и током обмотки статора, принималось плоскопараллельным, имеющим двумерный характер.

Получено, что несоосность ротора, связанная с вращательным движением участка воздушного зазора с минимальным размером, приводит к появлению несинусоидальности ЭДС и пульсаций электромагнитного момента с частотой, превышающей в 3р раз частоту вращения ротора (р – число пар полюсов). При неподвижном положении участка воздушного зазора с минимальным размером наводится переменная ЭДС вдоль вала ротора, вызывающая переменный ток в контуре: вал – подшипники – подшипниковые щиты – корпус статора.

Пульсации момента электромагнитного момента двигателя вызваны появлением преимущественно 3-й и 9-й гармоник, величины которых с увеличением несоосности растут по закону, близкому к линейному. Постоянная составляющая электромагнитного момента несколько растет с увеличением несоосности.

С развитием силовой полупроводниковой и микропроцессорной техники все шире применяются вентильные двигатели с постоянными магнитами. Основными преимуществами таких двигателей в сравнении, например, с асинхронными являются:

- более высокая кратковременная перегрузочная способность по моменту, достигающая 10-кратного значения от номинального;
- высокие энергетические показатели ($\cos\varphi = 1$, $\eta = 0{,}9\div0{,}98$);
- существенно меньшие масса и габариты.

Магнитоэлектрические вентильные двигатели с постоянными магнитами применяются в приводах систем автоматики и робототехники, транспортных средствах. Одним из достаточно распространенных дефектов двигателя является несоосность ротора относительно оси статора, которая может возникнуть при изготовлении, например, из-за дефектов подшипниковых щитов или в процессе эксплуатации из-за износа подшипников. В первом случае участок воздушного зазора с минимальным размером (эксцентриситетом) неподвижен, связан с конкретным местом поверхности расточки статора, во втором – будет вращаться вместе с ротором. Повреждения элементов подшипников наряду с межвитковыми замыканиями обмотки статора являются одними из наиболее частых видов повреждений.

В [2, 3] с использованием конформного преобразования неравномерного воздушного зазора в плоскости z в равномерный (круговое кольцо) в плоскости t (рис. 1) выполнены расчеты магнитного поля в воздушном зазоре двигателя. При рассмотрении явлений в двигателе, обусловленных несоосностью ротора, приняты следующие допущения:

1) магнитные проницаемости статорного сердечника и ярма ротора равны бесконечности;

2) зубчатость статора учитывается в среднем с помощью коэффициента Картера;

3) магнитное поле в неоднородном воздушном зазоре, создаваемое магнитами ротора и током обмотки статора, плоскопараллельно, имеет двумерный характер.

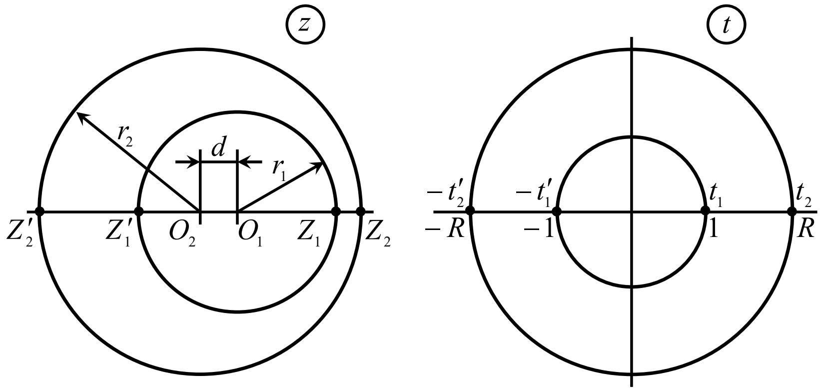


Рис. 1. Конформное преобразование неравномерного воздушного зазора в равномерный

Конформное преобразование производится по формуле

$$t = \frac{(A+1)z - Z_1'A + Z_1)}{(A-1)z - (Z_1'A - Z_1)}, \tag{1}$$

где $A = \sqrt{\dfrac{r_2^2 - (d+r_1)^2}{r_2^2 - (d-r_1)^2}}$; Z_1, Z_1' – диаметральные точки внутренней окружности; r_1, r_2 – радиусы внутренней и наружной окружностей, соответственно; d – смещение центров окружностей [6].

Радиус внутренней окружности в плоскости t будет равен единице, радиус R наружной окружности будет больше единицы (см. рис. 1):

$$R = \frac{1+\sqrt{\Delta}}{1-\sqrt{\Delta}}, \tag{2}$$

где $\Delta = \dfrac{(r_2 - r_1)^2 - d^2}{(r_2 + r_1)^2 - d^2}$.

Поле в кольцевой области комплексной плоскости t определено как решение первой краевой задачи с известными скалярными магнитными потенциалами $t = f_1(\varphi)$ и $t = f_2(\varphi)$, соответственно, на внутренней (единичного радиуса) и наружной (радиуса R) окружностях. Так как скалярный магнитный потенциал при конформных преобразованиях является величиной инвариантной [7], магнитный потенциал магнитов ротора может быть представлен выражением

$$f_2(\varphi) = \frac{4}{\pi} H_{cB} h_{\text{м}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos(2k-1)p\alpha}{2k-1} \sin(2k-1)p\varphi\,, \tag{3}$$

где H_{cB}, $h_{\text{м}}$ – коэрцитивная сила по индукции и высота магнитов, соответственно; p – число пар полюсов двигателя; α – половина углового расстояния между соседними разнополярными магнитами в радианах.

Расчеты выполнены применительно к серийно выпускаемому АО «ЧЭАЗ» (г. Чебоксары) вентильному двигателю 6ДВМ300 А35 (рис. 2) [4]: $D_i = 126$ мм, $l = 150$ мм, $h_{\text{м}} = 7{,}1$ мм, $H_{cB} = 800$ кА/м, $M = 70$ Нм.

Получены зависимости магнитного скалярного потенциала на внутренней границе кругового кольца плоскости t и радиальной индукции от положения ротора (рис. 3).

Рис. 2. Вентильный двигатель 6ДВМ300

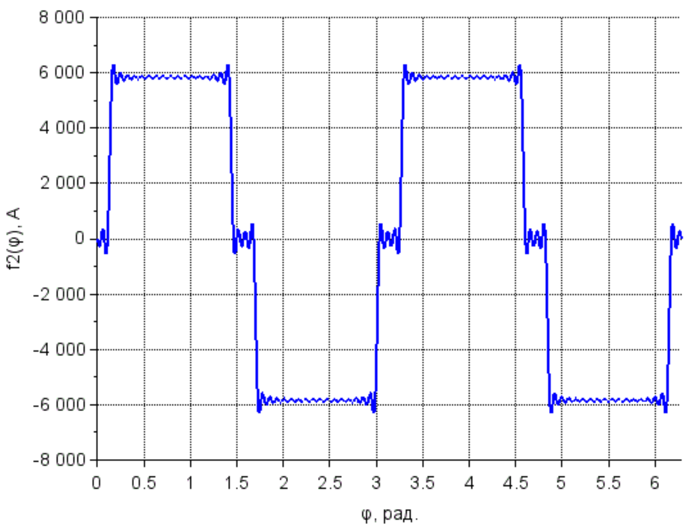


Рис. 3. Скалярный магнитный потенциал внутренней окружности плоскости t

Магнитный потенциал и радиальную индукцию внутри кругового кольца можно определить, используя формулы [7]:

$$u(r,\varphi) = \sum_{k=1}^{\infty} \left[r^{2k-1} B(k) + r^{-(2k-1)} D(k) \right] \sin(2k-1)p\varphi\,, \tag{4}$$

$$B_r(r,\varphi) = -\mu_0 \sum \left[r^{2k-2} B(k) - r^{-2k} D(k) \right] (2k-1) \sin(2k-1) p\varphi\,, \tag{5}$$

где $B(k) = -\dfrac{b(k)}{r^{2(2k-1)} - 1}$, $D(k) = b(k) \dfrac{r^{2(2k-1)}}{r^{2(2k-1)} - 1}$, $b(k) = \dfrac{1}{\pi} \int\limits_0^{2\pi} f_2 \sin\left[(2k-1) p\varphi \right] d\varphi$.

Из выражений (2)–(5) могут быть определены значения магнитных индукций на границах кругового кольца. С помощью конформного преобразования (1) устанавливается связь магнитных индукций в комплексных плоскостях z и t [5]:

$$B(z) = B(t) \left| \frac{dt}{dz} \right|, \tag{6}$$

где

$$f(z) = \left| \frac{dt}{dz} \right| = \frac{(A+1)\left[(A-1)z - (z_1'A - z_1)\right] - (A-1)\left[(A+1)z - (z_1'A + z_1)\right]}{\left[(A-1)z - (z_1'A - z_1)\right]^2}. \tag{7}$$

Значения функции на смещённых окружностях радиусов r_1 и r_2 плоскости z показаны на рис. 4.

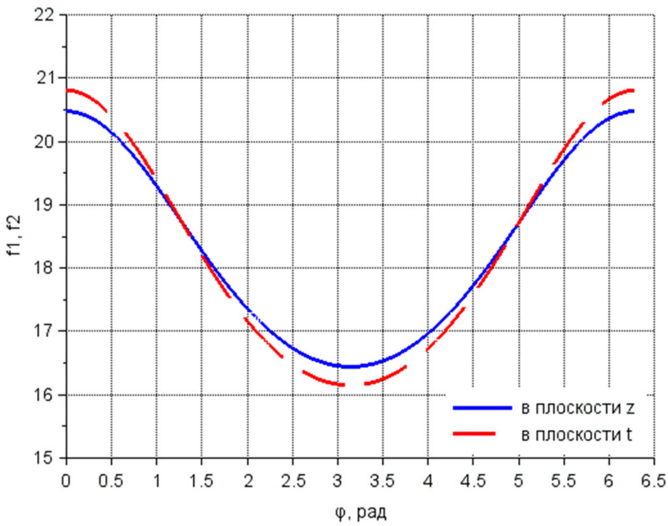


Рис. 4. Функция связи значений магнитных индукций
в плоскостях z и t

Радиальные составляющие магнитных индукций на границах воздушного зазора, полученные по (6), (7), показаны на рис. 5.

Из-за смещения внутренней окружности в направлении радиуса с нулевой угловой координатой (см. рис. 1) при значениях, близких к $\varphi = 0$, 2π, получаются наибольшие значения максимумов индукции. Осцилляции индукции на графике объясняются использованием ограниченного числа слагаемых бесконечного ряда.

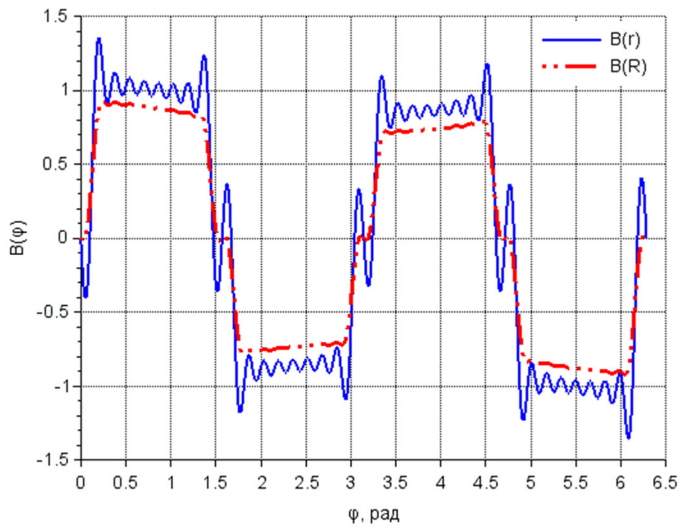


Рис. 5. Магнитная индукция на границах воздушного зазора в плоскости z

Затем определяются амплитудные значения индуктивностей взаимоиндукции $L_{Af\nu}$ магнитов ротора с фазой A обмотки статора с учетом того, что минимум воздушного зазора вращается вместе с ротором:

$$L_{Af\nu} = \frac{4}{\pi^2} \frac{wk_w(\nu)\tau l}{H_{cB}h_{\text{м}}} \int_0^{2\pi} B(r_2 e^{j\phi}) \sin\varphi d\varphi, \tag{8}$$

с помощью которых можно найти потокосцепление $\psi_A(\varphi)$ и ЭДС холостого хода $e_{AO}(\varphi)$ этой фазы

$$\psi_A(\varphi) = H_{cB}h_{\text{м}} \sum_{\nu=1}^{\infty} L_{Af\nu} \sin\nu\varphi, \tag{9}$$

$$e_{A0}(\varphi) = -\frac{d\psi_A(\varphi)}{dt} = \frac{1}{2}\omega H_{cB}h_{м} \sum_{\nu=1}^{\infty} L_{Af\nu} \cos\nu\varphi, \tag{10}$$

где $\omega = 2\dfrac{d\varphi}{dt}$ – электрическая угловая частота рассматриваемого четырёхполюсного двигателя.

На рис. 6 показана рассчитанная по формуле (10) обусловленная магнитами ротора ЭДС холостого хода.

Полагаем, что вентильный двигатель с постоянными магнитами имеет в обмотке статора практически синусоидальные ток и напряжение, фазные углы которых техническими средствами могут быть привязаны к угловому положению ротора. Электромагнитный момент двигателя определяем, используя равенство (7) и предполагая, что фазные токи находятся в противофазе с ЭДС холостого хода:

$$M(\varphi) = \frac{1}{2}\frac{p}{\omega}\left[e_{A0}(\varphi)i_A(\varphi) + e_{A0}(\varphi - 2\pi/3)i_A(\varphi - 2\pi/3) + e_{A0}(\varphi - 4\pi/3)i_A(\varphi - 4\pi/3)\right], \tag{11}$$

где $i_A(\varphi) = I_m \cos p\varphi$.

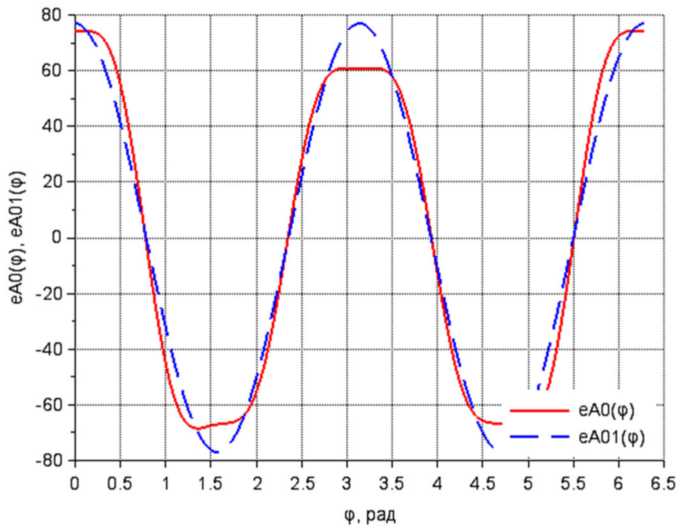


Рис. 6. ЭДС холостого хода фазы *A* (результирующая e_{A0} и основной гармоники e_{A01}), обусловленная магнитами ротора

График электромагнитного момента в функции угла поворота, построенный по (11), при значениях несоосности ротора относительно поверхности статора от 0 до 1,2 мм показан на рис. 7. Видно, что при несоосности ротора появляется переменная составляющая электромагнитного момента, основная гармоника которой в 3*p* раз выше частоты вращения ротора (*p* – число пар полюсов), т.е. имеет частоту, в шесть раз превышающую частоту тока статора.

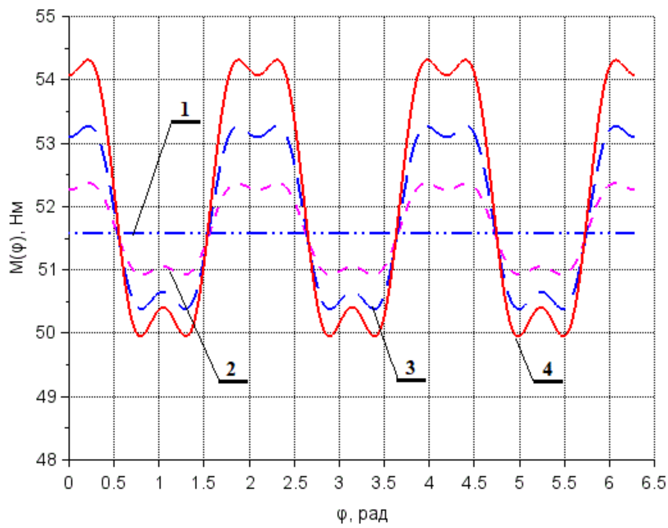


Рис. 7. Электромагнитный момент при номинальном токе статора в функции углового положения ротора φ при различных значениях несоосности: 1 – d = 0 мм; 2 – d = 0,4 мм; 3 – d = 0,8 мм; 4 – d = 1,2 мм

Величина пульсаций электромагнитного момента с ростом величины несоосности, очевидно, увеличивается. Для рассматриваемого вентильного двигателя 6ДВМ300 амплитуда пульсаций при величине несоосности, например, 1 мм при номинальном токе может достигать ≈7% от номинального момента. Из анализа гармоник электромагнитного момента двигателя при смещении оси ротора относительно оси статора можно увидеть, что пульсации момента вызваны появлением преимущественно 3-й и 9-й гармоник, величины которых с увеличением несоосности растут по закону, близкому к линейному. Амплитудный спектр пульсаций электромагнитного момента двигателя при смещении оси вращения ротора относительно оси статора на 1 мм показан на рис. 8.

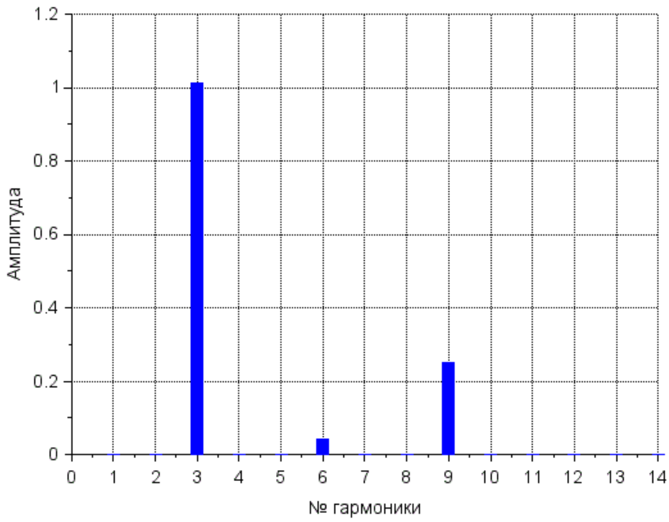


Рис. 8. Амплитудный спектр пульсаций

На рис. 9 показана зависимость постоянной составляющей электромагнитного момента от величины несоосности. Постоянная составляющая электромагнитного момента двигателя несколько растет с увеличением несоосности. Это может быть объяснено уменьшением минимального воздушного зазора при смещении оси вращения ротора к поверхности статора.

В случае, если участок воздушного зазора с минимальным размером ротора неподвижен относительно поверхности статора, симметричное магнитное поле в круговом кольце плоскости t будет вращаться, а функция $f(z)=\dfrac{dt}{dz}$, связывающая значения индукции в плоскостях t и z, остаётся неподвижной. В результате магнитное поле в полюсах (магнитах) и ярме ротора начнёт пульсировать, причем суммарный переменный магнитный поток, замыкающийся вокруг вала ротора, будет отличен от нуля. В этом случае, как известно, вдоль вала наводиться ЭДС и протекает переменный ток, замыкающийся через подшипники, подшипниковые щиты и корпус статора [1]. В результате может наблюдаться нагрев подшипников, сопровождающийся электрохимической эрозией.

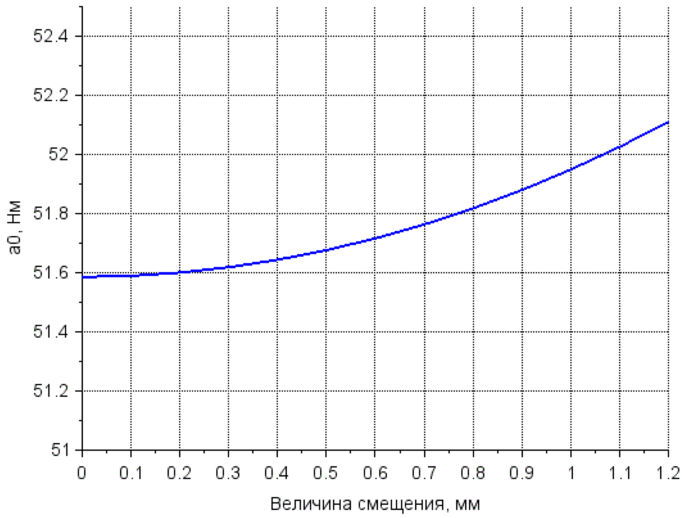


Рис. 9. Зависимость постоянной составляющей электромагнитного момента двигателя от величины несоосности

Выводы. 1. Несоосность ротора, связанная с вращательным движением участка воздушного зазора с минимальным размером, вызывает несинусоидальность ЭДС холостого хода и пульсации электромагнитного момента с частотой, превышающей в $3p$ раз частоту вращения ротора.

2. Пульсации электромагнитного момента двигателя вызваны появлением преимущественно 3-й и 9-й гармоник, величины которых с увеличением несоосности растут по закону, близкому к линейному. Постоянная составляющая электромагнитного момента несколько растет с увеличением несоосности.

3. При неподвижном положении участка воздушного зазора с минимальным размером наводится переменная ЭДС вдоль вала ротора, вызывающая переменный ток в контуре: вал – подшипники – подшипниковые щиты – корпус статора.

Литература

1. *Алексеева М.М.* Машинные генераторы повышенной частоты. Л.: Энергия, 1967. 344 с.
2. *Афанасьев А.А.* Аналитический расчёт магнитного поля синхронной машины с неравномерным воздушным зазором // Электротехника. 2022. № 7. С. 41–45.
3. *Афанасьев А.А.* Математическое моделирование электромеханических систем. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2020. 274 с.
4. Двигатели вентильные серии 6ДВМ. Основные технические характеристики [Электронный ресурс]. https://www.cheaz.ru/assets/images/production/10-ensber/1-electrodvig/2-6-dvm/6dvm.pdf.
5. *Иванов-Смоленский А.В., Абрамкин Ю.В.* Применение конформного преобразования в электромашинных расчетах электрических машин. Аналитические методы. М.: МЭИ, 1980. 85 с.
6. *Коппенфельс В., Штальман Ф.* Практика конформных отображений: пер. с нем. М.: Изд-во иностр. лит., 1963. 407 с.
7. *Полянин А.Д.* Справочник по линейным уравнениям математической физики. М.: Физматлит, 2001. 576 с.

АФАНАСЬЕВ АЛЕКСАНДР АЛЕКСАНДРОВИЧ – доктор технических наук, профессор кафедры автоматики и управления в технических системах, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (afan39@mail.ru).

ГЕНИН ВАЛЕРИЙ СЕМЕНОВИЧ – доктор технических наук, профессор кафедры автоматики и управления в технических системах, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (v.s.genin@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-9086-0906).

ИВАНОВА НАДЕЖДА НИКОЛАЕВНА – кандидат технических наук, доцент кафедры математического и аппаратного обеспечения информационных систем, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (niva_mail@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-7130-8588).

Aleksandr A. AFANASYEV, Valeriy S. GENIN, Nadezhda N. IVANOVA

EFFECT OF ROTOR MISALIGNMENT ON MAGNETOELECTRIC VALVE MOTOR PERFORMANCE

Key words: *valve motor, magnetic field, magnetic induction, rotor, pulsation, electromagnetic moment.*

A mathematical model of the magnetic field in the working clearance of a magnetoelectric valve motor is presented when the rotor is misaligned relative to the stator axis, which occurs during manufacture, for example, due to defects in bearing panels or during operation due to bearing wear. Using the conformal transformation of an uneven air gap into a uniform (circular ring), a study of the magnetic field in the air gap of the engine was carried out. A case is considered when the section of the air gap with the minimum size is stationary and is associated with a specific place on the surface of the stator boring. The serrature of the stator was taken into account on average using the Carter coefficient. The magnetic field in the inhomogeneous air gap created by the rotor magnets and the current of the stator winding was assumed to be plane-parallel, having a two-dimensional character.

It is obtained that the misalignment of the rotor associated with the rotational motion of the air gap section with a minimum size leads to the appearance of non-sinusoidal EMF and pulsations of electromagnetic moment with a frequency exceeding 3p times the rotational speed of the rotor (p is the number of pairs of poles). With fixed eccentricity, an alternating EMF is induced along the rotor shaft, causing alternating current in the circuit: shaft – bearings – bearing panels – stator housing.

Pulsations of the moment of the electromagnetic moment of the engine are caused by the appearance of mainly the 3rd and 9th harmonics, the values of which increase with increasing misalignment according to a law close to linear. The constant component of the electromagnetic moment increases somewhat with increasing misalignment.

References

1. Alekseeva M.M. *Mashinnye generatory povyshennoi chastoty* [High Frequency Machine Generators]. Leningrad, Energiya Publ., 1967, 344 p.

2. Afanasyev A.A. Analytical Calculation of the Magnetic Field of a Synchronous Machine with an Uneven Air Gap. *Russian Electrical Engineering*, 2022, vol. 93, no. 7, pp. 467–471.

3. Afanas'ev A.A. *Matematicheskoe modelirovanie elektromekhanicheskikh sistem* [Mathematical Modeling of Electromechanical Systems]. Cheboksary, Chuvash University Publ., 2020, 274 p.

4. *Dvigateli ventil'nye serii 6DVM. Osnovnye tekhnicheskie kharakteristiki* [Valve motors series 6DVM. Main technical characteristics]. Available at: https://www.cheaz.ru/assets/images/production/10-ensber/1-electrodvig/2-6-dvm/6dvm.pdf.

5. Ivanov-Smolenskii A.V., Abramkin Yu.V. *Primenenie konformnogo preobrazovaniya v elektromashinnykh raschetakh elektricheskikh mashin. Analiticheskie metody* [Application of conformal transformation in electric machine calculations of electrical machines. Analytical methods]. Moscow, MEI Publ., 1980, 85 p.

6. Koppenfels W., Stallman F. Praxis der Konformen Abbildung. Berlin u. a., Springer, 1959 (Russ. ed.: *Praktika konformnykh otobrazhenii*. Moscow, 1963, 407 p.).

7. Polyanin A.D. *Spravochnik po lineinym uravneniyam matematicheskoi fiziki* [Handbook of Linear Equations of Mathematical Physics]. Moscow, Fizmatlit Publ., 2001, 576 p.

ALEKSANDR A. AFANASYEV – Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Automation and Control in Technical Systems, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (afan39@mail.ru).

VALERIY S. GENIN – Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Automation and Control in Technical Systems, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (v.s.genin@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-9086-0906).

NADEZHDA N. IVANOVA – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Mathematical and Hardware Support of Information Systems, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (niva_mail@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-7130-8588).

Формат цитирования: *Афанасьев А.А., Генин В.С., Иванова Н.Н.* Влияние несоосности ротора на характеристики магнитоэлектрического вентильного двигателя // Вестник Чувашского университета. – 2022. – № 3. – С. 35–44. DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-35-44.

DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-45-52

УДК 621.313.13-251:51
ББК З291.53в631

А.А. АФАНАСЬЕВ, В.С. ГЕНИН, Н.Н. ИВАНОВА

АНАЛИТИЧЕСКИЕ ВЫЧИСЛЕНИЯ ПРИ РАСЧЁТЕ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ МЕТОДОМ РАЗДЕЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННЫХ

Ключевые слова: *двигатель, магнит, индукция, магнитное поле, уравнение Лапласа, система уравнений, пакет Maxima.*

Рассматривается аналитический метод расчёта магнитного поля магнитоэлектрического вентильного двигателя, основанный на разбиении его активной области на совокупность геометрически однородных листов, на границах которых выполняются условия сопряжения их магнитных полей: скалярные магнитные потенциалы и нормальные составляющие магнитной индукции не претерпевают скачка (разрыва). В качестве источников магнитного поля помимо постоянных магнитов и токов обмотки статора предусматриваются намагниченности ферромагнитных участков его магнитной цепи.

При использовании метода разделения переменных Фурье условия сопряжения будут сводиться к решению системы линейных уравнений для нахождения соответствующих постоянных. Приводится решение системы параметрических уравнений, описывающей расчётную схему индуктора беспазового магнитоэлектрического вентильного двигателя в общем виде с использованием пакета аналитических (символьных) вычислений Maxima. Полученное в общем виде решение позволяет использовать результаты для описания магнитных потенциалов и индукций вентильных двигателей различных расчетных геометрий.

Метод разделения переменных Фурье–Эйлера широко применяется в задачах математической физики. Он может быть адаптирован к расчёту магнитных полей в различных электромеханических устройствах путём разбиения активной области – совокупности неоднородных, в том числе нелинейных, сред на совокупность геометрически однородных листов [5, 10]. В электрической машине это зубцы и ярма ферромагнитных сердечников, пазы в сердечниках с проводниками тока, воздушные зазоры между сердечниками, магнитно изолированные ферромагнитные стержни магнитных редукторов [2, 4, 5].

Указанная адаптация, заключающаяся в разбиении расчётной области на совокупность параллельных полос или концентрических колец, приближает аналитическую расчётную методику к технологии численных методов. Метод разделения переменных оперирует набором неизвестных постоянных, которые находятся из системы линейных уравнений, полученных из граничных условий магнитного поля в точках наблюдения на границах соседних полос или колец.

Искомые переменные, одни из которых являются, например, для полос, функциями координаты x, другие – координаты y, представляются соответствующими тригонометрическими рядами. Источниками магнитного поля в рассматриваемых задачах являются не только постоянные магниты и токи обмоток, но и намагниченности ферромагнитных сред или магнитные напряжения на их участках.

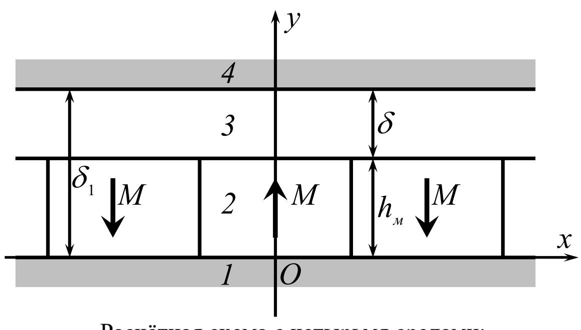
Рассмотрим особенности расчёта постоянных метода Фурье в общем виде применительно к беспазовому магнитоэлектрическому вентильному двигателю [1–4].

Расчётная схема и допущения. Вентильные двигатели с высокоэнергетическими постоянными магнитами на основе редкоземельных материалов типа железо–неодим–бор и самарий–кобальт имеют высокую перегрузочную способность, улучшенные статические и динамические характеристики и массогабаритные показатели. Эти двигатели принято называть магнитоэлектрическими, или бесконтактными, или бесщеточными, вентильными электродвигателями постоянного тока. Они находят применение во многих областях: на транспорте, в робототехнике, медицинском оборудовании и др.

Для расчёта магнитного поля рассматриваемого магнитоэлектрического вентильного двигателя будем использовать аналитическую модель, в основе которой лежат разбиение его активной области на совокупность геометрически однородных полос, соответствующих ярмам, зубцам сердечников, их наружным областям, магнитам, воздушному зазору, и использование технологии разделения переменных Фурье. На границах полос выполняются условия сопряжения магнитных полей: скалярные магнитные потенциалы и нормальные составляющие магнитной индукции не претерпевают скачка (разрыва). Там, где магнитные листы обмоток располагаются на границах указанных полос, магнитные потенциалы будут иметь скачок на величину полного тока магнитного листа [10].

Одной из характерных особенностей вентильных двигателей является использование высокоэнергетических постоянных магнитов. Источниками магнитного поля в таких двигателях являются токи обмотки статора и намагниченности магнитотвёрдых (магнитов) и магнитомягких (ферромагнитных) сред [11].

Расчётная схема индуктора беспазового магнитоэлектрического вентильного двигателя, содержащая 4 среды, показана на рисунке.



Расчётная схема с четырьмя средами:
1, 4 – ферромагнитные ярма; 2 – постоянные магниты с намагниченностью M;
3 – воздушный зазор

Решаем задачу расчёта магнитного поля магнитоэлектрического вентильного двигателя при следующих допущениях:

1) ферромагнитные среды линейны (их магнитные проницаемости постоянны);

2) вектор намагниченности постоянных магнитов имеет только одну компоненту $M = M_y$;

3) справедлив принцип суперпозиции магнитных полей магнитов ротора (индуктора) и токов обмотки статора.

Исходные уравнения магнитного поля магнитоэлектрического вентильного двигателя. Рассматриваемое магнитное поле потенциально и удовлетворяет дифференциальному уравнению Лапласа $\nabla^2 u = 0$, которое будем решать методом разделения переменных Фурье отдельно для каждой из четырёх названных выше сред, стыкуя их граничные значения путем вычисления соответствующих постоянных. Ищем скалярные магнитные потенциалы $u_n(x, y)$ и радиальные составляющие магнитной индукции $B_{ny}(x, y)$ в средах ($n = 1, 2, 3, 4$). Согласно методу разделения переменных Фурье они могут описываться в следующем виде [6, 12]:

$$\begin{cases} u_1(x,y) = Ae^{k\sigma y}\cos k\sigma x, \\ B_{1y}(x,y) = -\mu_0\mu_\text{р}\dfrac{\partial u_1}{\partial y} = -\mu_0\mu_\text{р} k\sigma A e^{k\sigma y}\cos k\sigma x, \\ y \le 0, \end{cases} \tag{1}$$

$$\begin{cases} u_2(x,y) = \left(Be^{k\sigma y} + Ce^{-k\sigma y}\right)\cos k\sigma x, \\ B_{2y}(x,y) = \mu_0\left(-\dfrac{\partial u_2}{\partial y} + M_{yk}\cos k\sigma x\right) = \\ \qquad = \mu_0\left(-k\sigma B e^{k\sigma y} + k\sigma C e^{-k\sigma y}\right)\cos k\sigma x + \mu_0 M_{yk}\cos k\sigma x, \\ 0 \le y \le h_\text{м}, \end{cases} \tag{2}$$

$$\begin{cases} u_3(x,y) = (De^{k\sigma y} + Ee^{-k\sigma y})\cos k\sigma x, \\ B_{3y}(x,y) = -\mu_0\dfrac{\partial u_3}{\partial y} = -\mu_0(k\sigma D e^{ky} - k\sigma E e^{-ky})\cos kx, \\ h_\text{м} \le y \le h_\text{м} + \delta = \delta_1, \end{cases} \tag{3}$$

$$\begin{cases} u_4(x,y) = Fe^{-k\sigma y}\cos k\sigma x, \\ B_{4y}(x,y) = -\mu_0\mu_\text{с}\dfrac{\partial u_4}{\partial y} = \mu_0\mu_\text{с} k\sigma F e^{-k\sigma y}\cos k\sigma x, \\ y \ge h_\text{м} + \delta = \delta_1, \end{cases} \tag{4}$$

где $\mu_\text{р}$, $\mu_\text{с}$ – относительные магнитные проницаемости сердечников ротора и статора; $\sigma = \pi/\tau$.

Предполагается, что зависимость намагниченности $M = M(x)$ магнитов ротора известна и может быть представлена тригонометрическим рядом

$$M(x) = \sum_{k=1}^{\infty} M_{yk} \cos k\sigma x \ .$$

Расчёт постоянных. Входящие в уравнения (1)–(4) шесть постоянных A, B, C, D, E, F находим из следующих шести граничных условий:

$$u_1(x,0) = u_2(x,0) \ ,$$

$$A = B + C \ , \tag{5}$$

$$B_{1y}(x,0) = B_{2y}(x,0) \ ,$$

$$-\mu_p A = -B + C + m_k \ , \tag{6}$$

$$u_2(x,h_{\text{м}}) = u_3(x,h_{\text{м}}) \ ,$$

$$B\varepsilon + C\varepsilon^{-1} = D\varepsilon + E\varepsilon^{-1} \ , \tag{7}$$

$$B_{2y}(x,h_{\text{м}}) = B_{3y}(x,h_{\text{м}}) \ ,$$

$$-B\varepsilon + C\varepsilon^{-1} + m_k = -D\varepsilon + E\varepsilon^{-1} \ , \tag{8}$$

$$u_3(x,\delta_1) = u_4(x,\delta_1) \ ,$$

$$D\varepsilon_1 + E\varepsilon_1^{-1} = F\varepsilon_1^{-1} \ , \tag{9}$$

$$B_{3y}(x,\delta_1) = B_{4y}(x,\delta_1) \ ,$$

$$-D\varepsilon_1 + E\varepsilon_1^{-1} = \mu_c F\varepsilon_1^{-1} \ , \tag{10}$$

где m_k – k-е слагаемое разложения Фурье намагниченности магнита, $m_k = M_{yk} /(k\sigma)$; $\varepsilon = e^{k\sigma h_{\text{м}}}$; $\varepsilon_1 = e^{k\sigma\delta_1}$; $\delta_1 = h_{\text{м}} + \delta$.

Таким образом, выражения (5)–(10) можно записать как систему параметрических уравнений:

$$\begin{cases} A = B + C, \\ -\mu_p A = -B + C + m_k \ , \\ B\varepsilon + C\varepsilon^{-1} = D\varepsilon + E\varepsilon^{-1}, \\ -B\varepsilon + C\varepsilon^{-1} + m_k = -D\varepsilon + E\varepsilon^{-1}, \\ D\varepsilon_1 + E\varepsilon_1^{-1} = F\varepsilon_1^{-1}, \\ -D\varepsilon_1 + E\varepsilon_1^{-1} = \mu_c F\varepsilon_1^{-1}. \end{cases} \tag{11}$$

Аналитическое решение системы параметрических уравнений. Для аналитического решения системы (11) был использован пакет аналитических (символьных) вычислений Maxima, распространяемый под лицензией GPL, который позволяет производить операции с полиномами, дифференцирование, интегрирование, разложение в ряд, преобразование Лапласа, решать обыкновенные дифференциальные уравнения, системы линейных уравнений и др. Maxima позволяет выполнять расчеты с высокой точностью, используя точные дроби, целые числа и числа с плавающей точкой произвольной точности. Таким образом, данный пакет по части символьных вычислений обладает весьма широкими возможностями и способен конкурировать с коммерческими программами, в числе которых наиболее популярные и мощные Mathematica и Maple.

Maxima представляет собой консольную программу, для записи математических формул в ней используются обычные текстовые символы. При этом можно также работать с графической программой wxMaxima, в которой формулы вводятся в текстовом виде, а отображаются они уже в виде привычных математических символов. Командная строка здесь отделена от окна ввода-вывода, а дополнительные кнопки и система меню позволяют вводить команды не только в текстовом, но и в диалоговом режиме.

Визуальное редактирование научных текстов, когда текст на экране отображается практически в том же виде, в котором он будет распечатан (wysiwyg – what-you-see-is-what-you-get), обеспечивает интерфейс к Maxima – дополнительный режим в платформе TeXmacs. В частности, этот интерфейс имеет так называемый математический режим ввода, удобный для работы с формулами, также он умеет импортировать/экспортировать текст в LaTeX и XML/HTML.

К сожалению русифицированная версия программы Maxima не имеет встроенной справки на русском языке, а статьи, посвященные изучению этой программы [8, 13], большей частью рассчитаны на относительно подготовленного пользователя. При этом появились пособия [7, 13, 14], с помощью которых можно освоить начальные приемы работы с системой. В целом Maxima может заменить при решении многих задач Maple и Mathematica, достаточно проста для освоения и ее можно рекомендовать для изучения студентам вузов, а также специалистам и научным работникам для проведения весьма сложных расчетов и исследований.

Решение системы уравнений (11) в пакете *Maxima* относительно неизвестных для *A*, *B*, *C*, *D*, *E*, *F* в общем виде относительно параметров μ_p, μ_c, ε, ε_1 , m_k получено в виде

$$[[\mathrm{A} = -\frac{\mathrm{m_k}\left(\varepsilon\left((\mu_c+1)\varepsilon_1{}^2-\mu_c+1\right)+(-\mu_c-1)\varepsilon_1{}^2+(\mu_c-1)\varepsilon^2\right)}{\varepsilon\left((\mu_c+1)\varepsilon_1{}^2+\mu_c-1\right)+\mu_p\varepsilon\left((\mu_c+1)\varepsilon_1{}^2-\mu_c+1\right)},$$

$$B = -\frac{\mathrm{m_k}\left((-\mu_c-1)\varepsilon_1{}^2+(\mu_c-1)\varepsilon^2+(2-2\mu_c)\varepsilon\right)+\mathrm{m_k}\mu_p\left((-\mu_c-1)\varepsilon_1{}^2+(\mu_c-1)\varepsilon^2\right)}{\varepsilon\left((2\mu_c+2)\varepsilon_1{}^2+2\mu_c-2\right)+\mu_p\varepsilon\left((2\mu_c+2)\varepsilon_1{}^2-2\mu_c+2\right)},$$

$$C = \frac{\mathrm{m_k}\left((-2\mu_c-2)\varepsilon\varepsilon_1{}^2+(\mu_c+1)\varepsilon_1{}^2+(1-\mu_c)\varepsilon^2\right)+\mathrm{m_k}\mu_p\left((-\mu_c-1)\varepsilon_1{}^2+(\mu_c-1)\varepsilon^2\right)}{\varepsilon\left((2\mu_c+2)\varepsilon_1{}^2+2\mu_c-2\right)+\mu_p\varepsilon\left((2\mu_c+2)\varepsilon_1{}^2-2\mu_c+2\right)},$$

$$D = -\frac{\mathrm{m_k}\left((\mu_c-1)\varepsilon^2+(2-2\mu_c)\varepsilon+\mu_c-1\right)+\mathrm{m_k}\mu_p\left((\mu_c-1)\varepsilon^2-\mu_c+1\right)}{\varepsilon\left((2\mu_c+2)\varepsilon_1{}^2+2\mu_c-2\right)+\mu_p\varepsilon\left((2\mu_c+2)\varepsilon_1{}^2-2\mu_c+2\right)},$$

$$E = \frac{\mathrm{m_k}\left((\mu_c+1)\varepsilon^2\varepsilon_1{}^2+(-2\mu_c-2)\varepsilon\varepsilon_1{}^2+(\mu_c+1)\varepsilon_1{}^2\right)+\mathrm{m_k}\mu_p\left((\mu_c+1)\varepsilon^2\varepsilon_1{}^2+(-\mu_c-1)\varepsilon_1{}^2\right)}{\varepsilon\left((2\mu_c+2)\varepsilon_1{}^2+2\mu_c-2\right)+\mu_p\varepsilon\left((2\mu_c+2)\varepsilon_1{}^2-2\mu_c+2\right)},$$

$$F = \frac{\mathrm{m_k}(\varepsilon^2\varepsilon_1{}^2-2\varepsilon\varepsilon_1{}^2+\varepsilon_1{}^2)+\mathrm{m_k}\mu_p(\varepsilon^2\varepsilon_1{}^2-\varepsilon_1{}^2)}{\varepsilon((\mu_c+1)\varepsilon_1{}^2+\mu_c-1)+\mu_p\varepsilon((\mu_c+1)\varepsilon_1{}^2-\mu_c+1)}]].$$

В магнитоэлектрическом вентильном двигателе, не имеющем статорного сердечника, рассмотренного в [1, 9], среда 4 отсутствует, а среда 3 продолжается в бесконечность, в этом случае $\mu_c = 1$. Тогда решение системы уравнений, учитывая, что $\mu_c = 1$ и $\mu_p = 1$, принимает более простой вид:

$$[[A = -\frac{m_k(\varepsilon-1)}{2\varepsilon}, B = \frac{m_k}{2\varepsilon}, C = -\frac{m_k}{2},\ D = 0, E = \frac{m_k(\varepsilon-1)}{2}, F = \frac{m_k(\varepsilon-1)}{2}]].$$

Выводы. 1. Аналитический подход к расчёту магнитного поля магнитоэлектрического вентильного двигателя позволяет корректно описать его нелинейную магнитную цепь, представленную совокупностью прямолинейных геометрически однородных листов с использованием параметров намагниченности их ферромагнитных участков.

2. Пакет аналитических (символьных) вычислений *Maxima*, распространяемый под лицензией GPL, позволил получить в общем виде решение системы параметрических уравнений.

3. Решение системы параметрических уравнений, описывающей расчётную схему индуктора беспазового магнитоэлектрического вентильного двигателя, в общем виде позволяет использовать полученные результаты для описания магнитных потенциалов и индукций двигателей различных расчетных геометрий.

Литература

1. Аналитический расчёт беспазового микродвигателя, не имеющего статорного сердечника / *А.А. Афанасьев, В.А. Ваткин, В.С. Генин и др.* // Вестник Чувашского университета. 2019. № 1. С. 13–22.

2. Аналитическое и численное моделирование магнитоэлектрических вентильных двигателей / *А.А. Афанасьев, В.С. Генин, В.А. Ваткин и др.* // Электричество. 2021. № 6. С. 72–78.

3. *Афанасьев А.А.* К расчёту беспазового магнитоэлектрического вентильного двигателя // Электричество. 2019. № 8. С. 62–66.

4. *Афанасьев А.А.* Математическое моделирование электромеханических систем. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2020. 274 с.

5. *Афанасьев А.А.* Расчёт магнитоэлектрических вентильных двигателей методом разделения переменных Фурье // Электротехника. 2021. № 2. С. 21–27.

6. *Боголюбов А.Н., Кравцов В.В.* Задачи по математической физике. М.: Изд-во Моск. ун-та, 1998. 350 с.

7. *Губина Т.Н., Андропова Е.В.* Решение дифференциальных уравнений в системе компьютерной математики Maxima. Елец: ЕГУ им. И.А. Бунина, 2009. 99 с.

8. *Додиера Р.* Коротко о Maxima: пер. с англ. [Электронный ресурс]. URL: https://dwg.ru/dnl/3633.

9. *Нестерин В.А., Генин В.С., Романов Р.А., Токмаков Д.А.* Математическое моделирование электромагнитной системы сверхминиатюрного магнитоэлектрического двигателя // Электротехника. 2017. № 7. С. 7–10.

10. *Поливанов К.М.* Теоретические основы электротехники. Ч. 3. Теория электромагнитного поля. М.: Энергия, 1969. 352 с.

11. *Поливанов К.М.* Ферромагнетики. М.; Л.: ГЭИ, 1957. 256 с.

12. *Полянин А.Д.* Справочник по линейным уравнениям математической физики. М.: Физматлит, 2001. 576 с.

13. *Стахин Н.А.* Основы работы с системой аналитических (символьных) вычислений Maxima. (ПО для решения задач аналитических (символьных) вычислений). М., 2008. 86 с. [Электронный ресурс]. URL: https://uneex.ru/static/MethodBooks_Maxima/Maxima.pdf.

14. *Чичкарёв Е.А.* Компьютерная математика с Maxima. М.: ALT Linux, 2012. 384 с.

АФАНАСЬЕВ АЛЕКСАНДР АЛЕКСАНДРОВИЧ – доктор технических наук, профессор кафедры автоматики и управления в технических системах, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (afan39@mail.ru).

ГЕНИН ВАЛЕРИЙ СЕМЕНОВИЧ – доктор технических наук, профессор кафедры автоматики и управления в технических системах, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (v.s.genin@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-9086-0906).

ИВАНОВА НАДЕЖДА НИКОЛАЕВНА – кандидат технических наук, доцент кафедры математического и аппаратного обеспечения информационных систем, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (niva_mail@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-7130-8588).

Aleksandr A. AFANASYEV, Valeriy S. GENIN, Nadezhda N. IVANOVA

ANALYTICAL CALCULATIONS INVOLVING MAGNETIC FIELDS OF A MAGNETOELECTRIC VALVE MOTOR USING THE METHOD OF SEPARATION OF VARIABLES

Key words: *motor, magnet, induction, magnetic field, Laplace's equation, system of equations, Maxima package.*

An analytical method for calculating the magnetic field of a magnetoelectric valve motor is considered based on the division of its active region into a set of geometrically homogeneous sheets, at the boundaries of which the conditions for conjugating their magnetic fields are met: scalar magnetic potentials and normal components of magnetic induction do not undergo a jump (break). As sources of the magnetic field, in addition to permanent magnets and currents of the stator winding, the magnetization of ferromagnetic sections of its magnetic circuit is provided.

When using the Fourier method of separation of variables, the conjugation conditions will be reduced to solving a system of linear equations to find the corresponding constants. The solution of the system of parametric equations describing the design scheme of the inductor of a slotless magnetoelectric valve motor is given, in general terms using the Maxima analytical (symbolic) calculation package. The solution obtained makes it possible to use the results to describe the magnetic potentials and inductions of valve motors of various design geometries.

References

1. Afanas'ev A.A., Vatkin V.A., Genin V.S. et al. *Analiticheskii raschet bespazovogo mikrodvigatelya, ne imeyushchego statornogo serdechnika* [Analytical Calculation of Slotless Micromotor Without Stator Core]. *Vestnik Chuvashskogo universiteta*, 2019, no. 1, pp. 13–22.

2. Afanas'ev A.A., Genin V.S., Vatkin V.A. et al. *Analiticheskoe i chislennoe modelirovanie magnitoelektricheskikh ventil'nykh dvigatelei* [Analytical and Numerical Simulation of Magnetoelectric Valve Motors]. *Elektrichestvo*, 2021, no. 6, pp. 72–78.

3. Afanas'ev A.A. *K raschetu bespazovogo magnitoelektricheskogo ventil'nogo dvigatelya* [To Calculation of Slotless and Brushless Motor with Permanent Magnets]. *Elektrichestvo*, 2019, no. 8, pp. 62–66.

4. Afanas'ev A.A. *Matematicheskoe modelirovanie elektromekhanicheskikh sistem* [Mathematical modeling of electromechanical systems]. Cheboksary, Chuvash University Publ., 2020, 274 p.

5. Afanas'ev A.A. *Raschet magnitoelektricheskikh ventil'nykh dvigatelei metodom razdeleniya peremennykh Fur'e* [Calculating Magnetoelectric Valve Motors by the Fourier Variable Separation Method]. *Elektrotekhnika*, 2021, no. 2, pp. 21–27.

6. Bogolyubov A.N., Kravtsov V.V. *Zadachi po matematicheskoi fizike* [Problems in mathematical physics]. Moscow, Moscow University Publ., 1998, 350 p.

7. Gubina T.N., Andropova E.V. *Reshenie differentsial'nykh uravnenii v sisteme komp'yuternoi matematiki Maxima* [Solution of differential equations in the system of computer mathematics Maxima]. Elets, 2009, 99 p.

8. Dodiera R. *Korotko o Maxima* [Briefly about Maxima]. Available at: https://dwg.ru/dnl/3633.

9. Nesterin V.A., Genin V.S., Romanov R.A., Tokmakov D.A. *Matematicheskoe modelirovanie elektromagnitnoi sistemy sverkhminiatyurnogo magnitoelektricheskogo dvigatelya* [Mathematical modeling of the electromagnetic system of a superminiature magnetoelectric motor]. *Elektrotekhnika*, 2017, no. 7, pp. 7–10.

10. Polivanov K.M. *Teoreticheskie osnovy elektrotekhniki. Ch. 3. Teoriya elektromagnitnogo polya* [Theoretical foundations of electrical engineering. Part 3: Electromagnetic field theory]. Moscow, Energiya Publ., 1969, 352 p.

11. Polivanov K.M. *Ferromagnetiki* [Ferromagnets]. Moscow, Leningrad, 1957, 256 p.

12. Polyanin A.D. *Spravochnik po lineinym uravneniyam matematicheskoi fiziki* [Handbook of Linear Equations of Mathematical Physics]. Moscow, Fizmatlit Publ., 2001, 576 p.

13. Stakhin N.A. *Osnovy raboty s sistemoi analiticheskikh (simvol'nykh) vychislenii Maxima. (PO dlya resheniya zadach analiticheskikh (simvol'nykh) vychislenii)* [Basics of working with the system of analytical (symbolic) calculations Maxima. (Software for solving problems of analytical (symbolic) calculations)]. Moscow, 2008, 86 p. Available at: https://uneex.ru/static/MethodBooks_Maxima/Maxima.pdf.

14. Chichkarev E.A. *Komp'yuternaya matematika s Maxima* [Computer Mathematics with Maxima]. Moscow, ALT Linux Publ., 2012, 384 p.

ALEKSANDR A. AFANASYEV – Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Automation and Control in Technical Systems, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (afan39@mail.ru).

VALERIY S. GENIN – Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Automation and Control in Technical Systems, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (v.s.genin@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-9086-0906).

NADEZHDA N. IVANOVA – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Mathematical and Hardware Support of Information Systems, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (niva_mail@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-7130-8588).

Формат цитирования: *Афанасьев А.А., Генин В.С., Иванова Н.Н.* Аналитические вычисления при расчёте магнитоэлектрического вентильного двигателя методом разделения переменных // Вестник Чувашского университета. – 2022. – № 3. – С. 45–52. DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-45-52.

DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-53-60

УДК 621.316.91
ББК 31.247

С.О. ИВАНОВ, М.В. НИКАНДРОВ, Л.А. СЛАВУТСКИЙ

НЕЙРОСЕТЕВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ С ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКОЙ

Ключевые слова: *нейросетевое моделирование, многослойный персептрон, максимальная токовая защита, задержка по времени, трехфазная электрическая сеть.*

Современный электроэнергетический объект – станции и высоковольтные подстанции стали цифровыми объектами с активным применением высокоскоростных локальных сетей, непосредственно участвующих в технологическом процессе. Управление, анализ и контроль информационного обмена в цифровой подстанции энергосистемы требуют разработки новых средств и подходов. Для этих целей могут использоваться методы машинного обучения, в частности аппарат искусственных нейронных сетей. В работе показаны возможности применения искусственной нейронной сети прямого распространения (многослойных персептронов) для моделирования и идентификации аномалий в режимах работы релейной защиты с задержкой по времени. Представлены результаты обучения и тестирования искусственной нейронной сети на примере анализа срабатывания максимальной токовой защиты в режиме «скользящего временного окна» в трехфазной электрической сети. Предлагаемый нейроалгоритм и конфигурация искусственной нейронной сети могут использоваться для контроля режимов и точности релейных и кибернетических защит.

В настоящее время все более широко используются средства локальных компьютерных сетей в информационном обмене данными и сигналами между вторичным оборудованием цифровых подстанций. Это приводит к появлению рисков информационной безопасности в дополнение к возможным аварийным ситуациям в электросетевом оборудовании. При этом возрастает необходимость более детального контроля и анализа состояния объектов цифровой подстанции [6, 7, 15, 21]. Применение традиционных методов анализа осложняется большим многообразием режимов работы энергосистемы: штатные режимы изменения нагрузок, коммутации [1, 16], разнообразные аварийные режимы при срабатывании релейной защиты [11, 18, 22]. Для этих целей могут использоваться методы машинного обучения [14], в частности аппарат искусственных нейронных сетей (ИНС) [2, 5, 9, 12] как одна из основ искусственного интеллекта [8, 9, 17, 20].

Как показано в [10], нейромоделирование может использоваться для анализа механизмов срабатывания максимальной токовой защиты (МТЗ) в трехфазной сети без влияния на систему управления устройствами релейной защиты и автоматизации (РЗА). Результаты работы ИНС прямого распространения не зависят от последовательности, в которой на вход ИНС подается тестовая выборка, следовательно, она не может использоваться для анализа временных последовательностей [4], поэтому возникает необходимость создания специальных алгоритмов для обработки временных рядов данных.

В настоящей работе предложен подход для анализа временных последовательностей, содержащих данные об изменениях значений фазовых токов, для контроля работы механизмов МТЗ с выдержкой по времени.

Нейросетевое моделирование МТЗ. Для нейросетевого моделирования МТЗ при пороге срабатывания 300 А используем выборку, состоящую из значений токов в каждой из фаз электрической сети, и соответствующий механизм срабатывания МТЗ при значении хоть одного из фазных токов, превосходящих порог в 300 А. Для обучения ИНС генерируются значения токов каждой из фаз с использованием независимых случайных нормально распределенных величин со средним значением 300 А и полушириной распределения 30 А.

Схема нейросетевой модели на основе персептрона показана на рис. 1 [10]. На входные нейроны поддаются значения токов каждой из фаз электрической сети. На выходе ИНС вычисляет значение, соответствующее сигналу срабатывания МТЗ.

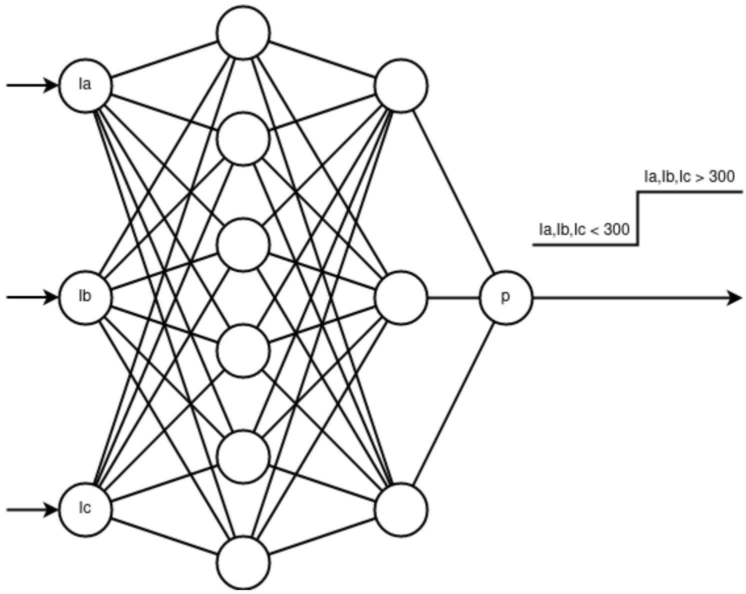


Рис. 1. Структура ИНС для МТЗ

Как показано в [10], данной конфигурации ИНС достаточно для распознавания режимов МТЗ превышения порога для трех фаз. Данная нейромодель может обучаться с помощью выборки, состоящей минимум из 500 значений тока в каждой из фаз электрической сети. При этом погрешность в определении порога срабатывания не превышает 1 А. Для обучения использован алгоритм упругого обратного распространения (resilient backpropagation, Rprop), который обеспечивает быструю и точную сходимость решаемой задачи.

Нейросетевое моделирование МТЗ с выдержкой времени. В МТЗ с выдержкой по времени при превышении порогового значения в любой из фаз задается время срабатывания защиты τ, по истечении которого, если величина тока все еще превышает пороговое значение I_t, срабатывает защита (рис. 2).

Чтобы перейти к распознаванию временных последовательностей, значения токов в каждой из фаз сглаживаются с помощью скользящего временного окна, и подаются на вход ИНС в соответствующей последовательности [3].

Количество входных нейронов расширяется для распознавания *w* наборов значений токов, идущих последовательно, каждый набор состоит из значений фазовых токов (рис. 3).

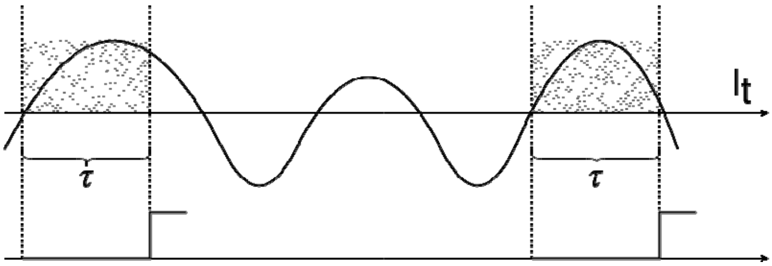


Рис. 2. Срабатывание защиты в МТЗ с выдержкой по времени

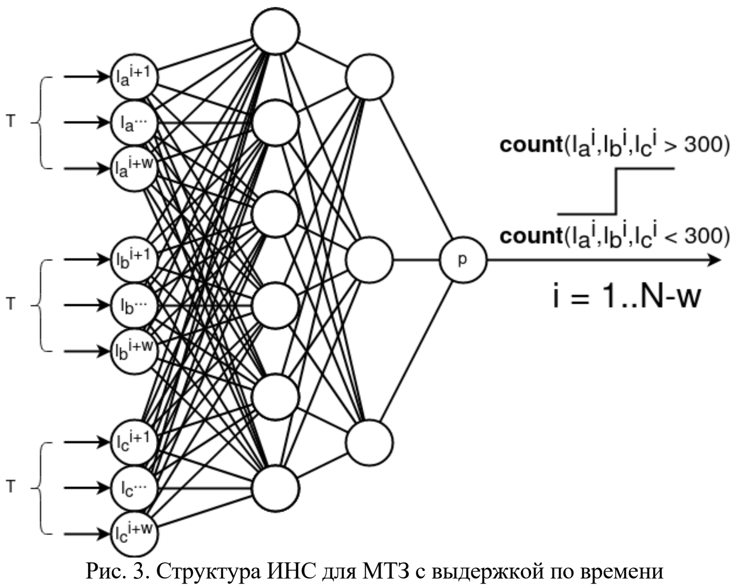


Рис. 3. Структура ИНС для МТЗ с выдержкой по времени

Если в последовательности из *w* наборов значений тока подряд *k* значений превышают порог срабатывания защиты, то целевым значением будет 1, иначе – 0. Временной интервал *T* на рис. 3 соответствует моменту времени, который обрабатывается на текущем шаге. Каждая очередная последовательность состоит из *w* наборов значений, сдвинутых на 1 шаг дискретизации. Таким образом, для распознавания пяти последовательных значений будет использована ИНС с пятнадцатью входными нейронами, шестью и тремя нейронами в скрытых слоях и одного выходного нейрона.

Полученная ИНС функционирует как сверточная нейронная сеть [13, 19], но свертка данных осуществляется при их выборе, а не в специальных слоях со сверточным ядром. Это дает более широкие возможности для проверки и тестирования ИНС.

Сравнение ИНС прямого распространения и ИНС со скользящим окном. Сравним обучение ИНС прямого распространения (персептрон) с тремя входными нейронами (рис. 1) [10] и предложенной ИНС со скользящим временным окном (рис. 3). Обучение ИНС с тремя входными нейронами и ИНС со скользящим окном проводится на одном и том же наборе данных, состоящем из 10 000 наборов значений. Для обучения использован минипакетный режим, в котором для обучения подается 10% наборов значений от общего количества наборов. Для оптимизации весов ИНС используется метод Adam.

Для проверки нейроалгоритма использован набор данных, в котором ток одной фазы слабо меняется в узком диапазоне 285 А, а ток на двух других фазах представлен комбинациями значений, меняющихся в широком диапазоне от 200 до 400 А, т.е. выше и ниже порогового значения 300 А. Проанализированы случаи, когда ток одной фазы всегда превышает или находится ниже порогового значения и т.д. (рис. 4).

Результаты обучения ИНС при использовании обучающей выборки, состоящей из 10 000 наборов значений, и тестовой, состоящей из 2384 наборов значений, представлены в таблице.

Числовые параметры обучения

Параметры	ИНС с тремя входными нейронами	ИНС со скользящим окном
Коэффициент ошибок для обучающего множества	0,016475	8,526285e-05
Коэффициент ошибок для тестового множества	0,181954	0,171220
Количество нераспознанных примеров в обучающей выборке	1702 17,034%	401 4,015%
Количество нераспознанных примеров в тестовой выборке	263 22,064	230 19,360%

Как следует из таблицы, ИНС со скользящим окном способна полностью распознать последовательно связанные данные. Однако результат, показанный при ее использовании на тестовых данных, не отличается от результатов, полученных обычной ИНС без использования скользящего временного окна. Здесь принципиальным является тот факт, что результаты приведены без учета уставки по току возле порогового значения. Все ошибки возникают в соответствующем диапазоне токов в пределах 1% от порогового значения [10].

Для проверки возникающих при использовании нейроалгоритма ошибок были использованы различные комбинации данных. Результаты распознавания тестовых данных показаны на рис. 4.

На рис. 4 приведены временные ряды значений тока на двух фазах электросети и обозначены значения, когда срабатывание защиты не происходит, или происходит ложное срабатывание. Как видно из рис. 4, ошибки в работе максимальной токовой защиты возникают только в том случае, когда значения тока находятся в области порогового значения. Если ток хотя бы на одной из фаз существенно отличается от порогового значения, нейросетевой алгоритм обеспечивает 100%-ное распознавание.

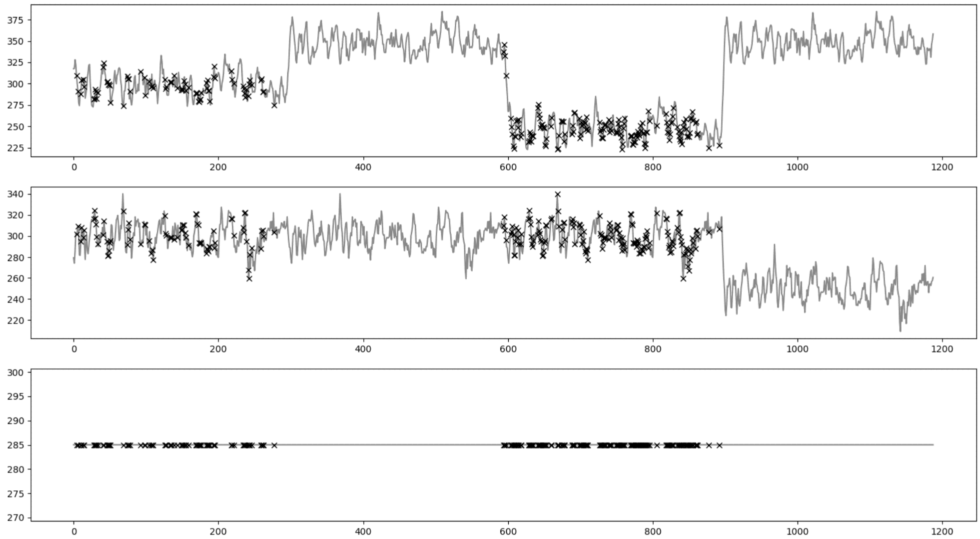


Рис. 4. Тестовые данные (сплошная линия)
с отмеченными ошибками (черные крестики)

Заключение. Таким образом, нейросетевые алгоритмы на основе многослойного персептрона могут использоваться в скользящем временном окне для анализа случайных временных последовательностей. Простейшая нейронная сеть прямого распространения в данном случае функционирует как сверточная ИНС, однако позволяет контролировать работу алгоритма на всех этапах вычислений. Пороговое значение, определяющее срабатывание защиты, может иметь переменное во времени (нестационарное) значение, поэтому нейроалгоритм может быть применен кроме показанной максимальной токовой защиты в более широком круге задач. Предлагаемый нейроалгоритм и конфигурация ИНС могут применяться для контроля механизмов РЗА, использующих задержку по времени для срабатывания, а также для контроля аномалий в информационных потоках.

Литература

1. *Кощеев М.И., Ларюхин А.А., Славутский А.Л.* Использование адаптивных нейроалгоритмов для распознавания аномальных режимов систем вторичного оборудования электроэнергетики // Вестник Чувашского университета. 2019. № 1. С. 47–58.

2. *Круглов В.В., Борисов В.В.* Искусственные нейронные сети. Теория и практика. М.: Горячая линия – Телеком, 2001. 382 с.

3. *Andreev O.N., Slavutskii L.A., Slavutskiy A.L.* Neural network in a "sliding window" for power grids signals structural analysis. In: IOP Conference Series: Earth and Environmental Science: 4, 2022, p. 012054. DOI: 10.1088/1755-1315/990/1/012054.

4. *Burton B., Harley R.G.* Reducing the computational demands of continually online-trained artificial neural networks for system identification and control of fast processes. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998, vol. 34(3), pp. 589–596.

5. *Coury D. V., Oleskovicz M., Aggarwal R.K.* An ANN routine for fault detection, classification and location in transmission lines. *Electrical Power Components and Systems*, 2002, no. 30, pp. 1137–1149.

6. *Dharmendra K., Moushmi K., Zadgaonkar A.S.* Analysis of generated harmonics due to transformer load on power system using artificial neural network. *International journal of electrical engineering*, 2013, no. 4, 1, pp. 81–90

7. *Grammatikis P.R., Sarigiannidis P., Sarigiannidis A., Margounakis D. et al.* An Anomaly Detection Mechanism for IEC 60870-5-104. In: 9th International Conference on Modern Circuits and Systems Technologies (MOCAST), Bremen, Germany, 2020, pp. 1–4. DOI: 10.1109/MOCAST49295.2020.9200285.

8. *Grossberg S.* A Path Toward Explainable AI and Autonomous Adaptive Intelligence: Deep Learning, Adaptive Resonance, and Models of Perception, Emotion, and Action. *Front. Neurorobot.*, 2020, vol. 14. DOI: https://doi.org/10.3389/fnbot.2020.00036.

9. *He Z., Lin S., Deng Y., Li X., Qian Q.* A rough membership neural network approach for fault classification in transmission lines. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 2014, no. 61, pp. 429–439.

10. *Ivanov S., Nikandrov M., Lariukhin A.* Neuro Algorithm Accuracy Evaluation for The Anomalies Detecting in Overcurrent Protection Operation. In: International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon), 2021, pp. 116–120. DOI: 10.1109/UralCon52005.2021.9559614.

11. *Jain A., Thoke A.S., Patel R.N.* Fault classification of double circuit transmission line using artificial neural network. *International Journal of Electrical Systems Science and Engineering, WASET, USA*, 2008, no. 1, pp. 230–235.

12. *Keerthipala W.W.L., Low Tah Chong, Tham Chong Leong.* Artificial neural network model for analysis of power system harmonics. *IEEE International Conference on Neural Networks*, 1995, no. 2, pp. 905–910.

13. *Ince T., Kiranyaz S., Eren L., Askar M., Gabbouj* M. Real-Time Motor Fault Detection by 1-D Convolutional Neural Networks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, vol. 63, no. 11, pp. 7067–7075. DOI: 10.1109/TIE.2016.2582729.

14. *Jayamaha D.K.J.S., Lidula N.W.A., Rajapakse A.D.* Wavelet-multi resolution analysis based ANN architecture for fault detection and localization in DC microgrids. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 145371–145384.

15. *Kulikov A.L., Loskutov A.A., Mitrovic M.* Improvement of the technical excellence of multiparameter relay protection by combining the signals of the measuring fault detectors using artificial intelligence methods. In: International Scientific and Technical Conference Smart Energy Systems 2019 (SES-2019), 2019, no. 124. DOI: https://doi.org/10.1051/e3sconf/201912401039.

16. *Laruhin A., Nikandrov M., Slavutskii L.* Anomalous modes recognizing secondary equipment in electric power industry: adaptive neuro algorithms. In: 2019 International Ural conference on electrical power engineering: Proceedings URALCON, 2019, pp. 399–403.

17. *Lu C., Wang Z., Zhou B.* Intelligent Fault Diagnosis of Rolling Bearing Using Hierarchical Convolutional Network Based Health State classification. Advanced Engineering Informatics, 2017, vol. 32, pp. 139–151. DOI: https://doi.org/10.1016/j.aei.2017.02.005.

18. *Niekerk C.R., Rens A.P.J., Hoffman A.J.* Identification of types of distortion sources in power systems by applying neural networks. *6th IEEE AFRICON*, 2002, vol. 2, no. 2, pp. 829–834.

19. *Oh J. W., Jeong J.* Convolutional neural network and 2-D image based fault diagnosis of bearing without retraining. In: Proceedings of the 2019 3rd International Conference, 2019, pp. 134–138.

20. *Rosenblatt F.* Principles of neurodymamics.Washington D.C.: Spartan books, 1962.

21. *Voropai N.I., Kolosok I.N., Korkina E.S., Osak A.B.* Issues of cybersecurity in electric power systems. Energy systems research, 2020, vol. 3, no. 2(10), pp. 19–28.

22. *Yadav A., Dash Y.* An overview of transmission line protection by artificial neural network: fault detection, fault classification, fault location, and fault direction discrimination // Advances in Artificial Neural Systems, 2014, p. 20. DOI: https://doi.org/10.1155/2014/230382.

ИВАНОВ СЕРГЕЙ ОЛЕГОВИЧ – старший преподаватель кафедры математического и аппаратного обеспечения информационных систем, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (v101-11@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0003-3918-3919).

НИКАНДРОВ МАКСИМ ВАЛЕРЬЕВИЧ – кандидат технических наук, директор, ООО «Интеллектуальные Сети», Россия, Чебоксары (nixmak@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-6846-3384).

СЛАВУТСКИЙ ЛЕОНИД АНАТОЛЬЕВИЧ – доктор физико-математических наук, профессор кафедры автоматики и управления в технических системах, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (lenya@slavutskii.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-6783-2985).

Sergey O. IVANOV, Maxim V. NIKANDROV, Leonid A. SLAVUTSKII

NEURAL NETWORK MODELING OF RELAY PROTECTION WITH A TIME DELAY

Key words: *neural network modeling, multilayer perceptron, overcurrent protection, time delay, three-phase electrical grids.*

Modern electric power facilities – stations and high-voltage substations – have become digital objects with the active use of high-speed local networks directly involved in the technological process. Management, analysis and control of information exchange in the digital substation of the power system require the development of new means and approaches. For these purposes, machine learning methods can be used, in particular the apparatus of artificial neural networks (ANN). The paper shows the possibilities of using direct propagation ANNs (multilayer perceptrons) for modeling and identifying anomalies in the operation modes of relay protection with a time delay. The results of training and testing of the ANN are presented on the example of analyzing the operation of the over current protection in the "sliding time window" mode in a three-phase electrical network. The proposed neuroalgorithm and configuration of the ANN can be used to control the modes and accuracy of relay and cybernetic defenses.

References

1. Koshcheev M.I., Laryukhin A.A., Slavutskii A.L. *Ispol'zovanie adaptivnykh neiroalgoritmov dlya raspoznavaniya anomal'nykh rezhimov sistem vtorichnogo oborudovaniya elektroenergetiki* [Application of Adaptive Neuro Algorithms for Recognition of Anomalous Behaviour of Secondary Equipment Systems in Electric Power Industry]. *Vestnik Chuvashskogo universiteta*, 2019, no. 1, pp. 47–58.

2. Kruglov V.V., Borisov V.V. *Iskusstvennye neironnye seti. Teoriya i praktika.* [Artificial neural networks. Theory and practice]. Moscow, Goryachaya liniya, Telekom, 2001, 382 p.

3. *Andreev O.N., Slavutskii L.A., Slavutskiy A.L.* Neural network in a "sliding window" for power grids signals structural analysis. In: IOP Conference Series: Earth and Environmental Science: 4, 2022, p. 012054. DOI: 10.1088/1755-1315/990/1/012054.

4. *Burton B., Harley R.G.* Reducing the computational demands of continually online-trained artificial neural networks for system identification and control of fast processes. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998, vol. 34(3), pp. 589–596.

5. *Coury D. V., Oleskovicz M., Aggarwal R.K.* An ANN routine for fault detection, classification and location in transmission lines. *Electrical Power Components and Systems*, 2002, no. 30, pp. 1137–1149.

6. *Dharmendra K., Moushmi K., Zadgaonkar A.S.* Analysis of generated harmonics due to transformer load on power system using artificial neural network. *International journal of electrical engineering*, 2013, no. 4, 1, pp. 81–90

7. *Grammatikis P.R., Sarigiannidis P., Sarigiannidis A., Margounakis D. et al.* An Anomaly Detection Mechanism for IEC 60870-5-104. In: 9th International Conference on Modern Circuits and Systems Technologies (MOCAST), Bremen, Germany, 2020, pp. 1–4. DOI: 10.1109/MOCAST49295.2020.9200285.

8. *Grossberg S.* A Path Toward Explainable AI and Autonomous Adaptive Intelligence: Deep Learning, Adaptive Resonance, and Models of Perception, Emotion, and Action. *Front. Neurorobot.*, 2020, vol. 14. DOI: https://doi.org/10.3389/fnbot.2020.00036.

9. *He Z., Lin S., Deng Y., Li X., Qian Q.* A rough membership neural network approach for fault classification in transmission lines. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 2014, no. 61, pp. 429–439.

10. *Ivanov S., Nikandrov M., Lariukhin A.* Neuro Algorithm Accuracy Evaluation for the Anomalies Detecting in Overcurrent Protection Operation. In: International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon), 2021, pp. 116–120. DOI: 10.1109/UralCon52005.2021.9559614.

11. *Jain A., Thoke A.S., Patel R.N.* Fault classification of double circuit transmission line using artificial neural network. *International Journal of Electrical Systems Science and Engineering, WASET, USA*, 2008, no. 1, pp. 230–235.

12. *Keerthipala W.W.L., Low Tah Chong, Tham Chong Leong.* Artificial neural network model for analysis of power system harmonics. *IEEE International Conference on Neural Networks*, 1995, no. 2, pp. 905–910.

13. *Ince T., Kiranyaz S., Eren L., Askar M., Gabbouj* M. Real-Time Motor Fault Detection by 1-D Convolutional Neural Networks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, vol. 63, no. 11, pp. 7067–7075. DOI: 10.1109/TIE.2016.2582729.

14. *Jayamaha D.K.J.S., Lidula N.W.A., Rajapakse A.D.* Wavelet-multi resolution analysis based ANN architecture for fault detection and localization in DC microgrids. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 145371–145384.

15. *Kulikov A.L., Loskutov A.A., Mitrovic M.* Improvement of the technical excellence of multiparameter relay protection by combining the signals of the measuring fault detectors using artificial intelligence methods. In: International Scientific and Technical Conference Smart Energy Systems 2019 (SES-2019), 2019, no. 124. DOI: https://doi.org/10.1051/e3sconf/201912401039.

16. *Laruhin A., Nikandrov M., Slavutskii L.* Anomalous modes recognizing secondary equipment in electric power industry: adaptive neuro algorithms. In: 2019 International Ural conference on electrical power engineering: Proceedings URALCON, 2019, pp. 399–403.

17. *Lu C., Wang Z., Zhou B.* Intelligent Fault Diagnosis of Rolling Bearing Using Hierarchical Convolutional Network Based Health State classification. Advanced Engineering Informatics, 2017, vol. 32, pp. 139–151. DOI: https://doi.org/10.1016/j.aei.2017.02.005.

18. *Niekerk C.R., Rens A.P.J., Hoffman A.J.* Identification of types of distortion sources in power systems by applying neural networks. *6th IEEE AFRICON*, 2002, vol. 2, no. 2, pp. 829–834.

19. *Oh J. W., Jeong J.* Convolutional neural network and 2-D image based fault diagnosis of bearing without retraining. In: Proceedings of the 2019 3rd International Conference, 2019, pp. 134–138.

20. *Rosenblatt F.* Principles of neurodymamics.Washington D.C.: Spartan books, 1962.

21. *Voropai N.I., Kolosok I.N., Korkina E.S., Osak A.B.* Issues of cybersecurity in electric power systems. Energy systems research, 2020, vol. 3, no. 2(10), pp. 19–28.

22. *Yadav A., Dash Y.* An overview of transmission line protection by artificial neural network: fault detection, fault classification, fault location, and fault direction discrimination // Advances in Artificial Neural Systems, 2014, p. 20. DOI: https://doi.org/10.1155/2014/230382.

SERGEY O. IVANOV – Senior Lecturer, Math and Hardware Information Systems Department, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (v101-11@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0003-3918-3919).

MAXIM V. NIKANDROV – Candidate of Technical Sciences, Director, LLC «iGRIDS» ltd., Russia, Cheboksary (nixmak@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-6846-3384).

LEONID A. SLAVUTSKII – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of Management and Computer Science in Technical Systems Department, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (lenya@slavutskii.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-6783-2985).

Формат цитирования: *Иванов С.О., Никандров М.В., Славутский Л.А.* Нейросетевое моделирование релейной защиты с временной задержкой // Вестник Чувашского университета. – 2022. – № 3. – С. 53–60. DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-53-60.

DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-61-72

УДК 621.314
ББК 31.264-08

Г.М. МИХЕЕВ, А.А. ДИМИТРИЕВ,
Х.У. КАЛАНДАРОВ, О.В. ФЕДОРОВ

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ ПОДХОДОВ И МЕТОДОВ ДИАГНОСТИРОВАНИЯ РЕГУЛЯТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ ПОД НАГРУЗКОЙ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

***Ключевые слова**: силовые трансформаторы, переключающие устройства, регулятор напряжения под нагрузкой, контакты контактора, многоканальный цифровой осциллограф, диагностирование, трансформаторное масло.*

В электрических сетях практически всех классов напряжений основным звеном в работе по передаче электрической энергии является силовой трансформатор. На данный момент около 60% из них эксплуатируются в нашей стране со значительным превышением срока эксплуатации, что повышает требования к их техническому контролю и диагностике всех их узлов. Переключающие устройства являются неотъемлемой частью силовых трансформаторов. Они необходимы для регулирования напряжения на шинах подстанций в зависимости от нагрузки потребителей. От их работы зависят надёжность электроснабжения и качество электрической энергии. В то же время они являются одними из уязвимых узлов преобразователей напряжения. Хотя параметры диагностических признаков для переключающих устройств не столь обширны по сравнению с параметрами самих силовых трансформаторов, они требуют к себе особого внимания со стороны эксплуатационного персонала. Это связано с многообразием не только типов переключающих устройств, но и методов их диагностики. По этой причине в данной статье была совершена попытка провести анализ существующих подходов и методов диагностирования этих механических управляемых устройств регулирования напряжения. Предлагается новый подход к диагностике высоковольтного оборудования, в том числе силового трансформатора, – интродиагностика. Он основан на методах неразрушающего (без вскрытия баков и слива диэлектрических жидкостей) контроля параметров, характеризующих состояние электрооборудования. Приводится оригинальный способ диагностирования устройства регулирования напряжения под нагрузкой, основанный на осциллографировании и последующем анализе работы контактной системы данного устройства без слива трансформаторного масла из бака контактора.

В 1885 г. фирмой Вестингауз (США) впервые было предложено использование трансформаторного масла (ТМ) одновременно в качестве изолирующей и охлаждающей среды преобразователей напряжения [1]. Вот уже второе столетие этим изобретением пользуется весь мир.

В самой конструкции трансформатора с тех времён произошли весьма значительные изменения. Тем не менее отказаться от ТМ полностью наш мир пока не в состоянии.

В последние три десятилетия в электроэнергетике человечеству всё же удалось уйти от повсеместной зависимости от ТМ. В высоковольтных выключателях и вводах, а также на силовых трансформаторах (СТ) напряжением до 35 кВ включительно мощностью менее 5 МВ·А уже практически не используется вышеупомянутая диэлектрическая жидкость.

Однако на СТ напряжением 110 кВ и выше и в контакторах переключающих устройств (ПУ) применяется и в ближайшем будущем будет использоваться ТМ. Следует отметить, что ПУ является одним из основных и одновременно проблемных узлов на СТ [15].

ПУ бывают двух типов: переключатели без возбуждения (ПБВ) и регуляторы напряжения под нагрузкой (РПН). Последние устанавливаются главным образом на СТ напряжением 110 кВ и выше. Известно, что причиной более 30% аварий и отказов на СТ является выход из строя ПУ [6]. Положение усугубляется ещё и тем, что парк СТ в России и странах СНГ заметно устарел. Около 60% из них работают с превышением нормативного срока эксплуатации и исчерпали свой ресурс [6]. Для уменьшения количества аварий на таких СТ необходимо проведение своевременного и полноценного диагностирования используемого оборудования [10].

Практически на всех РПН, кроме устройств с вакуумными дугогасительными камерами, главные и дугогасительные контакты контактора размещаются в отдельной ёмкости от основного бака СТ и омываются ТМ [2, 3, 12–14, 16]. Причина размещения узлов контактов контактора в отдельной ёмкости заключается в том, что здесь происходит гашение дуги во время разрыва цепи тока на обмотке трансформатора, где расположено ПУ [9, 11]. Вследствие этого процесса ТМ разлагается на углеродосодержащие примеси. С течением времени вся диэлектрическая жидкость, находящаяся в этой ёмкости, становится непригодной для дальнейшей эксплуатации. По этой причине задачей эксплуатационного персонала являются периодический анализ ТМ из бака контактора и, при необходимости, своевременная его замена.

Следует отметить, что объём такого масла, подлежащего замене, не столь велик по сравнению с объёмом диэлектрической жидкости, которая залита в бак СТ. В зависимости от типа РПН он варьируется от 70 до 400 л.

Заметим, что в зависимости от мощности и класса напряжения трансформатора в его баке может находиться от нескольких до сотни тонн масла.

Тем не менее даже замена ТМ в ёмкости бака РПН для эксплуатационного персонала требует значительных трудовых затрат. Согласно СТО 34.01-23.1-001-2017, для этого необходимо заблаговременно приготовить свежее масло, проверить его на сокращённый химический анализ и определить количественное влагосодержание[1].

Дополнительно надо иметь передвижную ёмкость в виде масловоза, насос и шланг для закачки и выкачки ТМ. Для выполнения этой работы оформляется наряд-допуск, а значит, привлекаются несколько работников из числа ремонтного и оперативного персонала. Данную работу следует выполнять исключительно в сухую погоду, когда отсутствуют атмосферные

---

[1] СТО 34.01-23.1-001-2017. Объем и нормы испытаний электрооборудования. Стандарт организации. М.: Изд-во НЦ ЭНАС, 2017. 262 с.

осадки. В противном случае в ёмкость контактора возможно попадание влаги, что приведёт к последующему ухудшению качества масла.

Согласно СТО 34.01-23.1-001-2017, после закачки ТМ в бак контактора следует повторно отобрать пробу масла на определение пробивного напряжения и количественного содержания в нём влаги.

Что касается диагностирования самого устройства РПН, то этот процесс ещё более трудоёмок и технически сложен. Поэтому данную работу может выполнить только высококвалифицированный персонал, владеющий методами диагностирования РПН и управления современными приборами.

Согласно требованиям завода изготовителя для диагностирования устройства РПН необходимы снятие круговой диаграммы и осциллографирование токов в контактной системе контактора. Для выполнения второй задачи следует сливать ТМ из бака контактора. Только в этом случае возможно подключение зажимов многоканального осциллографа к выводам контактов контактора. Данная процедура может повлечь за собой ухудшение качества диэлектрической жидкости и загрязнение окружающей среды продуктами нефтехимии [6].

После осциллографирования токов следует заново залить бак контактора ТМ. Естественно, такой процесс занимает много времени, а оператор становится заложником погодных условий, так как данную работу невозможно проводить в сырую или дождливую погоду.

В настоящее время существует иной подход к решению этой задачи. В работах [2, 4–8] для различных РПН разработаны методики осциллографирования контактной системы контактора, не требующие вскрытия его бака и слива из него ТМ. Диагностирование выполняется с применением многоканального цифрового осциллографа (ЦО). Он должен иметь высокую помехозащищённость, которая необходима для работы на действующих подстанциях в полевых условиях, а также встроенную специальную программу и автоматический запуск начала регистрации токов осциллографирования. Заметим, что обычные многоканальные ЦО не имеют таких функций и потому с их помощью невозможно выполнить работу по методикам, приведённым в [3–8].

Суть этих методик заключается в одновременном осциллографировании токов всех трёх фаз контактной системы контактора РПН относительно выводов фаз обмотки трансформатора с учётом активного и индуктивного её сопротивлений. Заметим, что осциллографирование токов производится во время вывода в ремонт трансформатора при переключении ответвлений его обмотки с одного на другое положение с помощью привода РПН.

Естественно, в этом случае индуктивность обмотки трансформатора существенно искажает форму кривой токов осциллографирования по сравнению с кривыми токами, полученными традиционным способом. Однако время начала, конца, а также продолжительность совместной работы контактов левого и правого плеча контактора удаётся определить по изменению постоянной времени переходного процесса. Данный метод снятия осциллограмм токов без вскрытия бака контактора РПН авторами был назван одним словом – интродиагностика [6].

Сегодня в России и в странах ближнего зарубежья эксплуатируются множество типов РПН разных конструкций и производителей. Причем некоторые из них имеют по несколько модификаций. Наиболее распространёнными являются быстродействующие РПН с токоограничивающими резисторами, которые выпускаются разными производителями. Среди них РПН типа РС болгарского производства, *SDV*, *SAV* и *SCV* – немецкого производства, РНОА – украинского производства, РНТА-35/200 – российского производства и т.д. [6].

Вышеуказанные РПН имеют трёхфазное исполнение, т.е. все три фазы контактов контактора находятся в едином баке. Исключение составляет РПН типа РНОА, который имеет пофазное исполнение, а значит, каждая фаза контактора РПН имеет отдельный бак и обособленный привод.

У многих быстродействующих РПН контактор располагается в нейтрали высоковольтной обмотки трансформатора. Исключение составляет РПН типа *SDV* немецкого производства. Контактор этого РПН размещается на высоковольтной обмотке трансформатора, соединённой по схеме «треугольник». Обычно данное ПУ устанавливается на СТ собственных нужд электростанций. В этом случае выводы ЦО подключены непосредственно к выводам трёх фаз и нейтрали СТ, а значит, осциллографирование токов происходит одновременно на всех трёх фазах высоковольтной обмотки.

РПН типа РНТА-35/200 (производитель Тольяттинский трансформаторный завод) имеет следующую особенность. В нём переключатели, силовые контакты и предизбиратель располагаются внутри контактора, а в схеме контактной системы отсутствуют второй дугогасительный контакт и его токоограничивающий резистор. Данное устройство не имеет соединительных валов и редукторов, так как контактор совмещён с устройством привода. Интродиагностика этого типа РПН производится так же, как и на других ПУ с токоограничивающими резисторами. Однако РПН типа РНТА-35/200 является единственным устройством, которому можно провести полноценную интродиагностику в режиме, когда трансформатор находится под рабочим напряжением. Для этого необходима небольшая доработка – вынос на корпус силового трансформатора трёх изолированных проводников с выводов токоограничивающих резисторов каждой из фаз обмотки. Это решение позволит регистрировать сигналы в цепях токоограничивающих резисторов РПН с одновременным осциллографированием токов в фазах обмотки силового трансформатора.

По причине многообразия конструкций РПН, эксплуатируемых на территории России и в странах СНГ, схемы, по которым производится осциллографирование токов в режиме интродиагностики, разные. Так, например, для РПН серии РС схема осциллографирования токов выглядит так, как показано на рис. 1.

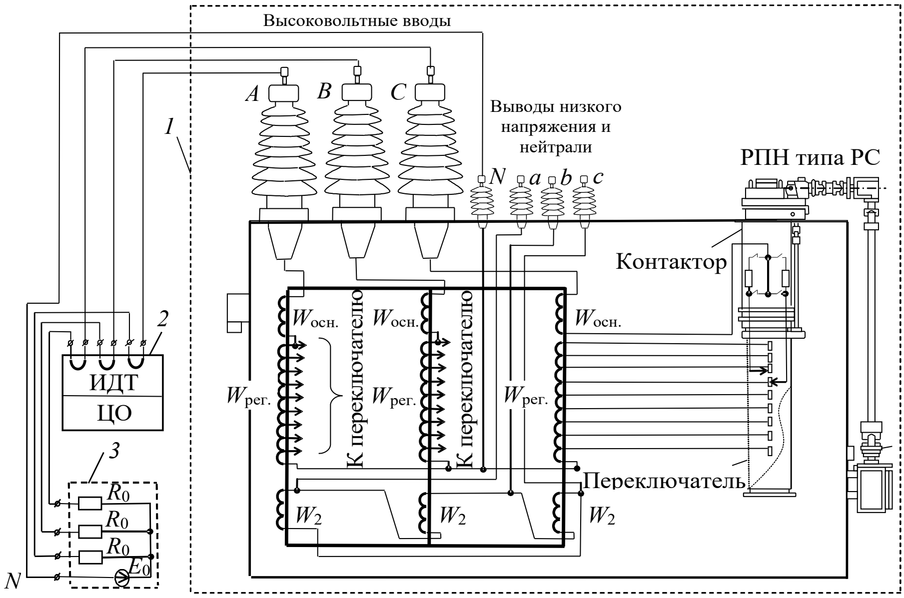


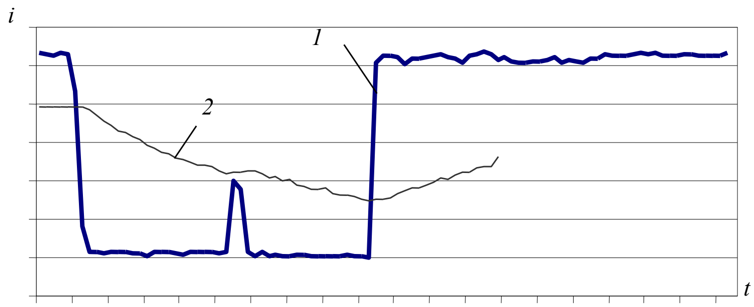
Рис. 1. Схема осциллографирования токов в контактной системе РПН серии РС:
1 – силовой трансформатор; 2 – многоканальный цифровой осциллограф
(ИДТ – измерительные датчики тока);
3 – источник напряжения постоянного тока, где E_0 и R_0 – ЭДС и сопротивление
источника напряжения постоянного тока, соответственно

На рис. 2 представлены осциллограммы токов, поясняющие суть метода интродиагностики, на рис. 2, *а* – реальные осциллограммы тока фазы контактной системы контактора. Они получены при отсоединенной (1) и присоединенной (2) обмотках трансформатора к многоканальному ЦО. В случае, когда обмотка не участвует в процессе осциллографирования, кривые тока практически идентичны кривым на осциллограммах, представленных в паспорте завода изготовителя. Иная картина складывается, когда индуктивность обмотки участвует в процессе осциллографирования (кривая 2).

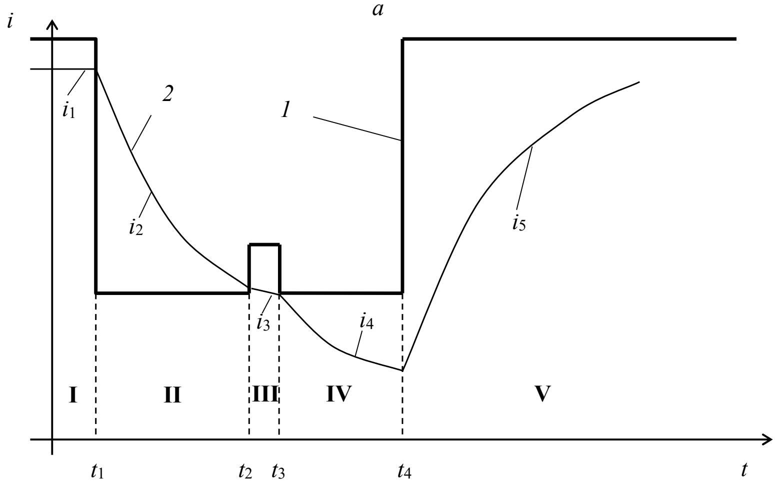
Анализ осциллограммы показывает, что кривая на ней является кусочно-непрерывной. Она состоит из пяти разных интервалов. Переключение контактной системы начинается в момент, когда ток начинает уменьшаться по экспоненциальному закону (кривая вогнутая). Процесс работы контактной системы РПН завершается в момент минимального значения тока. Затем ток увеличивается по экспоненциальному закону (кривая выпуклая).

Известно, что контактор РПН состоит из симметричных левого и правого плеча, а токоограничивающие резисторы равны между собой по величине ($R_1 = R_2$). Поэтому постоянные времени исследуемой кривой τ_2 (от момента времени t_1 до t_2) и τ_4 (от момента времени t_3 до t_4) в процессе переключения равны. Следовательно, τ_2 равно τ_4:

$$\tau_2 = \tau_2 = \frac{L}{R_0 + R_ф + R_1}.$$



а



б

Рис. 2. Осциллограммы тока контактов контактора РПН одной из фаз:
а – осциллограммы тока фазы контактной системы контактора при отсоединенной (*1*) и присоединенной (*2*) обмотке трансформатора;
б – осциллограммы фазного тока, построенные для произвольных параметров E, R_0, L, $R_{Ф}$, R_1, R_2 при отсоединенной (*1*) и присоединенной (*2*) обмотках трансформатора:
I – время совместной работы главных и дугогасительных контактов левого плеча контактора;
II – время работы дугогасительного контакта правого плеча контактора;
III – время совместной работы дугогасительных контактов левого и правого плеча контактора;
IV – время работы дугогасительного контакта правого плеча контактора;
V – время совместной работы главных и дугогасительных контактов правого плеча контактора

От момента времени t_2 до t_3 в так называемом положении «моста» постоянная времени τ_3 больше постоянных времени τ_2 и τ_4.

$$\tau_3 = \frac{L}{R_0 + R_ф + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}},$$

или с учетом равенства R_1 и R_2

$$\tau_3 = \frac{L}{R_0 + R_ф + \frac{R_1}{2}}.$$

Определение параметров процесса переключения контактов контактора РПН производится следующим образом. Вначале находят четыре характерные точки t_1, t_2, t_3, t_4 осциллограммы токов. Затем определяют интервалы между точками t_1 и t_4, которые соответствуют длительности переключения РПН. После этого находят длительность нахождения контактов контактора в положении так называемого «моста» посредством определения времени через интервал между точками t_2 и t_3.

Характерные точки осциллограммы – границы интервалов однородных участков кривой переходного тока – определяются следующим образом:

t_1 – момент времени окончания первого интервала наибольшего тока;

t_2 и t_3 – моменты, где резко (скачком) изменяются постоянные времени кривой тока переключения контактов контактора РПН.

Длительность переключения контактов определяют по формуле

$$t_{\text{пер}} = t_4 - t_1,$$

и находится длительность нахождения контактной системы в режиме «моста»

$$t_{\text{моста}} = t_3 - t_2.$$

Затем определяется время переключения главных контактов $t_{\text{пгк}}$ (для РПН типа РС, РСГ, *SAV, SCV, SDV*) или дугогасительных (для РПН типа РНОА) контактов контактора РПН во II и IV интервалах:

$$t_{\text{пгк}1} = t_2 - t_1,$$
$$t_{\text{пгк}2} = t_4 - t_3.$$

Следует отметить, что более точное определение характерных точек t_1, t_2, t_3, t_4 возможно (процедурой) нелинейной аппроксимацией экспериментальной зависимости, представленной на рис. 2, *а* (кривая *2*) целевой функцией:

$$i(t) = i_1(t) + i_2(t - t_1) + i_3(t - t_2) + i_4(t - t_3) + i_5(t - t_4),$$

где $i_1(t) = 0$ при $t > t_1$; $i_2(t - t_1) = 0$ при $t < t_1$ и $t > t_2$; $i_3(t - t_2) = 0$ при $t < t_2$ и $t > t_3$; $i_4(t - t_3) = 0$ при $t < t_3$ и $t > t_4$; $i_5(t - t_4) = 0$ при $t < t_4$.

Такая аппроксимация становится доступной с применением современных вычислительных средств при представлении экспериментальных значений тока в виде массива данных $[i(t_n), t_n]$, где $n = 0, 1, 2, ..., M$ (M – некоторое натуральное число). Для выполнения этой процедуры для измерения токов необходимо использовать цифровой осциллограф, записывающий значения тока в энергонезависимую память с достаточной частотой дискретизации [6].

Следует уточнить, что применение обычного многоканального аналогового осциллографа типа Н107 и других цифровых многоканальных регистраторов для диагностики контактов контактора описанным методом практически невозможно. С помощью многоканального ЦО регистрация токов в контактной системе контактора РПН в режиме интродиагностики и преобразование кривой тока осциллографирования с использованием встроенной программы к обычному виду, представленной в паспорте РПН, производятся достаточно легко и быстро.

Следует подчеркнуть, что в режиме интродиагностики возможно проводить обследование тех РПН, которые установлены на СТ, обмотки которых соединены в звезду [6]. Если эти устройства установлены на обмотках, соединённых по схеме «треугольник», то их диагностирование возможно проводить только после вскрытия ёмкости РПН и слива из неё ТМ.

На рис. 3 продемонстрированы особенности осциллографирования токов РПН, контакторы которого располагаются на обмотке трансформатора, соединённой по схеме «треугольник» [3, 7].

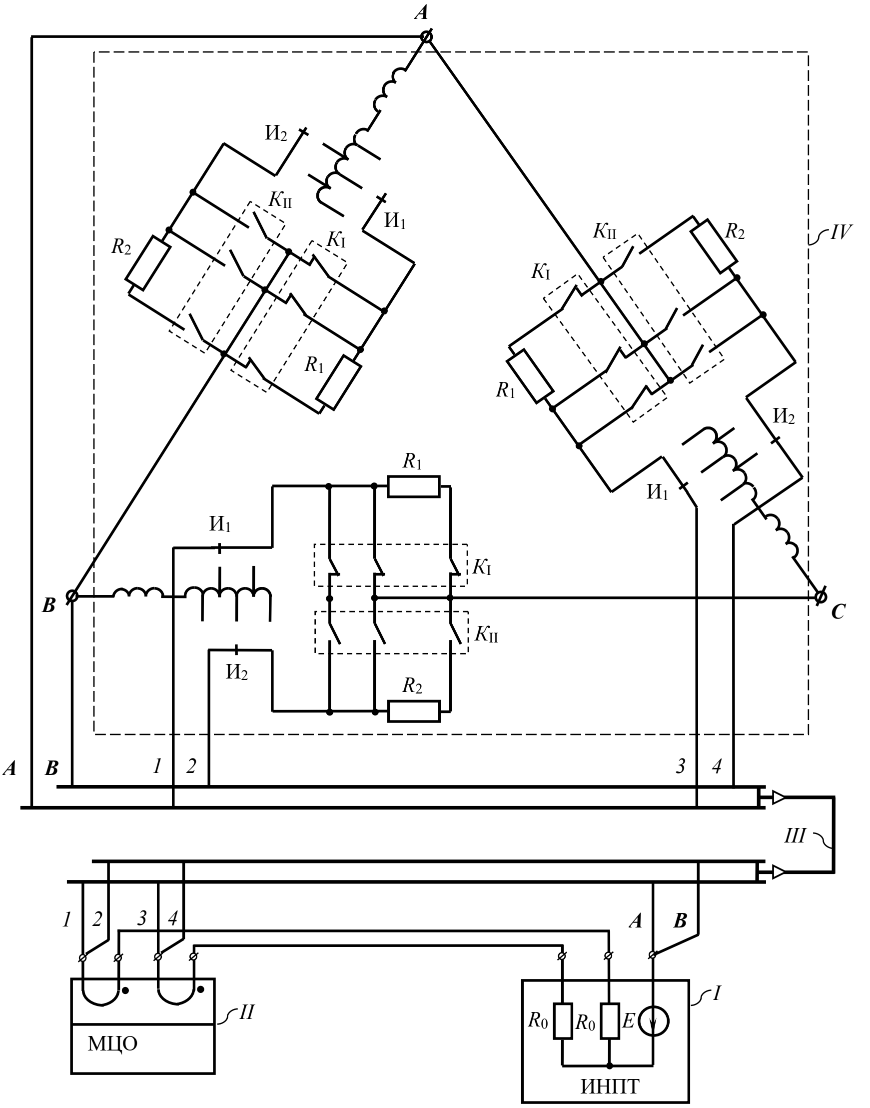


Рис. 3. Схема осциллографирования ПУ, установленного на высоковольтной обмотке трансформатора, собранной по схеме «треугольник»:
ИНПТ (I) – источник напряжения постоянного тока,
E, R_0 – ЭДС и его внутреннее сопротивление, соответственно;
МЦО (II) – многоканальный цифровой осциллограф;
III – шестижильный кабель, где 1, 2, 3, 4, *A*, *B* – его выводы;
IV – силовой трансформатор с РПН, где K_{I} и K_{II} – блок контактов контактной системы первого и второго плеча контактора, R_1, R_2 – токоограничивающие резисторы,
$И_1$, $И_2$ – переключатели (избиратели),
A, *B*, *C* – высоковольтные выводы обмотки преобразователя напряжения

Таким ПУ является РПН серии *SDV*. Здесь для регистрации осциллограмм токов в контактной системе необходимо разорвать цепь обмотки, соединённой по схеме в «треугольник», где установлен РПН. Такое решение позволяет исключить наложение осциллограмм разных фаз. Оно осуществляется установкой изолирующих прокладок на левом и правом плече контактной системы одной из фаз после вскрытия бака контактора РПН и слива из него ТМ [12–14, 16].

В качестве изолирующих прокладок электротехнический персонал в эксплуатации применяет обыкновенный картонный лист толщиной в 3 мм, размером 80×200 мм.

В работе [7] предложен способ осциллографирования токов контактной системы трёхфазных РПН типа *SDV* без установки изолирующих прокладок между подвижными и неподвижными главными, дугогасительными и вспомогательными контактами контактора на одной из его фаз.

Суть способа заключается в направлении токов с первых двух линейных выводов, имеющих одинаковый потенциал, к третьему линейному выводу СТ с целью создания разрыва между первыми линейными его выводами. Подключение осциллографа к выводам контактора таким образом позволяет осциллографировать токи в контактной системе без установки изолирующих прокладок. Использование такой схемы также даёт возможность выявить несинхронную работу контактной системы разных фаз РПН посредством анализа осциллограмм.

Выводы. 1. В России и странах СНГ на сегодняшний день применяются переключающие устройства разных производителей и модификаций, которые требуют индивидуального подхода для определения их работоспособности. Для проведения диагностики регуляторов напряжения под нагрузкой необходимо не только владеть методиками диагностики, но и иметь современные многоканальные цифровые осциллографы со встроенным программным обеспечением и автоматическим запуском регистрации осциллографируемых токов.

2. Использование методов интродиагностики вкупе с цифровым многоканальным осциллографом позволяет определять параметры процесса переключения контактов контактора РПН для схем соединения высоковольтных обмоток в «звезду» и «треугольник».

Литература

1. *Колтмен Дж.У.* Трансформатор // В мире науки. 1988. № 3. С. 68–76.

2. Методические указания по наладке устройств переключения ответвлений обмоток под нагрузкой (производства НРБ и ГДР) трансформаторов РПН. М.: Союзтехэнерго, 1981. 44 с.

3. *Михеев Г.М., Иванова Т.Г., Каландаров Х.У., Турдиев А.Х.* Диагностирование переключающего устройства трансформатора // Электрические станции. 2016. № 1(1014). С. 50–56.

4. *Михеев Г.М., Шевцов В.М., Баталыгин С.Н., Федоров Ю.А.* Диагностика состояния контактных систем РПН силовых трансформаторов путем цифрового осциллографирования // Промышленная энергетика. 2006. № 3. С. 20–22.

5. *Михеев Г.М., Шевцов В.М., Федоров Ю.А., Баталыгин С.Н.* Методика цифрового осциллографирования процесса переключения контактов РПН типа РНОА-110/1000 // Промышленная энергетика. 2007. № 3. С. 8–11.

6. *Михеев Г.М.* Электростанции и электрические сети. Диагностика и контроль электрооборудования. М.: ДМК Пресс, 2010. 297 с.

7. Пат. 2643925 РФ, МПК G01R 31/333, C2. Способ снятия осциллограмм токов трехфазного регулятора напряжения под нагрузкой, установленного на обмотке высшего напряжения силового трансформатора, собранной по схеме треугольник, и устройство для его осуществления / Михеев Г.М., Каландаров Х.У., Иванова Т.Г., Турдиев А.Х. № 2015111295; заявл. 27.03.2015; опубл. 06.02.2018, Бюл. № 4. – 13 с.

8. Пат. 2377586 РФ, МПК G01R 31/06, G01R 27/26, C1. Способ определения индуктивности рассеяния трехфазной высоковольтной обмотки силового трансформатора / Михеев Г.М., Шевцов В.М., Баталыгин С.Н. [и др.]; заявитель ООО "Инженерный центр". № 2008114112/28; заявл. 10.04.2008; опубл. 27.12.2009, Бюл. № 36. – 11 с.

9. *Турсунов Д.А., Исмоилов И.К.* Анализ вопросов применение устройств регулирование силовых трансформаторов // Universum: технические науки. 2020. №8-3 (77). С. 8–11.

10. *Хисматуллин А.С., Вахитов А.Х., Феоктистов А.А.* Методика технического обслуживания и ремонта промышленных силовых трансформаторов по техническому состоянию // Фундаментальные исследования. 2016. № 2. С. 308–313.

11. *Широков О.Г., Медведев К.М., Прохорчик М.А.* Структура автоматической системы технического диагностирования устройства РПН силового трансформатора // Вестник Гомельского государственного технического университета им. П.О. Сухого. 2012. № 2(49). С. 1–8.

12. *Якобсон И.Я.* Испытания переключающих устройств силовых трансформаторов. М.: Энергия, 1970. 56 с.

13. *Якобсон И.Я.* Наладка быстродействующих переключающих устройств силовых трансформаторов. М.: Энергия, 1976. 96 с.

14. *Якобсон И.Я.* Наладка и эксплуатация переключающих устройств силовых трансформаторов. М.: Энергоатомиздат, 1985. 120 с.

15. *Cincar N., Milojevic G.* On-Load Tap Changer Testing Methods. DV Power, Sweden, 2014.

16. C Rep. 411 VEB Transformatorenwerk "Karl Liebknecht" (TRO) (Bestand). Available at: https://www.archivportal-d.de/item/UVM2VHVWXWNSEHMLN7D7JX4CMKQQEN2A.

МИХЕЕВ ГЕОРГИЙ МИХАЙЛОВИЧ – доктор технических наук, профессор кафедры электроснабжения и интеллектуальных электроэнергетических систем имени А.А. Федорова, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (mikheevg@rambler.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0003-2208-9723).

ДИМИТРИЕВ АНТОН АНАТОЛЬЕВИЧ – аспирант кафедры электроснабжения и интеллектуальных электроэнергетических систем имени А.А. Федорова, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (Meterling21@mail.ru).

КАЛАНДАРОВ ХУСЕЙДЖОН УМАРОВИЧ – кандидат технических наук, и.о. доцента кафедры электроснабжения и автоматики, Худжандский политехнический институт Таджикского технического университета имени академика М.С. Осими, Таджикистан, Худжанд (huseinjon.86@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-4137-3538).

ФЕДОРОВ ОЛЕГ ВАСИЛЬЕВИЧ – доктор технических наук, профессор кафедры управления инновационной деятельностью, Нижегородский государственный технический университет имени Р.Е. Алексеева, Россия, Нижний Новгород (fov52@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-5268-6399).

**Georgi M. MIKHEEV, Anton A. DIMITRIEV,
Huseyjon U. KALANDAROV, Oleg V. FEDOROV**

ANALYSIS OF EXISTING APPROACHES AND METHODS OF DIAGNOSTICS OF ON-LOAD TAP CHANGER OF POWER TRANSFORMERS

Key words: *power transformers, switching devices, on-load tap changer, contactor contacts, multichannel digital oscilloscope, diagnostics, transformer oil, operating staff.*

In electrical networks of almost all voltage classes, the main link in the work on the transmission of electrical energy is a power transformer. At the moment, about 60% of them are operated in our country with a significant excess of service life, which increases the requirements for their technical control and diagnostics of all units. Switching devices are an integral part of power transformers. They are necessary to regulate voltage on substation busbars depending on the load of consumers. Not only the reliability of power supply of industrial enterprises, cities and agriculture, but also the quality of electrical energy depends on their operation. At the same time, they are one of the vulnerable nodes of voltage converters. Although the parameters of diagnostic signs for switching devices are not as extensive as the power transformer itself, they nevertheless require special attention from the operating personnel. This is due not only to the variety of switchgear types that exist, but also to the methods used to diagnose them. For this reason in this work an attempt has been made to analyze the existing approaches and methods of diagnosing these mechanical controlled voltage regulators. We propose a new approach in terms of diagnostics of high-voltage equipment, including power transformers – introdiagnostics. It is based on methods of non-destructive (without opening tanks and draining dielectric liquids) control of parameters that characterize the state of electrical equipment. We present an original method of diagnosing the on-load tap changer, based on oscillography and subsequent analysis of operation of the on-load tap changer contact system without draining transformer oil from the diverter switch's tank.

References

1. Koltmen D.U. *Transformator* [Transformer]. Moscow, V mire nauki Publ, 1988, 76 p.
2. *Metodicheskie ukazaniya po naladke ustroistv pereklyucheniya otvetvlenii obmotok pod nagruzkoi (proizvodstva NRB i GDR) transformatorov RPN* [Guidelines for adjusting the tap changers for on-load tap changers (manufactured by the German Democratic Republic and the Republic of Bulgaria)]. Moscow., Soyuztekhenergo Publ., 1981, 44 p.
3. Mikheev G.M. *Diagnostirovanie pereklyuchayushchego ustroistva transformatora* [Diagnosing of transformer switching device]. *Elektricheskie stantsii*, 2016, no. 1(1014), pp. 50–56.
4. Mikheev G.M. *Diagnostika sostoyaniya kontaktnykh sistem RPN silovykh transformatorov putem tsifrovogo ostsillografirovaniya* [Diagnostics of the contact systems of the on-load tap changers of power transformers by digital oscillography]. *Promyshlennaya energetika*, 2006, no. 3, pp. 20–22.
5. Mikheev G.M. *Metodika tsifrovogo ostsillografirovaniya protsessa pereklyucheniya kontaktov RPN tipa RNOA-110/1000* [Technique of a digital oscillograph of the contact change-over process of the tap changer of RNOA-110/1000 type*]. Promyshlennaya energetika*, 2007, no. 3, pp. 8–11.
6. Mikheev G.M. *Elektrostantsii i elektricheskie seti. Diagnostika i kontrol' elektrooborudovaniya* [Power plants and electrical networks. Diagnosis and control of electrical equipment]. Moscow, Dodeka-XXI/DMK Press Publ., 2010, 297 p.
7. Mikheev G.M., Kalandarov Kh.U., Ivanova T.G., Turdiev Kh.U. *Sposob snyatiya ostsillogramm tokov trekhfaznogo regulyatora napryazheniya pod nagruzkoi, ustanovlennogo na obmotke vysshego napryazheniya silovogo transformatora, sobrannoi po skheme treugol'nik i ustroistvo dlya ego osushchestvleniya* [Method for taking oscillograms of currents of three-phase voltage regulator under load, installed on the highest voltage winding of power transformer, assembled in delta circuit and device for its implementation]. Patent RF, no. 2643925, 2018.
8. Mikheev G.M., Shevtsov V.M., Batalygin S.N. *Sposob opredeleniya induktivnosti rasseyaniya trekhfaznoi vysokovol'tnoi obmotki silovogo transformatora* [Method for taking oscillograms of currents of three-phase voltage regulator under load, installed on the highest voltage winding of power

transformer, assembled in delta circuit and device for its implementation]. Patent RF, no. 2377586, 2009.

9. Tursunov D.A., Ismoilov I.K. *Analiz voprosov primenenie ustroistv regulirovanie silovykh transformatorov* [Analysis of the application of devices regulating power transformers]. *Universum: tekhnicheskie nauki*, 2020, no. 8-3(77), pp. 8–11.

10. Khismatullin A.S. *Metodika tekhnicheskogo obsluzhivaniya i remonta promyshlennykh silovykh transformatorov po tekhnicheskomu sostoyaniyu* [Methodology of maintenance and repair of industrial power transformers by technical condition]. *Fundamental'nye issledovaniya*, 2016, no. 2, pp. 308–313.

11. Shirokov O.G., Medvedev K.M., Prokhorchik M.A. *Struktura avtomaticheskoi sistemy tekhnicheskogo diagnostirovaniya ustroistva RPN silovogo transformatora* [Structure of automatic system of technical diagnostics of tap changer of power transformer]. *Vestnik Gomel'skogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta im. P.O. Sukhogo*, 2012, no. 2(49), pp. 1–8.

12. Yakobson I.Ya. *Ispytaniya pereklyuchayushchikh ustroistv silovykh transformatorov* [Esting Switching Devices of Power Transformers]. Moscow, Energiya Publ., 1970, 56 p.

13. Yakobson I.Ya. *Naladka bystrodeistvuyushchikh pereklyuchayushchikh ustroistv silovykh transformatorov* [Adjustment of quick acting switching devices of power transformers Moscow, Energiya Publ., 1976, 96 p.

14. Yakobson I.Ya. *Naladka i ekspluatatsiya pereklyuchayushchikh ustroistv silovykh transformatorov* [Adjustment and exploitation of switching devices of power transformers]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1985, 120 p.

15. Cincar N., Milojevic G. *On-Load Tap Changer Testing Methods.* Sweden, DV Power Publ, 2014, 150 p.

16. C Rep. 411 VEB Transformatorenwerk "Karl Liebknecht" (TRO) (Bestand). Available at: https://www.archivportal-d.de/item/UVM2VHVWXWNSEHMLN7D7JX4CMKQQEN2A.

GEORGI M. MIKHEEV – Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Power Supply and Intellectual Electric Power Systems named after A.A. Fedorov, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (mikheevg@rambler.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0003-2208-9723).

ANTON A. DIMITRIEV – Post-Graduate Student, Department of Power Supply and Intellectual Electric Power Systems named after A.A. Fedorov, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (Meterling21@mail.ru).

HUSEYJON U. KALANDAROV – Candidate of Technical Sciences, Acting Associate Professor, Department of Power Supply and Automation, Khujand Polytechnic Institute of the Tajik Technical University named after Academician M.S. Osimi, Tajikistan, Khujand (huseinjon.86@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-4137-3538).

OLEG V. FEDOROV – Doctor of Technical Sciences, Professor of Innovation Management Department, Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev, Russia, Nizhny Novgorod (fov52@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-5268-6399).

Формат цитирования: *Михеев Г.М., Димитриев А.А., Каландаров Х.У., Федоров О.В.* Анализ существующих подходов и методов диагностирования регуляторов напряжения под нагрузкой силовых трансформаторов // Вестник Чувашского университета. – 2022. – № 3. – С. 61–72. DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-61-72.

DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-73-80

УДК 621.31
ББК 31.25

А.И. ОРЛОВ

АЛГОРИТМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ МАТРИЦ СОСТОЯНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МОДИФИЦИРОВАННОГО МЕТОДА УЗЛОВЫХ ПОТЕНЦИАЛОВ

Ключевые слова: *модифицированный метод узловых потенциалов, уравнения электрической цепи, моделирование, задача Коши, вырожденная матрица.*

В работе предложен алгоритм преобразования матриц состояния электрической цепи, полученных по правилам модифицированного метода узловых потенциалов. Алгоритм направлен на приведение системы дифференциальных уравнений цепи к форме задачи Коши с целью последующего решения. Применение модифицированного метода узловых потенциалов к электрической цепи с энергоемкими элементами приводит к системе обыкновенных дифференциальных уравнений, запись которой в матричной форме содержит вырожденную матрицу перед вектором производных при наличии в цепи незаземленных конденсаторов. По этой причине непосредственное приведение данной системы уравнений к форме задачи Коши невозможно. Идея решения таких систем состоит в переходе от уравнений с потенциалами к уравнениям с напряжениями и последующем разделении системы уравнений на две части: содержащие производные и без них. Важным этапом перехода к уравнениям с напряжениями является устранение линейно зависимых строк вырожденной матрицы. Алгоритм такого преобразования основан на анализе матрицы смежности, составленной для конденсаторов рассматриваемой электрической цепи, и является предметом данной работы. Алгоритм может применяться при топологически произвольном соединении неограниченного числа конденсаторов. С целью демонстрации в работе приведен пример использования алгоритма.

Повышение производительности вычислительной техники и связанное с этим расширение круга задач, решаемых посредствам моделирования электрических цепей, определяет важное практическое значение вопросов совершенствования применяемых алгоритмов. Модифицированный метод узловых потенциалов, впервые представленный в работе [4], является одним из основных методов моделирования электрических цепей. Метод ориентирован на реализацию в форме программы для ЭВМ.

Актуальность развития метода и интерес к нему со стороны исследователей подтверждается большим количеством статей, посвященных совершенствованию различных аспектов его применения. Так, в работе [6] рассматриваются гибридные модели электрических и электронных устройств, основанные на модифицированном методе узловых потенциалов. В работе [7] рассматривается подход к моделированию электрических цепей, содержащих элементы, работающие в режиме силовых ключей с внутренним управлением, таких как выпрямительные диоды, и внешним управлением – транзисторов и др. При формировании матриц электрической цепи состояние каждого элемента, работающего в ключевом режиме, учитывается введением специальной управляющей переменной, принимающей значение 0 или 1 в зависимости от внутренних или внешних условий. Метод широко используется российскими авторами. Так, в работе [2] рассматривается алгоритм моделирования диодно-резистивных схем на базе метода узловых потенциалов. В работе [1] метод применяется при моделировании импульсных регуляторов.

В настоящей работе рассматривается и применяется *метод* узловых потенциалов, применяются методы линейной алгебры, теории обыкновенных дифференциальных уравнений, теории графов.

В работе рассматриваются только 2-полюсные элементы. Это ограничение не носит принципиального характера, так как элементы с большим числом узлов, например индуктивно связанные контуры, могут быть представлены определенной совокупностью связанных между собой 2-полюсников.

Согласно модифицированному методу узловых потенциалов при анализе переходных процессов уравнение электрической цепи представляется в форме

$$\mathbf{G}\cdot\boldsymbol{\varphi}+\mathbf{C}\cdot\frac{d}{dt}\boldsymbol{\varphi}=\mathbf{E}\,, \tag{1}$$

где **G** и **C** – матрицы состояния цепи размерностью $(N+M)\times(N+M)$; **E** и $\boldsymbol{\varphi}$ – вектор-столбцы источников и неизвестных величин размерностью $(N+M)$; N – число узлов; M – число независимых источников ЭДС, индуктивностей, идеальных ключей и др.

Вектор-столбец неизвестных содержит 2 подвектора $\boldsymbol{\varphi}=[\boldsymbol{\varphi}_\varphi^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\varphi}_i^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$, где $\boldsymbol{\varphi}_\varphi$ – подвектор потенциалов узлов длиной N, $\boldsymbol{\varphi}_i$ – подвектор токов длиной M.

Метод удобен при компьютерном моделировании благодаря тому, что исходные данные, описывающие электрическую цепь, представляются в форме простого неупорядоченного списка элементов. В результате предварительного анализа элементов списка определяются размерности матриц **G**, **C** и векторов **E** и $\boldsymbol{\varphi}$. Вклад каждого элемента учитывается путем добавления к предварительно созданным матрицам состояния цепи «штампов», специфичных для каждого типа элементов.

Определение вектора неизвестных $\boldsymbol{\varphi}$ для случаев постоянного или синусоидального тока (в комплексной форме) без учета изменения величин во времени $d\boldsymbol{\varphi}/dt=0$, т.е. решение СЛАУ вида $\mathbf{G}\cdot\boldsymbol{\varphi}=\mathbf{E}$, не вызывает вычислительных сложностей, так как матрица **G** всегда невырождена. Однако при расчете переходных процессов непосредственное приведение системы уравнений (1) к форме задачи Коши невозможно по причине вырожденности матрицы **C**. Причина этого заключается в наличии:

а) нулевых строк и столбцов в матрице **C**;

б) линейной зависимости пар строк и столбцов матрицы **C**, соответствующих номерам узлов незаземленных конденсаторов.

Очевидный способ преодоления первого ограничения состоит в выделении ненулевых строк и столбцов матрицы **C** в отдельную подматрицу $\mathbf{C}_{ss}$ за счет группировки строк и столбцов матриц **G**, **C** и соответствующих элементов векторов **E** и $\boldsymbol{\varphi}$, т.е. в приведении выражения (1) к виду

$$\begin{pmatrix}\mathbf{G}_{ss} & \mathbf{G}_{sa}\\ \mathbf{G}_{as} & \mathbf{G}_{aa}\end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix}\boldsymbol{\varphi}_s\\ \boldsymbol{\varphi}_a\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}\mathbf{C}_{ss} & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \mathbf{0}\end{pmatrix}\cdot\frac{d}{dt}\begin{pmatrix}\boldsymbol{\varphi}_s\\ \boldsymbol{\varphi}_a\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\mathbf{E}_s\\ \mathbf{E}_a\end{pmatrix}. \tag{2}$$

После этого система (1) распадается на две части. Сначала необходимо решить систему линейных алгебраических уравнений и найти подвектор $\boldsymbol{\varphi}_a$, зная известные начальные условия $\boldsymbol{\varphi}_s(t_0)$, затем решить задачу Коши и найти подвектор $\boldsymbol{\varphi}_s(t_1)$.

Однако подматрица $\mathbf{C}_{ss}$ получается невырожденной только при отсутствии в цепи незаземленных конденсаторов. Так, если выразить ток конденсатора i_C, включенного между узлами a и b электрической цепи, через потенциалы этих узлов

$$i_C = C\frac{du_C}{dt} = C\frac{d\varphi_a}{dt} - C\frac{d\varphi_b}{dt},$$

то для узлов a и b по 1 закону Кирхгофа соответственно:

$$\begin{pmatrix} C & -C \\ -C & C \end{pmatrix}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Sigma i_a \\ \Sigma i_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \tag{3}$$

где Σi_a и Σi_b – сумма токов узлов a и b без учета тока i_C. Матрица емкостей в данной системе уравнений является вырожденной по причине линейной зависимости ее строк (столбцов). В работе [5] приводится способ преодоления данного ограничения в 2 этапа:

1) устранение линейной зависимости строк матрицы емкостей путем замены одной из строк суммой обеих. Результат данного преобразования на примере системы (3) выглядит следующим образом:

$$\begin{pmatrix} C & -C \\ 0 & 0 \end{pmatrix}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Sigma i_a \\ \Sigma i_a + \Sigma i_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}; \tag{4}$$

2) переход от системы уравнений с потенциалами к системе уравнений с напряжениями. На примере системы уравнений (4) видно, что данная операция позволяет преобразовать систему к единственному дифференциальному уравнению вида $C \cdot du_C/dt + \Sigma i_a = 0$ с известным частным решением при наличии начальных условий и алгебраическому уравнению $\Sigma i_a + \Sigma i_b = 0$.

Для перехода к системе уравнений с напряжениями предварительно необходимо найти нормальное дерево графа цепи в форме матрицы смежности $\mathbf{A}_{twings}$ размерностью $N \times N$. Простой способ поиска нормального дерева графа цепи описан в работе [3]. Способ основан на использовании алгоритма Краскала, в котором ребрам присвоены веса w в зависимости от типов элементов по правилу $w_E < w_C < w_R < w_L < w_J$. Тогда для подвектора неизвестных $\boldsymbol{\varphi}_\varphi$ размером N, содержащего только потенциалы узлов, напряжения определяются как $\mathbf{u}_{twings} = \mathbf{A}_{twings}{}^T \cdot \boldsymbol{\varphi}_\varphi$, т.е. $\boldsymbol{\varphi}_\varphi = (\mathbf{A}_{twings}{}^T)^{-1} \cdot \mathbf{u}_{twings}$. Поскольку элементы подвектора $\boldsymbol{\varphi}_i$ (токи) не преобразуются, то

$$\mathbf{G} \cdot \begin{bmatrix} \left(\mathbf{A}_{twings}{}^T\right)^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{u}_{twings} \\ \boldsymbol{\varphi}_i \end{pmatrix} + \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} \left(\mathbf{A}_{twings}{}^T\right)^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt}\begin{pmatrix} \mathbf{u}_{twings} \\ \boldsymbol{\varphi}_i \end{pmatrix} = \mathbf{E}, \tag{5.1}$$

или

$$\mathbf{G}' \cdot \boldsymbol{\varphi}' + \mathbf{C}' \cdot \frac{d}{dt}\boldsymbol{\varphi}' = \mathbf{E}. \tag{5.2}$$

где $\mathbf{0}$ – нулевая подматрица; $\mathbf{1}$ – единичная подматрица. Поскольку матрица смежности $\mathbf{A}_{twings}$ всегда невырожденная, то матрица $\mathbf{G}'$ также невырожденная.

Дальнейшее преобразование заключается в группировке строк и столбцов матриц $\mathbf{G}'$ и $\mathbf{C}'$ с целью выделения ненулевой подматрицы, т.е. приведения уравнения (5.2) к виду (2). Ненулевая подматрица $\mathbf{C}_{ss}$ матрицы $\mathbf{C}'$ после указанного преобразования становится невырожденной, что дает возможность найти вектор неизвестных. С помощью начальных условий $\boldsymbol{\varphi}_s(t_0)$ из СЛАУ $\mathbf{G}_{as}\cdot\boldsymbol{\varphi}_s(t_0) + \mathbf{G}_{aa}\cdot\boldsymbol{\varphi}_a = \mathbf{E}_a$ выражается подвектор $\boldsymbol{\varphi}_a$, затем в результате решения системы уравнений $\mathbf{G}_{ss}\cdot\boldsymbol{\varphi}_s(t_1) + \mathbf{G}_{sa}\cdot\boldsymbol{\varphi}_a + \mathbf{C}_{ss}\cdot d\boldsymbol{\varphi}_s(t_1)/dt = \mathbf{E}_a$ определяется подвектор $\boldsymbol{\varphi}_s(t_1)$.

Несмотря на то, что известны принципы выполнения каждого этапа решения уравнения (1), универсальный алгоритм устранения линейно зависимых строк матрицы емкостей для схем с произвольной топологической сложностью не встречается.

Научная новизна работы состоит в разработке алгоритма устранения линейно зависимых строк матрицы **C** при топологически произвольном соединении конденсаторов.

Алгоритм устранения линейно зависимых строк матрицы емкостей состоит в следующем.

1. На этапе анализа структуры электрической цепи выделяется список незаземленных конденсаторов в форме множества

$$\mathbf{C_{n.g}} = \{(n_{1p}, n_{1m}), (n_{2p}, n_{2m}), \ldots, (n_{i.p}, n_{i,m})\},$$

где n_{ip}, n_{im} – положительный и отрицательный узлы i-го конденсатора.

2. Формируется ненаправленная матрица смежности $\mathbf{C_{i.m}}$ размерностью $N\times K$ для графа $\mathbf{Г}_C$, состоящего из незаземленных конденсаторов, где $K = |\mathbf{C_{n.g}}|$ – мощность множества $\mathbf{C_{n.g}}$. Электрическая цепь может иметь произвольное число таких графов, каждый из которых топологически может иметь различный вид: включать в себя деревья или циклы. Матрица смежности $\mathbf{C_{i.m}}$ содержит единицы в элементах с координатами (n_{jp}, j) и (n_{jm}, j), где j – номер незаземленного конденсатора (элемента множества $\mathbf{C_{n.g}}$). Остальные элементы матрицы смежности $\mathbf{C_{i.m}}$ равны нулю.

Все действия алгоритма сопровождаются упрощением матрицы смежности $\mathbf{C_{i.m}}$ и одновременной модификацией матриц цепи **G**, **C** и векторов **E, φ** так, чтобы в каждом столбце матрицы смежности $\mathbf{C_{i.m}}$ осталась только одна единица.

3. Определяются типы узлов графа $\mathbf{Г}_C$, инцидентных ветвям с конденсаторами. Узлы могут быть *концевыми* или *промежуточным*, для которых, соответственно:

$$\sum_{j=1}^{K}\mathbf{C_{i.m}}\left(i,j\right)=1 \text{ или } \sum_{j=1}^{K}\mathbf{C_{i.m}}\left(i,j\right)>1, \tag{6}$$

где i – номер узла; j – номер незаземленного конденсатора. Узлы i, неинцидентные ветвям с конденсаторами ($\Sigma_j\mathbf{C_{i.m}}(i,j) = 0$), не рассматриваются.

Основная операция алгоритма состоит в вычитании из строк в матрицы смежности $\mathbf{C_{i.m}}$ с промежуточными узлами строк с концевыми узлами. Одновременно с этим выполняются сложения тех же строк в матрицах **G**, **C** и векторах **E** и **φ**, что позволяет перейти, например, из системы уравнений (3) к системе уравнений (4). Указанные операции выполняются до тех пор, пока в матрице смежности $\mathbf{C_{i.m}}$ для каждого i-го узла $\Sigma_j\mathbf{C_{i.m}}(i, j)$ станет равной 1 или 0. В этом случае каждый узел, инцидентный ветвям с незаземленными конденсаторами, будет учитываться в матрицах состояния лишь 1 раз, что исключает вырожденность матрицы $\mathbf{C}'$ в уравнении (5.2).

Если элемент матрицы смежности, равный единице $\mathbf{C_{i.m}}(i, j) = 1$, является единственным ненулевым элементом в той же строке и том же столбце, то с i-м узлом и j-м конденсатором дальнейшие операции не требуются. Преобразования должны затрагивать только *дублированные концевые узлы*, для которых сумма элементов в столбцах

$$\sum_{i=1}^{N} \mathbf{C_{i.m}}\left(i, j\right) = 2\,. \tag{7}$$

4. Если в матрице смежности $\mathbf{C_{i.m}}$ имеются промежуточные и концевые дублированные узлы, определяемые по условиям (6) и (7), то для каждого промежуточного i-го узла выполняются следующие действия:

а) определяются элементы в i-й строке матрицы смежности $\mathbf{C_{i.m}}$, равные единице $\mathbf{C_{i.m}}(i, j) = 1$;

б) в каждом найденном j-м столбце проверяется наличие концевого узла;

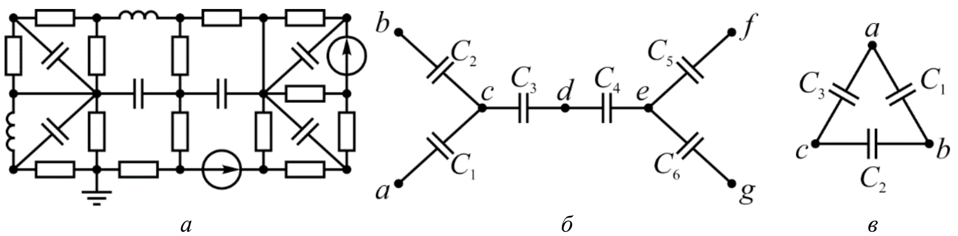
в) выполняется основная операция алгоритма для соответствующего i-го промежуточного и найденного концевого узла.

5. Если в матрице смежности $\mathbf{C_{i.m}}$ имеются концевые дублированные узлы, но промежуточные узлы отсутствуют, то должны существовать конденсаторы, изолированные от других. В этом случае: а) определяются изолированные конденсаторы, для которых оба соответствующих узла являются концевыми; б) выполняется основная операция алгоритма для соответствующих концевых узлов; в) если изолированные конденсаторы отсутствуют, то алгоритм завершается.

6. Если отсутствуют дублированные концевые узлы, определяемые по условию (7), то алгоритм завершается.

Шаги 1 и 2 выполняются один раз, шаги 3–6 – итерационно до завершения алгоритма на шаге 5 или 6.

Пример. В качестве примера рассмотрим схему, изображенную на рисунке, *а*. Список незаземленных конденсаторов в этом случае будет иметь вид $\mathbf{C_{n.g}} = \{(a, c), (b, c), (c, d), (d, e), (e, f), (e, g)\}$. Конденсаторы образуют граф, показанный на рисунке, *б*, не содержащий циклов. Пример циклического графа конденсаторов показан на рисунке, *в*.



а *б* *в*

Расчетная схема (*а*); древовидный граф конденсаторов (*б*); циклический граф (*в*)

Матрицы смежности $\mathbf{C}_{\mathbf{i.m}}$ для схем, показанных на рисунке, *б* и *в,* соответственно:

	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6
a	1					
b		1				
c	1	1	1			
d			1	1		
e				1	1	1
f					1	
g						1

	C_1	C_2	C_3
a	1		1
b	1	1	
c		1	1

В схеме, показанной на рисунке, *б*, узлы *a*, *b*, *f* и *g* являются концевыми, а узлы *c*, *d*, *e* – промежуточными. Все концевые узлы являются дублирующими – каждый конденсатор учитывается в матрицах состояния и матрице смежности дважды. В схеме, показанной на рисунке, *в*, нет концевых и, соответственно, дублирующих узлов. Матрицы состояния не имеют линейно зависимых строк, поэтому операции преобразования не требуются. Алгоритм завершается на шаге 6. Для схемы, показанной на рисунке, *б*, выполняется шаг 4. Одновременно с вычитанием строк матрицы смежности $\mathbf{C}_{\mathbf{i.m}}$ производятся сложения тех же строк матриц цепи **G**, **C** и векторов **E** и **φ**. В результате матрица смежности примет вид

	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6
a	1					
b		1				
c	0	0	1			
d			1	1		
e				1	0	0
f					1	
g						1

На шаге 3 следующей итерации вновь определяются концевые дублирующие узлы – *c*, *e* и промежуточный узел *d*. Выполняется шаг 4, в результате матрица смежности приобретет вид

	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6
a	1					
b		1				
c			1			
d			0	0		
e				1		
f					1	
g						1

В результате определения типов узлов (шаг 3) на следующей итерации получаем, что согласно матрице смежности дублирующие концевые узлы отсутствуют, поэтому алгоритм завершается.

Разработанный алгоритм обеспечивает вхождение каждого незаземленного конденсатора в матрицы состояния электрической цепи, составленные согласно модифицированному методу узловых потенциалов, только 1 раз. Это позволяет исключить вырожденность матриц состояния и преобразовать систему дифференциальных уравнений цепи к форме задачи Коши.

Практическая значимость разработанного алгоритма состоит в эффективном способе устранения линейно зависимых строк матриц состояния цепи, что позволяет перейти от системы уравнений с потенциалами к системе уравнений с напряжениями и определить вектор неизвестных.

Алгоритм может применяться при расчетах электрических цепей с управляемыми и неуправляемыми ключами, индуктивно связанными контурами, усилителями и другими элементами электрических цепей. Соответствующие модификация алгоритма и оценка эффективности его применения в этих случаях могут составлять перспективу дальнейших исследований по обозначенной тематике.

Литература

1. *Кинев Е.С., Тяпин А.А., Пантелеев В.И., Первухин М.В.* Реализация импульсно-кодового управления в параметрических моделях индукционных устройств // The Scientific Heritage. 2021. № 63-1. С. 53–61.

2. *Мыльников А.И., Новиков В.В.* Алгоритм моделирования диодно-резистивных схем // Международный научно-исследовательский журнал. 2016. № 1-2 (43). С. 84–91.

3. *Yildiz A.B.* A MNA-based unified ideal switch model for analysis of switching circuits. *Journal of Circuits, Systems and Computers*, 2013, vol. 22, no. 06. DOI: https://doi.org/-10.1142/-S0218126613500461.

4. *Ho C.W., Ruehli A.E., Brennan P.A.* The modified nodal approach to network analysis. *IEEE Tram. Circuits Syst.*, 1975, vol. CAS-22, pp. 504–509.

5. *Vega I., Riaza R.* Hybrid analysis of nonlinear circuits: DAE models with indices zero and one. *Circuits Syst Signal Process*, 2016, vol. 32, pp. 2065–2095. DOI: https://doi.org/10.1007/s00034-013-9570-y.

6. *Altun K., Balkan T., Platin B.E.* Extraction of state variable representations of dynamic systems employing linear graph theory. Proc. of Conf. «The sixth international conference on mechatronic design and modeling». Cappadocia, Turkey, 2002. DOI 10.13140/RG.2.2.29940.96647.

7. *Mandache L., Topan D., Sirbu I.-G.* Improved Modified Nodal Analysis of Nonlinear Analog Circuits in the Time Domain. Proc. of the World Congress on Engineering, 2010, June 30 – July 2, 2010, London, U.K. vol. II. Available at: https://www.researchgate.net/publication/45534515_Improved_Modified_Nodal_Analysis_of_Nonlinear_Analog_Circuits_in_the_Time_Domain.

ОРЛОВ АЛЕКСАНДР ИГОРЕВИЧ – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой электромеханики, Марийский государственный университет, Россия, Йошкар-Ола (karlorlov@gmail.com; ORCID: https://orcid.org/0000-0003-1152-6668).

Alexandr I. ORLOV

ALGORITHM OF ELECTRIC CIRCUIT STATE MATRIX TRANSFORMATION USING THE MODIFIED NODAL ANALYSIS

Key words: *Modified nodal analysis (MNA), circuit equation, mathematical and computer modeling, Cauchy problem, singular matrix.*

The article proposes the algorithm of electric circuit state matrix transformation obtained by the modified nodal analysis. The algorithm is aimed at reducing the system of electrical circuit differential equations to Cauchy problem form for the purpose of subsequent solution. Application of the modified nodal analysis to an electric circuit with energy inertial elements leads to a system of ordinary differential equations, which contains a singular matrix before the derivatives vector in matrix form if there are ungrounded capacitors in a circuit. For this reason, direct reduction of this equations system to Cauchy problem form is impossible. The idea of solving such systems is to pass from equations with potentials to equations with voltages and subsequent division of the equations system into two pieces: containing derivatives and without them. An important step in the transformation to equations with voltages is the elimination of linearly dependent rows of the singular matrix. The algorithm of that transformation is based on the analysis of the adjacency matrix compiled for the capacitors of the electrical circuit, and is the subject of this work. The algorithm can be used for topologically arbitrary connection of an unlimited number of capacitors. For the purpose of demonstration, an example of using the algorithm is given in the article.

References

1. Kinev E.S., Tyapin A.A., Panteleev V.I., Pervukhin M.V. *Implementation of pulse-code control in parametric models of induction devices* [Realizatsiya impul'sno-kodovogo upravleniya v parametricheskikh modelyakh induktsionnykh ustroistv]. *The Scientific Heritage,* 2021, no. 63-1, pp. 53–61.

2. Myl'nikov A.I., Novikov V.V. *Algoritm modelirovaniya diodno-rezistivnykh skhem* [Algorithm for modeling diode-resistive circuits]. *Mezhdunarodnyi nauchno-issledovatel'skii zhurnal*, 2016, no. 1-2 (43), pp. 84–91.

3. Altun K., Balkan T., Platin B.E. Extraction of state variable representations of dynamic systems employing linear graph theory. Proc. of Conf. «The sixth international conference on mechatronic design and modeling». Cappadocia, Turkey, 2002. DOI 10.13140/RG.2.2.29940.96647.

4. Ho C.W., Ruehli A.E., Brennan P.A. The modified nodal approach to network analysis. *IEEE Tram. Circuits Syst.*, 1975, vol. CAS-22, pp. 504–509.

5. Mandache L., Topan D., Sirbu I.-G. Improved Modified Nodal Analysis of Nonlinear Analog Circuits in the Time Domain. Proc. of the World Congress on Engineering, 2010, June 30 – July 2, 2010, London, U.K. vol. II. Available at: https://www.researchgate.net/publication/45534515_Improved_Modified_Nodal_Analysis_of_Nonlinear_Analog_Circuits_in_the_Time_Doma.

6. Vega I., Riaza R. Hybrid analysis of nonlinear circuits: DAE models with indices zero and one. *Circuits Syst Signal Process*, 2016, vol. 32, pp. 2065–2095. DOI: https://doi.org/10.1007/s00034-013-9570-y.

7. Yildiz A.B. A MNA-based unified ideal switch model for analysis of switching circuits. *Journal of Circuits, Systems and Computers*, 2013, vol. 22, no. 06. DOI: https://doi.org/10.1142/-S0218126613500461.

ALEKSANDR I. ORLOV – Candidate of Technical Sciences, Head of the Department of Electromechanics, Mari State University, Russia, Yoshkar-Ola (karlorlov@gmail.com; ORCID: https://orcid.org/0000-0003-1152-6668).

Формат цитирования: *Орлов А.И.* Алгоритм преобразования матриц состояния электрической цепи при использовании модифицированного метода узловых потенциалов // Вестник Чувашского университета. – 2022. – № 3. – С. 73–80. DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-73-80.

DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-81-87

УДК 621.311.1-027-044.952
ББК З279-051.1-017

А.Г. СЕМЕНОВА, А.О. ФЁДОРОВ,
В.С. ПЕТРОВ, А.М. ДМИТРЕНКО

ОСОБЕННОСТИ МОДАЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ В УСТРОЙСТВЕ ВОЛНОВОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТА ПОВРЕЖДЕНИЯ

Ключевые слова: *модальное преобразование, кабельная линия электропередачи, волновое определение места повреждения.*

Известно, что при коротком замыкании на воздушной линии электропередачи волны в фазах содержат составляющие двух воздушных и одного земляного волновых каналов. Из-за разной скорости распространения по линии этих составляющих в месте установки устройства волнового определения места повреждения они возникают в разное время. Это приводит к тому, что фронты волн в фазах становятся менее выраженными, и, следовательно, снижаются точность фиксации моментов их возникновения и точность определения места повреждения. Для разделения фазных величин воздушной линии электропередачи на независимые составляющие волновых каналов используются инвариантные преобразования Кларк, Карренбауэра или Ведпола. Однако данные преобразования в классическом виде не могут быть применены к электрическим величинам кабельной линии, поскольку её конструкция отличается от конструкции воздушной линии электропередачи. Цель настоящего исследования – иллюстрация использования модального преобразования на кабельной линии. В результате исследования получены следующие выводы: токи в жилах кабельной линии не влияют друг на друга, поэтому в устройстве волнового определения места повреждения, измеряющем волны тока, необходимо использовать непосредственно фазные токи жил без модального преобразования; если устройство волнового определения места повреждения контролирует токи или напряжения экранов кабелей, то нужно осуществлять модальное преобразование, при этом требуется учесть, что три волновых канала, образуемых экранами, аналогичны трем волновым каналам воздушной линии; если к кабельной линии примыкает силовой трансформатор, то волны тока в жилах будут полностью отражаться от места измерений, в таком случае в устройстве волнового определения места повреждения необходимо использовать волны напряжения в канале между жилой и экраном каждого кабеля трехфазной группы.

При коротком замыкании (КЗ) на воздушной линии электропередачи (ЛЭП) волны в фазах содержат составляющие двух воздушных и одного земляного волновых каналов [1]. Из-за разной скорости распространения этих составляющих в месте установки устройства волнового определения места повреждения (ОМП) они возникают в разное время [5]. Это приводит к тому, что фронты волн в фазах становятся менее выраженными и, следовательно, снижаются точность фиксации моментов их возникновения и точность определения места повреждения [8]. Для разделения фазных величин воздушной ЛЭП на независимые составляющие волновых каналов используются инвариантные преобразования Кларк [3], Карренбауэра [6] или Ведпола [9]. Однако данные преобразования в классическом виде не могут быть применены к электрическим величинам кабельной линии (КЛ), поскольку её конструкция отличается от конструкции воздушной ЛЭП.

Цель настоящего исследования – иллюстрация использования модального преобразования на КЛ.

Математическая модель КЛ. Сегодня в электрических сетях наиболее распространены КЛ, представляющие собой трехфазную группу одножильных кабелей[1]. Поэтому сначала рассмотрим взаимосвязь электрических величин в одножильном кабеле, а затем распространим полученные закономерности на трехфазную группу.

Токи и напряжения в одножильном кабеле связаны соотношениями (рис. 1) [4]

$$\begin{cases} -\dfrac{\partial}{\partial x}\begin{bmatrix} \underline{U}_1(x,p) \\ \underline{U}_2(x,p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_1(p) & -\underline{Z}_{12}(p) \\ -\underline{Z}_{12}(p) & \underline{Z}_2(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_1(x,p) \\ \underline{I}_2(x,p) \end{bmatrix}, \\ -\dfrac{\partial}{\partial x}\begin{bmatrix} \underline{I}_1(x,p) \\ \underline{I}_2(x,p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_1(p) & 0 \\ 0 & \underline{Y}_2(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_1(x,p) \\ \underline{U}_2(x,p) \end{bmatrix}, \end{cases} \quad (1)$$

где $\underline{I}_1(x,p)$ – ток, протекающий по жиле и возвращающийся через экран; $\underline{I}_2(x,p)$ – ток, протекающий по наружной поверхности экрана и возвращающийся через землю; $\underline{U}_1(x,p)$ – напряжение между жилой и экраном; $\underline{U}_2(x,p)$ – напряжение между экраном и землей; $\underline{Z}_1(p) = \underline{Z}_c^{out}(p) + +\underline{Z}_{is}^{in}(p) + \underline{Z}_s^{in}(p)$; $\underline{Z}_c^{out}(p)$ – удельное сопротивление внешней поверхности жилы; $\underline{Z}_{is}^{in}(p)$ – удельное сопротивление внутренней изоляции; $\underline{Z}_s^{in}(p)$ – удельное сопротивление внутренней поверхности экрана; $\underline{Z}_2(p) = \underline{Z}_s^{out}(p) + \underline{Z}_{is}^{out}(p) + \underline{Z}_g(p)$; $\underline{Z}_s^{out}(p)$ – удельное сопротивление внешней поверхности экрана; $\underline{Z}_{is}^{out}(p)$ – удельное сопротивление внешней изоляции; $\underline{Z}_g(p)$ – сопротивление поверхности земли; $\underline{Z}_{12}(p)$ – удельное внутреннее сопротивление экрана, $\underline{Y}_1(p)$ и $\underline{Y}_2(p)$ – удельные емкостные проводимости внутренней и внешней изоляции, соответственно.

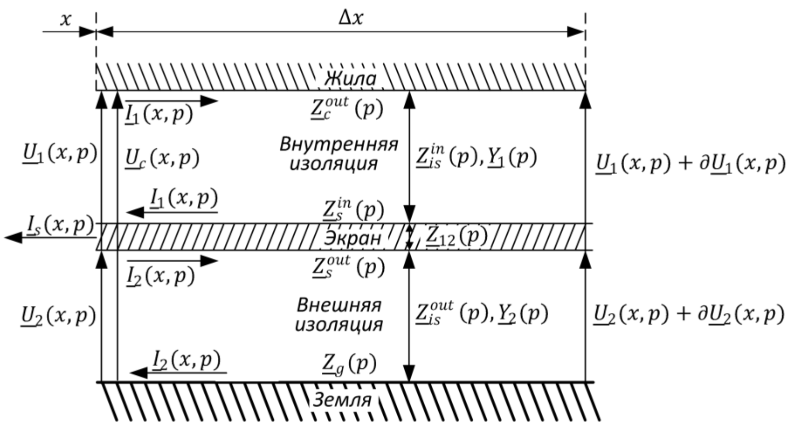


Рис. 1. Пояснение к расчету одножильного кабеля

[1] СТО 56947007- 29.060.20.071-2011 Силовые кабельные линии напряжением 110–500 кВ. Условия создания. Нормы и требования. Стандарт организации ОАО «ФСК ЕЭС», дата введения: 25.03.2011.

Из рис. 1 видно, что

$$\begin{cases} \underline{U}_1(x,p) = \underline{U}_c(x,p) - \underline{U}_2(x,p), \\ \underline{I}_2(x,p) = \underline{I}_s(x,p) + \underline{I}_1(x,p), \end{cases} \tag{2}$$

где $\underline{U}_c(x,p)$ и $\underline{I}_s(x,p)$ – фазные напряжение жилы и ток в экране, соответственно.

Для удобства введем обозначения

$$\underline{I}_1(x,p) = \underline{I}_c(x,p) \text{ и } \underline{U}_2(x,p) == \underline{U}_s(x,p).$$

Тогда из (1) и (2) получим телеграфные уравнения одножильного кабеля

$$\begin{cases} -\dfrac{\partial}{\partial x}\begin{bmatrix}\underline{U}_c(x,p)\\ \underline{U}_s(x,p)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\underline{Z}_{cc}(p) & \underline{Z}_{cs}(p)\\ \underline{Z}_{cs}(p) & \underline{Z}_{ss}(p)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\underline{I}_c(x,p)\\ \underline{I}_s(x,p)\end{bmatrix}, \\ -\dfrac{\partial}{\partial x}\begin{bmatrix}\underline{I}_c(x,p)\\ \underline{I}_s(x,p)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\underline{Y}_{cc}(p) & -\underline{Y}_{cc}(p)\\ -\underline{Y}_{cc}(p) & \underline{Y}_{ss}(p)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\underline{U}_c(x,p)\\ \underline{U}_s(x,p)\end{bmatrix}, \end{cases}$$

где

$$\begin{aligned} &\underline{Z}_{cc}(p) = \underline{Z}_1(p) - 2\underline{Z}_{12}(p) + \underline{Z}_2(p), \\ &\underline{Z}_{cs}(p) = -\underline{Z}_{12}(p) + \underline{Z}_2(p), \\ &\underline{Z}_{ss}(p) = \underline{Z}_2(p), \\ &\underline{Y}_{cc}(p) = \underline{Y}_1(p), \\ &\underline{Y}_{ss}(p) = \underline{Y}_1(p) + \underline{Y}_2(p). \end{aligned}$$

Распространим рассуждения на симметричную трехфазную группу одножильных кабелей (рис. 2). При этом учтем, что электромагнитная связь между одножильными кабелями обусловлена лишь токами в экранах [7], а ёмкостная проводимость между экранами кабелей равна нулю, поскольку они заземлены [7].

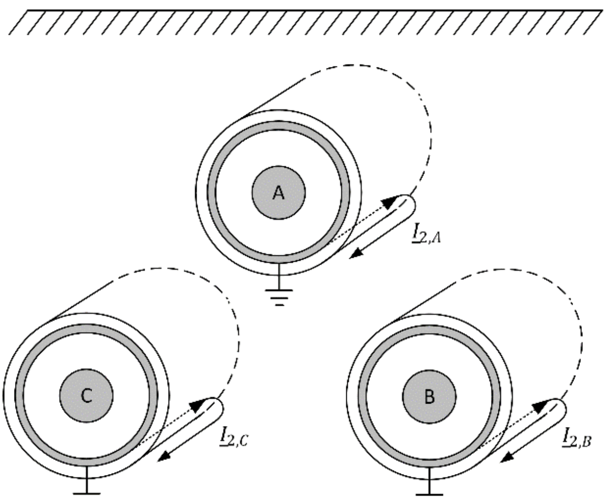


Рис. 2 Трехфазная группа одножильных кабелей

С учетом (1) для симметричной трехфазной группы одножильных кабелей получим

$$\begin{cases} -\dfrac{\partial}{\partial x}\begin{bmatrix}\underline{\mathbf{U}}_1\\ \underline{\mathbf{U}}_2\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\underline{\mathbf{Z}}_1 & -\underline{\mathbf{Z}}_{12}\\ -\underline{\mathbf{Z}}_{12} & \underline{\mathbf{Z}}_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\underline{\mathbf{I}}_1\\ \underline{\mathbf{I}}_2\end{bmatrix}, \\ -\dfrac{\partial}{\partial x}\begin{bmatrix}\underline{\mathbf{I}}_1\\ \underline{\mathbf{I}}_2\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\underline{\mathbf{Y}}_1 & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \underline{\mathbf{Y}}_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\underline{\mathbf{U}}_1\\ \underline{\mathbf{U}}_2\end{bmatrix}, \end{cases} \tag{3}$$

где $\underline{\mathbf{U}}_1$ и $\underline{\mathbf{U}}_2$, $\underline{\mathbf{I}}_1$ и $\underline{\mathbf{I}}_2$ – векторы-столбцы, состоящие из $\underline{U}_{1,\nu}(x,p)$ и $\underline{U}_{1,\nu}(x,p)$, $\underline{I}_{1,\nu}(x,p)$ и $\underline{I}_{2,\nu}(x,p)$, соответственно ($\nu = \overline{A,B,C}$); $\underline{\mathbf{Z}}_1$ и $\underline{\mathbf{Z}}_{12}$, $\underline{\mathbf{Y}}_1$ и $\underline{\mathbf{Y}}_2$ – диагональные матрицы, элементы на главной диагонали которых равны $\underline{Z}_1(p)$ и $\underline{Z}_{12}(p)$, $\underline{Y}_1(p)$ и $\underline{Y}_2(p)$, соответственно; $\underline{\mathbf{Z}}_2$ – матрица, элементы на главной диагонали которой равны $\underline{Z}_2(p)$, а все остальные – удельному междуфазному сопротивлению $\underline{Z}_M(p)$, $\mathbf{0}$ – нулевая матрица.

Из (3) с учетом (2), принимая во внимание, что удельное внутреннее сопротивление экрана $\underline{Z}_{12}(p) \approx 0$, получим [4, 7]

$$\begin{cases} -\dfrac{\partial}{\partial x}\begin{bmatrix}\underline{\mathbf{U}}_c\\ \underline{\mathbf{U}}_s\end{bmatrix} = \underline{\mathbf{Z}}\begin{bmatrix}\underline{\mathbf{I}}_c\\ \underline{\mathbf{I}}_s\end{bmatrix}, \\ -\dfrac{\partial}{\partial x}\begin{bmatrix}\underline{\mathbf{I}}_c\\ \underline{\mathbf{I}}_s\end{bmatrix} = \underline{\mathbf{Y}}\begin{bmatrix}\underline{\mathbf{U}}_c\\ \underline{\mathbf{U}}_s\end{bmatrix}, \end{cases} \tag{4}$$

где $\underline{\mathbf{U}}_c$ и $\underline{\mathbf{U}}_s$, $\underline{\mathbf{I}}_c$ и $\underline{\mathbf{I}}_s$ – векторы-столбцы, состоящие из $\underline{U}_{c,\nu}(x,p)$ и $\underline{U}_{s,\nu}(x,p)$, $\underline{I}_{c,\nu}(x,p)$ и $\underline{I}_{s,\nu}(x,p)$, соответственно; $\underline{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix}\underline{\mathbf{Z}}_{cc} & \underline{\mathbf{Z}}_{ss}\\ \underline{\mathbf{Z}}_{ss} & \underline{\mathbf{Z}}_{ss}\end{bmatrix}$, $\underline{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix}\underline{\mathbf{Y}}_{cc} & -\underline{\mathbf{Y}}_{cc}\\ -\underline{\mathbf{Y}}_{cc} & \underline{\mathbf{Y}}_{ss}\end{bmatrix}$, $\underline{\mathbf{Z}}_{cc}$ и $\underline{\mathbf{Z}}_{ss}$ – матрицы, элементы на главных диагоналях которых равны $\underline{Z}_{cc}(p)$ и $\underline{Z}_{ss}(p)$, соответственно, а все остальные – $\underline{Z}_M(p)$, $\underline{\mathbf{Y}}_{cc}$ и $\underline{\mathbf{Y}}_{ss}$ – диагональные матрицы, элементы на главной диагонали которых равны $\underline{Y}_{cc}(p)$ и $\underline{Y}_{ss}(p)$, соответственно.

Продифференцировав оба выражения системы (4), получим дифференциальные уравнения с одной неизвестной

$$\begin{cases} \dfrac{\partial^2}{\partial x^2}\begin{bmatrix}\underline{\mathbf{U}}_c\\ \underline{\mathbf{U}}_s\end{bmatrix} = \underline{\mathbf{ZY}}\begin{bmatrix}\underline{\mathbf{U}}_c\\ \underline{\mathbf{U}}_s\end{bmatrix}, \\ \dfrac{\partial^2}{\partial x^2}\begin{bmatrix}\underline{\mathbf{I}}_c\\ \underline{\mathbf{I}}_s\end{bmatrix} = \underline{\mathbf{YZ}}\begin{bmatrix}\underline{\mathbf{I}}_c\\ \underline{\mathbf{I}}_s\end{bmatrix}, \end{cases} \tag{5}$$

Модальное преобразование электрических величин. Решение дифференциальных уравнений (5) является сложной задачей, поскольку требует учета взаимной связи между электрическими величинами в жилах и экранах. Чтобы преодолеть эту сложность, удобно рассматривать распространение волн в независимых волновых каналах.

Напряжения и токи волновых каналов определяются с использованием свойств матричных преобразований подобия из уравнений

$$\begin{bmatrix}\underline{\mathbf{U}}_c\\ \underline{\mathbf{U}}_s\end{bmatrix} = \mathbf{T}_u\begin{bmatrix}\underline{\mathbf{U}}_c^m\\ \underline{\mathbf{U}}_s^m\end{bmatrix}, \tag{6}$$

$$\begin{bmatrix} \underline{\mathbf{I}}_c \\ \underline{\mathbf{I}}_s \end{bmatrix} = \mathbf{T}_i \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{I}}_c^m \\ \underline{\mathbf{I}}_s^m \end{bmatrix}, \tag{7}$$

где $\mathbf{T}_u$ и $\mathbf{T}_i$ – матрицы связи величин волновых каналов с фазными величинами; $\underline{\mathbf{U}}_c^m$ и $\underline{\mathbf{U}}_s^m$, $\underline{\mathbf{I}}_c^m$ и $\underline{\mathbf{I}}_s^m$ – напряжения и токи волновых каналов: векторы-столбцы, состоящие из $\underline{U}_{c,\delta}(x,p)$ и $\underline{U}_{s,\delta}(x,p)$, $\underline{I}_{c,\delta}(x,p)$ и $\underline{I}_{s,\delta}(x,p)$, соответственно ($\delta = \overline{1,2,3}$).

Подставляя (6) и (7) в (5), получим систему дифференциальных уравнений волновых каналов:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial^2}{\partial x^2} \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{U}}_c^m \\ \underline{\mathbf{U}}_s^m \end{bmatrix} = \mathbf{T}_u{}^{-1} \underline{\mathbf{ZY}} \mathbf{T}_u \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{U}}_c^m \\ \underline{\mathbf{U}}_s^m \end{bmatrix}, \\ \dfrac{\partial^2}{\partial x^2} \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{I}}_c^m \\ \underline{\mathbf{I}}_s^m \end{bmatrix} = \mathbf{T}_i{}^{-1} \underline{\mathbf{YZ}} \mathbf{T}_i \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{I}}_c^m \\ \underline{\mathbf{I}}_s^m \end{bmatrix}. \end{cases} \tag{8}$$

Из (8) следует, что матрицы преобразований $\mathbf{T}_u$ и $\mathbf{T}_i$ должны быть выбраны таким образом, чтобы произведения $\mathbf{T}_u{}^{-1}\underline{\mathbf{ZY}}\mathbf{T}_u$ и $\mathbf{T}_i{}^{-1}\underline{\mathbf{YZ}}\mathbf{T}_i$ были диагональными матрицами. Это будет верно только в том случае, если матрицы $\mathbf{T}_u$ и $\mathbf{T}_i$ будут состоять из собственных векторов матриц $\underline{\mathbf{ZY}}$ и $\underline{\mathbf{YZ}}$, соответственно [1]. С учетом этого можно получить матрицы преобразования для токов

$$\mathbf{T}_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{3} \\ 0 & -1 & 0 & \frac{2}{3} & 0 & \frac{1}{3} \\ 0 & 0 & -1 & -\frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{3} \end{bmatrix}, \mathbf{T}_i{}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{9}$$

и напряжений

$$\mathbf{T}_u = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{3} & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{3} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{T}_u{}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix}. \tag{10}$$

Из анализа уравнений (6), (7), (9) и (10) следует, что:

1. Токи в жилах кабельной линии не влияют друг на друга. Поэтому в устройстве волнового ОМП, измеряющем волны тока, необходимо использовать непосредственно фазные токи без модального преобразования.

2. Если устройство волнового ОМП контролирует токи или напряжения экранов кабелей, то нужно осуществлять модальное преобразование. При этом требуется учесть, что три волновых канала, образуемых экранами, аналогичны трем волновым каналам воздушной линии.

3. Если к кабельной линии примыкает силовой трансформатор, то волны тока в жилах будут полностью отражаться от места измерений. В таком случае в устройстве волнового ОМП необходимо использовать волны напряжения в канале между жилой и экраном каждого кабеля трехфазной группы.

Литература / References

1. *Alekseev V.S., Petrov V.S., Naumov V.A.* Invariance of Modal Transformations of Electrical Values in Traveling Wave Fault Locator. 2020 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), Sochi, Russia, 2020, pp. 1–5. DOI: 10.1109/ICIEAM48468.2020.9111912.

2. *Ametani A., Ohno T., Nagaoka N.* Cable system transients: theory, modeling and simulation. John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd., 2015.

3. *Clarke I.E.* Circuit Analysis of Alternating Current Power Systems. New York, Wiley, 1943, vol. 1.

4. *Dommel H.W.* Electromagnetic Transients Program: Theory Book, Bonneville Power Administration, 1986.

5. *Fedorov A., Petrov V., Naumov V., Hristoforov V.* Theory of single-end traveling wave fault location. In: Int. Conf. on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), Sochi, Russia, 2021, pp. 68–74. DOI: 10.1109/ICIEAM51226.2021.9446310.

6. *Lei A., Dong X., Shi S.* A Novel Method to Identify the Travelling WaveReflected from the Fault Point or the Remote-end Bus. In: IEEE Power & Energy Society General Meeting, 2015, pp. 1–5. DOI: 10.1109/PESGM.2015.7285725.

7. *Martinez-Velasco J.A.* Power System Transients. Parameter Determination, CRC Press, 2010, 644 p. DOI: 10.1201/9781420065305.

8. *Schweitzer E., Guzmán A., Mynam M., Skendzic V., Kasztenny B., Marx S.* Locating faults by the traveling waves they launch. In: 67th Annual Conference for Protective Relay Engineers, 2014, pp. 95–110. DOI: 10.1109/CPRE.2014.6798997.

9. *Wedepohl L M.* Application of matrix methods to the solution of travelling-wave phenomena in polyphaser systems. Proc. IEE 110, 1963, no. 12, pp. 2200–2212.

СЕМЕНОВА АНАСТАСИЯ ГЕННАДЬЕВНА – инженер департамента автоматизации энергосистем, ООО НПП «ЭКРА», Россия, Чебоксары (semenova_ag@ekra.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-0211-5341).

ФЁДОРОВ АЛЕКСЕЙ ОЛЕГОВИЧ – аспирант кафедры теоретических основ электротехники и релейной защиты и автоматики, Чувашский государственный университет; инженер-исследователь 3-й категории департамента автоматизации энергосистем, ООО НПП «ЭКРА», Россия, Чебоксары (fedorov_a@ekra.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-8863-5956).

ПЕТРОВ ВЛАДИМИР СЕРГЕЕВИЧ – кандидат технических наук, доцент кафедры теоретических основ электротехники и релейной защиты и автоматики, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (petrov_vs@ekra.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-3667-1442).

ДМИТРЕНКО АЛЕКСАНДР МИХАЙЛОВИЧ – доктор технических наук, профессор кафедры электроснабжения и интеллектуальных электроэнергетических систем имени А.А. Фёдорова, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (dmitrenko_am@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-4380-3482).

Anastasia G. SEMENOVA, Aleksey O. FEDOROV,
Vladimir S. PETROV, Aleksandr M. DMITRENKO

MODAL TRANSFORM FEATURES OF CABLE LINE ELECTRICAL VALUES IN A TRAVELING WAVE FAULT LOCATOR

Key words: *modal transform, cable line, traveling wave fault location.*

It is known that during a short circuit on an overhead line, the traveling waves in the phases contain components of two aerial and one ground modes. Due to the different propagation velocity along the line of these components at the locator installation place they arrive at different times. This leads to the fact that the traveling wave front in the phases becomes less pronounced, and, consequently, the accuracy of determining their arrival time and accuracy of the fault location decrease. To divide the phase values of an overhead line into independent components of modes, invariant transformations – Clark transformation, Karrenbauer transformation, or Wedepohl transformation – are used. However, these transformations in their classical form cannot be applied to the electrical values of a cable line, since its design differs from that of an overhead power line. The purpose of the article is to illustrate the use of modal transformation on a cable line. As a result of the study, the following conclusions were obtained: currents in the cable line cores do not affect each other, therefore, in the wave fault locator that measures current waves, it is necessary to use directly the phase currents of the cores without modal transformation; if the wave fault locator measures the currents or voltages of the cable screens, the modal transformation should be performed, and it must be taken into account that the three modes formed by the screens are similar to the three modes of the overhead line; if a power transformer is adjacent to the cable line, the current traveling waves in the cores will be completely reflected from the measurement place, in this case in the wave fault locator it is necessary to use voltage traveling waves in the mode between the core and the screen of each cable of the three-phase group.

ANASTASIA G. SEMENOVA – Engineer, Power Systems Automation Department, EKRA Ltd, Russia, Cheboksary (semenova_ag@ekra.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-0211-5341).

ALEKSEY O. FEDOROV – Post-Graduate Student, Theoretical Foundations of Electrical Engineering and Relay Protection and Automation Department, Chuvash State University; Research Engineer, Power Systems Automation Department, EKRA Ltd, Russia, Cheboksary (fedorov_a@ekra.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-8863-5956).

VLADIMIR S. PETROV – Candidate of Technical Sciences, Assistant Professor, Department of Theoretical Foundations of Electrical Engineering and Relay Protection and Automation, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (petrov_vs@ekra.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-3667-1442).

ALEKSANDR M. DMITRENKO – Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Power Supply and Intelligent Electric Power Systems named after A.A. Fedorov, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (dmitrenko_am@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-4380-3482).

Формат цитирования: *Семенова А.Г., Фёдоров А.О., Петров В.С., Дмитренко А.М.* Особенности модального преобразования электрических величин кабельной линии электропередачи в устройстве волнового определения места повреждения // Вестник Чувашского университета. – 2022. – № 3. – С. 81–87. DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-81-87.

DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-88-94

УДК 621.311.1-027-044.952
ББК З279-051.1-017

А.Г. СЕМЕНОВА, А.О. ФЁДОРОВ,
В.С. ПЕТРОВ, А.М. ДМИТРЕНКО

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ УСТРОЙСТВА ВОЛНОВОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТА ПОВРЕЖДЕНИЯ НА ДВУХЦЕПНОЙ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

Ключевые слова: *модальное преобразование, двухцепная линия электропередачи, волновое определение места повреждения.*

Точность и устойчивость функционирования устройства одностороннего волнового определения места повреждения напрямую зависит от правильности построения модели электрической сети аварийного режима. В режиме земляных коротких замыканий эта задача осложняется ввиду необходимости учета составляющих воздушных и земляного волновых каналов линии электропередачи в модели электрической сети аварийного режима. Ее неправильное решение ведет к снижению точности определения моментов возникновения рабочих волн, что, в свою очередь, увеличивает погрешность расчёта расстояния до места повреждения. С целью правильного построения модели электрической сети аварийного режима и точного выявления моментов возникновения рабочих волн в устройствах волнового определения места повреждения выполняется фазно-модальное преобразование. Таким преобразованием для одноцепной линии электропередачи может быть одно из инвариантных преобразований Кларк, Карренбауэра или Ведпола. Классическое представление этих преобразований не может быть непосредственно применено для электрических величин двухцепной линии электропередачи, состоящей из шести проводов и, соответственно, имеющей шесть независимых волновых каналов. Цель настоящей статьи – иллюстрация применения модального преобразования для разделения электрических величин двухцепной линии электропередачи.

Возникновение земляного короткого замыкания (КЗ) на воздушной линии электропередачи (ЛЭП) приводит к появлению в фазных напряжениях и токах составляющих двух воздушных и одного земляного волновых каналов [6, 12]. Поскольку эти составляющие имеют разную скорость распространения вдоль ЛЭП, то в месте установки устройства волнового определения места повреждения (ОМП) они возникают в разное время [2, 7, 8]. Для удобства анализа упомянутых составляющих и повышения точности фиксации моментов возникновения рабочих волн в модели электрической сети аварийного режима устройство волнового ОМП выполняет модальное преобразование фазных величин [9, 14]. Причем использование сигнала волнового канала с меньшим затуханием при выборе рабочих волн позволяет повысить точность и надежность определения места повреждения.

Для перехода от фазных величин к трём волновым каналам на одноцепной ЛЭП традиционно используют одно из инвариантных преобразований Кларк [4, 11, 17], Карренбауэра [13, 15] или Ведпола [15, 20]. Классическое представление этих преобразований не может быть непосредственно применено для электрических величин двухцепной ЛЭП, состоящей из шести проводов и, соответственно, имеющей шесть независимых волновых каналов.

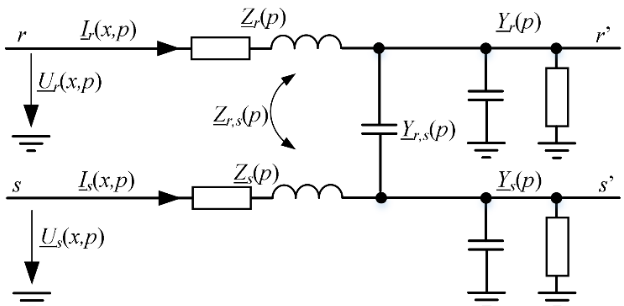
Цель настоящей статьи – иллюстрация применения модального преобразования для разделения электрических величин двухцепной ЛЭП.

Теоретические основы модального преобразования. Телеграфные уравнения, описывающие распространение волн в ЛЭП, содержащей n проводов (рисунок), в операторной форме имеют вид [1, 3]

$$\begin{cases} -\dfrac{\partial \underline{\mathbf{U}}}{\partial x} = \underline{\mathbf{Z}}\,\underline{\mathbf{I}}, \\ -\dfrac{\partial \underline{\mathbf{I}}}{\partial x} = \underline{\mathbf{Y}}\,\underline{\mathbf{U}}, \end{cases} \tag{1}$$

где $\underline{\mathbf{U}} = \begin{bmatrix} \underline{U}_1(x,p) \\ \dots. \\ \underline{U}_n(x,p) \end{bmatrix}$ – вектор фазных комплексных значений напряжений на проводах многопроводной ЛЭП; $\underline{\mathbf{I}} = \begin{bmatrix} \underline{I}_1(x,p) \\ \dots. \\ \underline{I}_n(x,p) \end{bmatrix}$ – вектор фазных комплексных значений токов в проводах многопроводной ЛЭП; $p = a + j\omega$ – оператор Лапласа; $\underline{\mathbf{Z}}$ и $\underline{\mathbf{Y}}$ – матрицы удельных сопротивлений и проводимостей многопроводной ЛЭП:

$$\underline{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_1(p) & \dots & \underline{Z}_{n,1}(p) \\ \dots & \dots & \dots \\ \underline{Z}_{1,n}(p) & \dots & \underline{Z}_n(p) \end{bmatrix}, \underline{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_1(p) & \dots & \underline{Y}_{n,1}(p) \\ \dots & \dots & \dots \\ \underline{Y}_{1,n}(p) & \dots & \underline{Y}_n(p) \end{bmatrix}. \tag{2}$$



Бесконечно малый элемент двух фаз *r* и *s* многопроводной ЛЭП

Продифференцировав обе части уравнений (1) и (2), получим дифференциальные уравнения с одной неизвестной:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial^2 \underline{\mathbf{U}}}{\partial x^2} = \underline{\mathbf{Z}}\,\underline{\mathbf{Y}}\,\underline{\mathbf{U}}, \\ \dfrac{\partial^2 \underline{\mathbf{I}}}{\partial x^2} = \underline{\mathbf{Y}}\,\underline{\mathbf{Z}}\,\underline{\mathbf{I}}. \end{cases} \tag{3}$$

Решение дифференциальных уравнений (3) является сложной задачей, поскольку требует учета взаимной связи между проводами ЛЭП [5, 10, 16, 18, 19]. Чтобы преодолеть эту сложность, удобно рассматривать распространение волн по так называемым волновым каналам, в каждом из которых волны распространяются независимо от других каналов.

Напряжения $\underline{\mathbf{U}}_m$ и токи $\underline{\mathbf{I}}_m$ волновых каналов определяются с использованием свойств матричных преобразований подобия из уравнений

$$\underline{\mathbf{U}} = \mathbf{T}_u \underline{\mathbf{U}}_m, \tag{4}$$

$$\underline{\mathbf{I}} = \mathbf{T}_i \underline{\mathbf{I}}_m, \tag{5}$$

где $\mathbf{T}_u$ и $\mathbf{T}_i$ – матрицы связи величин волновых каналов с фазными величинами.

Подставляя (4) и (5) в (3), получим систему дифференциальных уравнений волновых каналов:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial^2 \underline{\mathbf{U}}_m}{\partial x^2} = \mathbf{T}_u^{-1} \underline{\mathbf{Z}}\, \underline{\mathbf{Y}}\, \mathbf{T}_u\, \underline{\mathbf{U}}_m, \\ \dfrac{\partial^2 \underline{\mathbf{I}}_m}{\partial x^2} = \mathbf{T}_i^{-1} \underline{\mathbf{Y}}\, \underline{\mathbf{Z}}\, \mathbf{T}_i\, \underline{\mathbf{I}}_m, \end{cases} \tag{6}$$

где $\mathbf{T}_u$ и $\mathbf{T}_i$ выбираются таким образом, чтобы произведения $\mathbf{T}_u^{-1} \underline{\mathbf{Z}}\, \underline{\mathbf{Y}}\, \mathbf{T}_u$ и $\mathbf{T}_i^{-1} \underline{\mathbf{Y}}\, \underline{\mathbf{Z}}\, \mathbf{T}_i$ были диагональными матрицами. Это исключает взаимное влияния волновых каналов в системе дифференциальных уравнений (6).

Как известно из теоремы о приведении матрицы к диагональному виду [3], произведения $\mathbf{T}_u^{-1} \underline{\mathbf{Z}}\, \underline{\mathbf{Y}}\, \mathbf{T}_u$ и $\mathbf{T}_i^{-1} \underline{\mathbf{Y}}\, \underline{\mathbf{Z}}\, \mathbf{T}_i$ будут являться диагональными матрицами только в том случае, если матрицы $\mathbf{T}_u$ и $\mathbf{T}_i$ состоят из собственных векторов матриц $\underline{\mathbf{Z}}\, \underline{\mathbf{Y}}$ и $\underline{\mathbf{Y}}\, \underline{\mathbf{Z}}$, соответственно. Таким образом, переход к волновым каналам сводится к задаче определения собственных векторов матриц $\underline{\mathbf{Z}}\, \underline{\mathbf{Y}}$ и $\underline{\mathbf{Y}}\, \underline{\mathbf{Z}}$.

Симметричная двухцепная ЛЭП. Ввиду того, что на ЛЭП осуществляется транспозиция проводов, при выводе матрицы модального преобразования с использованием его теоретических основ достаточно представления ЛЭП симметричной и полностью транспонированной. Кроме того, влияние грозотросов можно не учитывать, поскольку они не оказывают существенного влияния на волновой процесс [18]. Поэтому для первой цепи из (3)

$$\underline{Z}_1(p) = \underline{Z}_2(p) = \underline{Z}_3(p) = \underline{Z}_L(p),$$

$$\underline{Z}_{1,2}(p) = \underline{Z}_{2,1}(p) = \underline{Z}_{2,3}(p) = \underline{Z}_{3,2}(p) = \underline{Z}_{3,1}(p) = \underline{Z}_{1,3}(p) = \underline{Z}_{pp}(p),$$

$$\underline{Y}_1(p) = \underline{Y}_2(p) = \underline{Y}_3(p) = \underline{Y}_L(p),$$

$$\underline{Y}_{1,2}(p) = \underline{Y}_{2,1}(p) = \underline{Y}_{2,3}(p) = \underline{Y}_{3,2}(p) = \underline{Y}_{3,1}(p) = \underline{Y}_{1,3}(p) = \underline{Y}_{pp}(p)$$

и для второй цепи

$$\underline{Z}_4(p) = \underline{Z}_5(p) = \underline{Z}_6(p) = \underline{Z}_L(p),$$

$$\underline{Z}_{4,5}(p) = \underline{Z}_{5,4}(p) = \underline{Z}_{5,6}(p) = \underline{Z}_{6,5}(p) = \underline{Z}_{6,4}(p) = \underline{Z}_{4,6}(p) = \underline{Z}_{pp}(p),$$

$$\underline{Y}_4(p) = \underline{Y}_5(p) = \underline{Y}_6(p) = \underline{Y}_L(p),$$

$$\underline{Y}_{4,5}(p) = \underline{Y}_{5,4}(p) = \underline{Y}_{5,6}(p) = \underline{Y}_{6,5}(p) = \underline{Y}_{6,4}(p) = \underline{Y}_{4,6}(p) = \underline{Y}_{pp}(p),$$

а также

$$\underline{Z}_{n,m}(p) = \underline{Z}_{m,n}(p) = \underline{Z}_s(p),$$

$$\underline{Y}_{n,m}(p) = \underline{Y}_{m,n}(p) = \underline{Y}_s(p),$$

где $n = \overline{1-3}$, $m = \overline{4-6}$ – индексы фаз первой и второй цепи.

Тогда произведение симметричных матриц удельных параметров двухцепной ЛЭП $\underline{\mathbf{Z}}$ и $\underline{\mathbf{Y}}$ будет также симметричная матрица:

$$\underline{\mathbf{Z}}\,\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{Y}}\,\underline{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} \underline{\boldsymbol{N}}(p) & \underline{\boldsymbol{M}}(p) \\ \underline{\boldsymbol{M}}(p) & \underline{\boldsymbol{N}}(p) \end{bmatrix}, \tag{7}$$

где

$$\underline{\boldsymbol{N}}(p) = \begin{bmatrix} \underline{e}(p) & \underline{h}(p) & \underline{h}(p) \\ \underline{h}(p) & \underline{e}(p) & \underline{h}(p) \\ \underline{h}(p) & \underline{h}(p) & \underline{e}(p) \end{bmatrix},$$

$$\underline{\boldsymbol{M}}(p) = \begin{bmatrix} \underline{g}(p) & \underline{g}(p) & \underline{g}(p) \\ \underline{g}(p) & \underline{g}(p) & \underline{g}(p) \\ \underline{g}(p) & \underline{g}(p) & \underline{g}(p) \end{bmatrix},$$

$$\underline{e}(p) = \underline{Z}_L(p)\underline{Y}_L(p) + 2\underline{Z}_{pp}(p)\underline{Y}_{pp}(p) + 3\underline{Z}_s(p)\underline{Y}_s(p),$$

$$\underline{h}(p) = \underline{Z}_{pp}(p)\underline{Y}_{pp}(p) + \underline{Z}_L(p)\underline{Y}_{pp}(p) + \underline{Z}_{pp}(p)\underline{Y}_z(p) + 3\underline{Z}_s(p)\underline{Y}_s(p),$$

$$\underline{g}(p) = 2\underline{Z}_{pp}(p)\underline{Y}_s(p) + \underline{Z}_L(p)\underline{Y}_s(p) + 2\underline{Z}_s(p)\underline{Y}_{pp}(p) + \underline{Z}_s(p)\underline{Y}_z(p).$$

Для того, чтобы найти собственные векторы матриц $\underline{\mathbf{Z}}\,\underline{\mathbf{Y}}$ и $\underline{\mathbf{Y}}\,\underline{\mathbf{Z}}$, необходимо найти собственные значения $\boldsymbol{\lambda}$ этих матриц:

$$\left|\underline{\mathbf{Z}}\,\underline{\mathbf{Y}} - \boldsymbol{\lambda}\mathbf{1}\right| = 0, \tag{8}$$

где $\mathbf{1}$ – квадратная единичная матрица, размерность которой равна размерности матрицы $\underline{\mathbf{Z}}\,\underline{\mathbf{Y}}$.

Из (8) с учетом (7) определяются собственные значения матриц $\underline{\mathbf{Z}}\,\underline{\mathbf{Y}}$ и $\underline{\mathbf{Y}}\,\underline{\mathbf{Z}}$:

$$\begin{cases} \lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = \lambda_4 = \underline{e}(p) - \underline{h}(p), \\ \lambda_5 = \underline{e}(p) + 2\underline{h}(p) - 3\underline{g}(p), \\ \lambda_0 = (p) + 2\underline{h}(p) + 3\underline{g}(p). \end{cases} \tag{9}$$

С учетом (9) собственные векторы $\mathbf{X}_i$ матриц $\underline{\mathbf{Z}}\,\underline{\mathbf{Y}}$ и $\underline{\mathbf{Y}}\,\underline{\mathbf{Z}}$ могут быть найдены из

$$\left|\underline{\mathbf{Z}}\,\underline{\mathbf{Y}} - \lambda_i\mathbf{1}\right|\mathbf{X}_i = 0. \tag{10}$$

Матричное уравнение (10) имеет бесчисленное множество инвариантных решений. Так, одним из решений является матрица

$$\mathbf{T}_i = \mathbf{T}_u = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \qquad (11)$$

Тогда из (4) и (5) с учетом (11)

$$\begin{bmatrix} w_1^I \\ w_2^I \\ w_1^{II} \\ w_2^{II} \\ w_0^{I-II} \\ w_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_A^I \\ w_B^I \\ w_C^I \\ w_A^{II} \\ w_B^{II} \\ w_C^{II} \end{bmatrix}, \qquad (12)$$

где w_1^I, w_2^I, w_1^{II}, w_2^{II} – составляющие воздушных волновых каналов первой и второй цепей ЛЭП; w_0^{I-II}, w_0 – составляющие земляных волновых каналов; w_ϑ^I, w_ϑ^{II} – волны в фазах первой и второй цепей; $\vartheta = \overline{A, B, C}$.

Из анализа (12) следует, что:

1. На волны, распространяющиеся в воздушных волновых каналах одной цепи, не влияют волны, распространяющиеся в фазах другой цепи. В связи с чем в устройстве ОМП, контролирующем одну цепь, может быть применено традиционное преобразование Кларк или же линейно связанные с ним преобразования Карренбауэра и Ведпола.

2. Если в устройстве волнового ОМП требуется контролировать волны земляных волновых каналов, то для этого необходимо измерять фазные величины обеих цепей. При этом один земляной волновой канал будет формироваться как разность сумм фазных величин каждой цепи, а другой – как их сумма.

Литература / References

1. *Alekseev V., Petrov V. and Naumov V.* Invariance of Modal Transformations of Electrical Values in Traveling Wave Fault Locator. 2020 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), Sochi, Russia, 2020, pp. 1-5, DOI: 10.1109/ICIEAM48468.2020.9111912.

2. *Ametani A., Nagaoka N., Baba Y. and Ohno T.* Power System Transients – Theory and Applications. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2013.

3. *Bickford J.P., Mulinet N.* Overvoltage in electrical networks, translated from English by V.V. Bazutkin. Moscow, Energoizdat, 1981.

4. *Clarke I. E.* Circuit Analysis of Alternating Current Power Systems, vol. 1. New York, Wiley, 1943.
5. *Das J. C.* Understanding Symmetrical Components For Power System Modeling. New Jersey, Wiley, 2017, 89 p.
6. *Dong X.Z., Bo Z.Q., Redfern M.A. and Fang J.* The Application of the Wavelet Transform of Travelling Wave Phenomena for Transient Based Protection, IPST2003, International Conference on Power System Transients, Hong Kong, November 2003.
7. *Dong X.Z., Kong W. and Cui T.* Fault Classification and Faulted-Phase Selection Based on the Initial Current Traveling Wave, in IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, vol. 24, no. 2, pp. 552–559.
8. *Fedorov A., Petrov V., Afanasieva O., Zlobina I.* Limitations of Traveling Wave Fault Location. 2020 Ural Smart Energy Conference (USEC), Ekaterinburg, 2020, pp. 21–25. DOI: 10.1109/USEC50097.2020.9281153.
9. *Fedorov A.*, *Petrov V.*, *Naumov V.* and *Hristoforov V.* Theory of single-end traveling wave fault location. In: 2021 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), Sochi, Russia, 2021, pp. 68–74. DOI: 10.1109/ICIEAM51226.2021.9446310.
10. *Hase Y.* Handbook of Power System Engineering, John Wiley & Sons Ltd, 2007.
11. *Hung K. L., Huan P. V.* Performance Evaluation of Traveling Wave Fault Locator for a 220kV Hoa Khanh-Thanh My Transmission Line, 2018.
12. *Junior F.M. d. M., Lopes F.V.* Mathematical Study on Traveling Waves Phenomena on Three Phase Transmission Lines – Part I: Fault-Launched Waves, in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 37, no. 2, pp. 1151–1160, April 2022. DOI: 10.1109/TPWRD.2021.3077769.
13. *Lei A., Dong X. and Shi S.* A Novel Method to Identify the Travelling WaveReflected from the Fault Point or the Remote-end Bus. IEEE Power & Energy Society General Meeting, 2015.
14. *Magalhaes F. M., Lopes F. V.* Mathematical Study on Traveling Waves Phenomena on Three Phase Transmission Lines – Part II: Reflection and Refraction Matrices, in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 37, no. 2, pp. 1161–1170, April 2022. DOI: 10.1109/TPWRD.2021.3077730.
15. *Mohan M. S., Izykowski J.J., Rosolowski E.* Fault Location on Power Networks. Springer, 2010, 432 p.
16. *Prado A.J., Filho J.P., Tavares M.C., Portela C.M.* Mode domain multiphase transmission line model-use in transient studies, in IEEE Transactions on Power Delivery, 1999, vol. 14, no. 4, pp. 1533–1544. DOI: 10.1109/61.796251.
17. *Schweitzer E.O., Guzmán A, Mynam M.V., Skendzic V., Kasztenny B.* Locating Faults by the Traveling Waves They Launch, 2014.
18. *Shalyt G.M.* Fault location in electrical networks, Énergoatomizdat. Moscow, 1982, 312 p.
19. *Tavares M.C., Pissolato J. and Portela C.M.* Mode domain multiphase transmission line model-use in transient studies. In: IEEE Transactions on Power Delivery, 1999, vol. 14, no. 4, pp. 1533–1544. DOI: 10.1109/61.796251.
20. *Wedepohl L. M.* Application of matrix methods to the solution of travelling-wave phenomena in polyphaser systems. Proc. IEE, 1963, 110, no. 12, pp. 2200–2212.

СЕМЕНОВА АНАСТАСИЯ ГЕННАДЬЕВНА – инженер департамента автоматизации энергосистем, ООО НПП «ЭКРА», Россия, Чебоксары (semenova_ag@ekra.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-0211-5341).

ФЁДОРОВ АЛЕКСЕЙ ОЛЕГОВИЧ – аспирант кафедры теоретических основ электротехники и релейной защиты и автоматики, Чувашский государственный университет; инженер-исследователь 3-й категории департамента автоматизации энергосистем, ООО НПП «ЭКРА», Россия, Чебоксары (fedorov_a@ekra.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-8863-5956).

ПЕТРОВ ВЛАДИМИР СЕРГЕЕВИЧ – кандидат технических наук, доцент кафедры теоретических основ электротехники и релейной защиты и автоматики, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (petrov_vs@ekra.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-3667-1442).

ДМИТРЕНКО АЛЕКСАНДР МИХАЙЛОВИЧ – доктор технических наук, профессор кафедры электроснабжения и интеллектуальных электроэнергетических систем имени А.А. Фёдорова, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (dmitrenko_am@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-4380-3482).

**Anastasia G. SEMENOVA, Aleksey O. FEDOROV,
Vladimir S. PETROV, Aleksandr M. DMITRENKO**

APPLICATION FEATURES OF A TRAVELING WAVE FAULT LOCATOR ON A DOUBLE-CIRCUIT POWER LINE

Key words: *modal transform, double-circuit power line, traveling wave fault location.*

The accuracy and stability of a single-end traveling wave fault locator directly depend on the correct construction of electrical network model in fault regime. In the regime of ground short circuits this task is complicated by the need to take into account the components of aerial and ground modes of power line in the electrical network of fault regime model. Its incorrect solution leads to a decrease in the accuracy of determining the arrival time of the used traveling wave, which, in turn, decreases the accuracy in calculating the distance to the fault. In order to correctly construct the electrical network of fault regime model and accurately estimate the used traveling wave arrival times in locators, phase-modal transformation is performed. Such a transformation for single-circuit power line can be one of the invariant Clarke, Karrenbauer or Wedepohl transformations. The classical representation of these transformations cannot be directly applied to the electrical values of a double-circuit power line, consisting of six wires and, accordingly, having six independent modes. The purpose of the article is to illustrate the application of the modal transform to divide the electrical values of a double-circuit power line into independent components.

ANASTASIA G. SEMENOVA – Engineer, Power Systems Automation Department, EKRA Ltd, Russia, Cheboksary (semenova_ag@ekra.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-0211-5341).

ALEKSEY O. FEDOROV – Post-Graduate Student of Theoretical Foundations of Electrical Engineering and Relay Protection and Automation Department, Chuvash State University; Research Engineer, Power Systems Automation Department, EKRA Ltd, Russia, Cheboksary (fedorov_a@ekra.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-8863-5956).

VLADIMIR S. PETROV – Candidate of Technical Sciences, Assistant Professor, Department of Theoretical Foundations of Electrical Engineering and Relay Protection and Automation, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (petrov_vs@ekra.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-3667-1442).

ALEKSANDR M. DMITRENKO – Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Power Supply and Intelligent Electric Power Systems named after A.A. Fedorov, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (dmitrenko_am@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-4380-3482).

Формат цитирования: *Семенова А.Г., Фёдоров А.О., Петров В.С., Дмитренко А.М.* Особенности применения устройства волнового определения места повреждения на двухцепной линии электропередачи // Вестник Чувашского университета. – 2022. – № 3. – С. 88–94. DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-88-94.

DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-95-102

УДК 621.333.3
ББК О152

М.Ю. СИДОРОВ, А.Г. КАЛИНИН, В.А. БАКШАЕВ,
Е.Л. ГОРШКОВ, Е.Е. ГОРШКОВ

ТЯГОВЫЙ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЬ ДЛЯ ШАССИ ФРОНТАЛЬНОГО ПОГРУЗЧИКА*

Ключевые слова: *многофазный электродвигатель, аксиальный мотор, магнитные материалы, КПД электрических машин.*

Цель исследования – импортозамещение тяговых электроприводов в рамках субсидируемого проекта по созданию в Чувашии серийного производства семейства фронтальных погрузчиков с гибридным электроприводом.

Для многих транспортных электродвигателей работа в режиме высокомоментного электродвигателя не является основным режимом работы, поскольку разгон транспортного средства осуществляется за короткое время с преодолением низкоэффективных тихоходных режимов. Отличительной особенностью тягового электродвигателя для шасси фронтального погрузчика является перестановка приоритетов в пользу целевых эксплуатационных технологических режимов.

Приведены аналитические результаты этапа эскизного проекта тягового электродвигателя каждого колеса для шасси фронтального погрузчика с гибридной электрической трансмиссией. Расчетным путем установлено, что для заданных тягово-динамических, температурных и габаритных характеристик наиболее эффективен вентильный тип двигателя с постоянными редкоземельными магнитами NdFeB, число фаз – 6, магнитная система радиальная с тангенциальными магнитными подпорами, немагнитный зазор – 3 мм, бандаж на основе углеродной нити, охлаждение принудительное жидкостное. Наибольший КПД, 92%, приходится на цикл тяжелых эксплуатационных режимов погрузчика. Установлено также, что затраты на производство двигателя с аксиальной магнитной системой выше по сравнению с таковыми при производстве двигателей цилиндрического типа при условии равенства электромагнитной мощности.

Приведено обоснование выбора магнитной системы на основе соотношений магнитных потоков для разных в комбинациях полюсов ротора и зубцов статора. В материалах статьи иллюстрируются эпюры магнитных полей и распределение температур тягового электродвигателя, рассчитанные на этапе эскизного проектирования методом конечных элементов, а также габаритный чертеж эскиза электродвигателя для заданных эксплуатационных характеристик, переданный на стадию технического проектирования.

Рассматриваемый тяговый электродвигатель (ТЭД) предназначен для работы в составе движителя шасси фронтального погрузчика как силового элемента, сопряженного выходным валом с колесным редуктором. Транспортные электродвигатели в отличие от стационарных общепромышленных имеют большой рабочий диапазон частот вращения с поддержанием постоянства мощности, обеспечивающий требуемые скорости движения транспортных средств. Кроме того, транспортные электродвигатели при низких скоростях

* Материал опубликован в рамках реализации этапа государственного контракта «Создание высокотехнологичного импортозамещающего производства семейства фронтальных погрузчиков с гибридным электроприводом» (идентификатор государственного контракта № 000000S407521QLX002).

вращения работают в режиме постоянства высоких значений моментов вращения для повышения динамических (разгонных) характеристик транспортного средства.

Для многих транспортных электродвигателей работа в режиме высокомоментного электродвигателя не является основным режимом работы, поскольку разгон транспортного средства осуществляется за короткое время с преодолением низкоэффективных тихоходных режимов. Отличительной особенностью тягового электродвигателя фронтального погрузчика является перестановка приоритетов в пользу целевых эксплуатационных технологических режимов. Основным режимом работы становится режим с постоянством высокого значения момента в области низких скоростей вращения. В свою очередь, это ужесточает требования по тепловым и механическим характеристикам, особенно для степени защиты IP65, установленной для фронтального погрузчика, а также изменяет подход к оптимальному алгоритму управления электродвигателем.

Согласно техническому заданию для основного технологического цикла погрузчика ТЭД должен обеспечивать номинальный момент 500 Нм, максимальный момент перегрузки не менее 1000 Нм, номинальную частоту вращения 450 об./мин. В транспортном технологическом цикле на максимальной скорости движения момент должен быть не менее 50 Нм при частоте вращения 4500 об./мин. Габарит по длине и диаметру (без вала и кабелей) должен быть не больше 430 мм.

При диапазоне скоростей вращения 10, двухкратной перегрузке по моменту и заданных габаритах выбор типа электродвигателя сделан в пользу бесконтактных электродвигателей постоянного тока с ротором на постоянных редкоземельных магнитах (БДПТ), поскольку они обладают высокими удельными характеристиками и устойчивой работой при больших кратностях и моментах. В качестве постоянных магнитов приняты редкоземельные NdFeB с индукцией 1,2 Тл и коэрцитивной силой 830 кА/м с рабочей температурой до 180°С.

На основе анализа машинной постоянной Арнольда [1, 4] на этапе эскиза выбор диаметра расточки статора ТЭД выбран 360 мм и заложен в основу проектирования всех остальных узлов ТЭД. Диаметр ротора подбирался из заданного немагнитного зазора 3 мм, однако ротор ТЭД при 4500 об./мин имеет окружную скорость постоянных магнитов, близкую к 60 м/с, что требует их бандажирования. Поскольку толщина бандажа имеет определяющее влияние на величину рабочего зазора ТЭД, выбор сделан в пользу углеродной нити УКН/5000 ГОСТ 28008-88, что позволило сохранить немагнитный зазор не более 3 мм.

Выбор оптимального числа пар полюсов ротора для наружного диаметра 259 мм (по магнитам) осуществлялся исходя из оптимального соотношения магнитного потока и потерь на перемагничивание в магнитопроводе статора. Данные по изменению магнитного потока в зависимости от числа полюсов ротора приведены в табл. 1.

Таблица 1

Рассчитанное соотношение магнитного потока

Показатели	Число зубцов статора			
	9	12	18	18
Число полюсов ротора, Zp	8	10	12	16
Частота перемагничивания на максимальной скорости вращения, Гц	300	375	450	600
Поток полюса, радиальный ротор, Вб	0,0098	0,00775	0,0063	0,00497
Поток полюса, радиально-тангенциальный ротор, Вб	0,011	0,009	0,0076	0,0062
Полный поток, Вб	0,044	0,045	0,0456	0,0496

Магнитная система с числом пар полюсов $p = 8$ является оптимальной по магнитному потоку, но в связи с высокой частотой перемагничивания магнитопровода статора на максимальной рабочей скорости вращения электродвигателя (600 Гц) имеет высокие удельные потери. Магнитная система с числом пар полюсов $p = 4$ имеет минимальные потери на максимальной частоте вращения ротора, но большая пульсация момента увеличивает радиальные нагрузки на подшипник в связи с усилием, вызванным несимметрией питания фаз статора. Это снижает надежность подшипниковых узлов, особенно при длительной работе в высокомоментном режиме. Магнитная система с числом пар полюсов $p = 6$ имеет большой статический момент, вызывающий дополнительные энергетические затраты и ударные нагрузки на корпус ТЭД при начале движения и останове транспортного средства, что особенно критично при повторно-кратковременном цикле работы. Магнитная система с числом пар полюсов $p = 5$ по сравнению с системой $p = 8$ имеет более низкие удельные потери из-за понижения частоты перемагничивания (375 Гц) с незначительным снижением суммарного потока ротора, кроме того, эта магнитная система с $p = 5$ имеет преимущество в возможности реализации обмотки статора как с числом фаз $m = 3$, так и с числом фаз $m = 6$ при выбранном соотношении числа пазов статора на полюс и фазу ротора. Эскизное проектирование ТЭД было сосредоточено на магнитной схеме «12–10» с добавлением магнитных подпоров.

Существуют следующие типы магнитных систем ротора БДПТ с возбуждением от постоянных магнитов: ротор «звездочка» с призматическими радиально намагниченными магнитами; ротор коллекторного типа с призматическими тангенциально намагниченными магнитами; ротор совмещенный, радиально-тангенциального типа, собранный по системе «Хальбаха» (рис. 1).

Серия расчетов по выбору перечисленных типов магнитных систем ротора показала наилучшие значения для системы «Хальбаха», где полный магнитный поток ротора составил 0,045 Вб, при этом максимальная индукция в магнитопроводе статора для режима 1000 Нм не превышает 1,8 Тл, масса магнитов ротора, намагниченных по системе «Хальбаха», составила 21,2 кг, суммарная расчетная масса по активным частям электродвигателя не превзошла 150 кг.

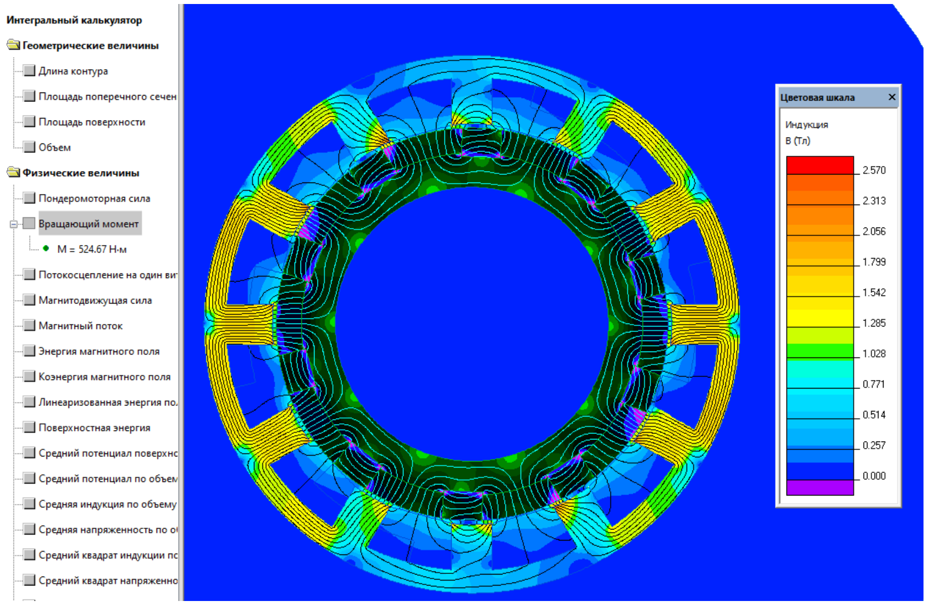


Рис. 1. Расчет электромагнитного момента для номинального режима работы ТЭД с ротором по системе «Хальбаха» в схеме «12–10»

Тепловой расчет ТЭД выполнен согласно методикам, приведенным в [2, 3], картина распределения тепловых потоков показана на рис. 2. Применено жидкостное охлаждение общепромышленными антифризами посредством циркуляции в трубках, установленных в наружной перфорации статорного железа. Средняя температура катушек составила 90°С, максимальная температура на поверхности магнитов не превысила 80°С.

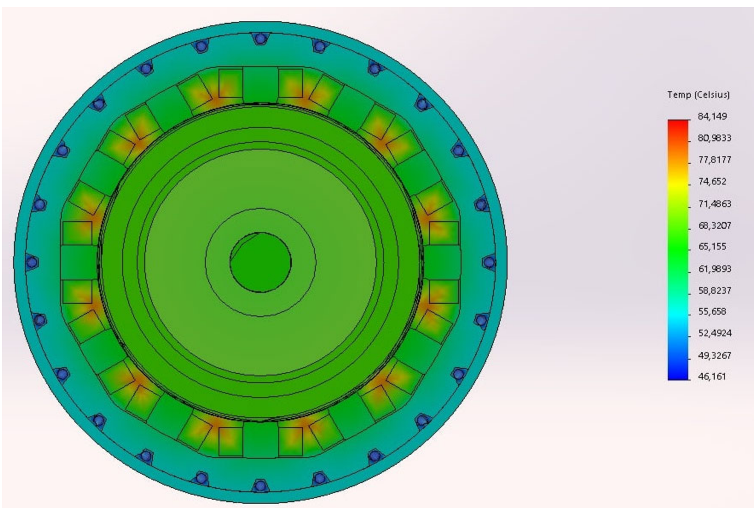


Рис. 2. Эпюра тепловых полей ТЭД

В ходе исследований было выполнено сравнение цилиндрического и торцевого (аксиального) исполнений электродвигателя исходя из условий равенства их электромагнитной мощности (рис. 3). Определяющим параметром при сопоставлении электродвигателей были габаритные размеры, где для обоих исполнений принят наружный диаметр по активным частям не более 360 мм.

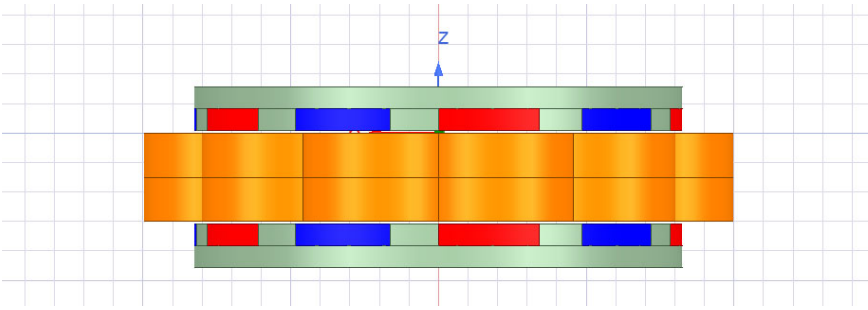


Рис. 3. Конструкция ТЭД аксиального типа:
Z – ось ротора с магнитами

Принципиальным отличием двух исполнений электродвигателя является полный немагнитный зазор. Для цилиндрического исполнения зазор составляет – 3 мм (см. рис. 1), для торцевого исполнения зазор задан – 2 мм (см. рис. 3).

Сравнение энергетических параметров для цилиндрической и торцевой магнитной системы электродвигателей приведено в табл. 2.

Таблица 2

Результаты расчета магнитного потока для ТЭД разного исполнения

Показатели	**Тип исполнения электродвигателя**	
	цилиндрическое	**торцевое (аксиальное)**
Высота полюса, мм	16,5	13
Зазор, мм	3	2
Тип магнитной системы ротора	с тангенциально намагниченными магнитами, система «Хальбаха»	с тангенциально намагниченными магнитами, система «Хальбаха»
Поток полюса в рабочем зазоре, Вб	0,0092	0,00912
Полный поток электродвигателя, Вб	0,046	0,0456
Общая масса магнитов ротора, кг	21,2	18,1

На рис. 4 показан эскиз ТЭД для шасси фронтального погрузчика по результатам аналитических расчетов, сходящихся к заданным характеристикам габарита и мощности.

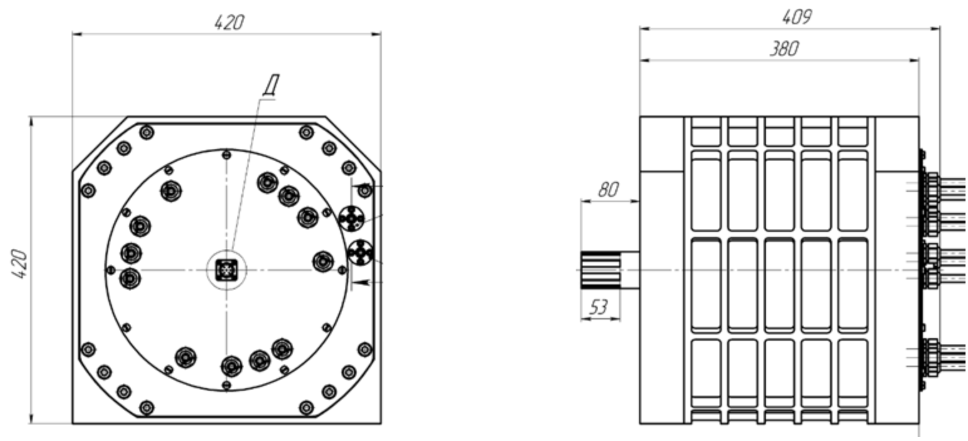


Рис. 4. Эскиз ТЭД для шасси фронтального погрузчика (размеры в миллиметрах)

Выводы. 1. При одном и том же потоке в зазоре масса магнитов торцевого исполнения меньше массы магнитов цилиндрического исполнения, однако на энергетические параметры электродвигателя влияет площадь паза под обмотку статора, где расчетами установлено, что для обмотки машины торцевого типа она меньше в 1,14 раза. Как следствие, поток аксиальной машины должен быть увеличен относительно цилиндрической в 1,14 раза, что требует увеличения массы магнитов ротора аксиальной машины. Разница в массе магнитов цилиндрического и торцевого исполнения отличается на 17%, что не дает существенного преимущества в затратах на материалы.

Проведенные предварительные конструктивный и технологический анализы показали необходимость совмещения и дальнейшей юстировки двух аксиальных электродвигателей с общим валом и обеспечения их синхронизма в обоих режимах работы ТЭД. Это усложняет конструкцию и оснастку для изготовления моторов аксиального типа и практически нивелирует затраты на превосходящую массу магнитов в двигателях цилиндрического типа. Кроме того, для обеспечения оптимизации потерь в ТЭД аксиального типа предпочтительно использование порошковых магнитных материалов типа Somaloy, серийное производство которых в России отсутствует.

2. Результаты проведенных расчетов цилиндрического варианта исполнения ТЭД показали возможность его реализации на основе отечественных материалов с использованием универсального оборудования и нестандартной оснастки без привлечения уникальных технологий.

Литература

1. *Вольдек А.И.* Электрические машины. 3-е изд., перераб. Л.: Энергия, 1978. 832 с.

2. *Готтер Г.* Нагревание и охлаждение электрических машин: пер. с нем. М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961. 264 с.

3. *Уонг Х.* Основные формулы и данные по теплообмену для инженеров: справочник / пер. с англ. В.В. Яковлева, В.И. Колядина. М.: Атомиздат, 1979. 216 с.

4. *Шуйский В.П.* Расчет электрических машин / сокр. пер. с нем. Б.А. Цветкова и И.З. Богуславского. Л.: Энергия; Ленингр. отд-ние, 1968. 731 с.

СИДОРОВ МИХАИЛ ЮРЬЕВИЧ – кандидат технических наук, генеральный директор, АО «Специальное машиностроительное конструкторское бюро», Россия, Санкт-Петербург (sidorov@smbdb.ru).

КАЛИНИН АЛЕКСЕЙ ГЕРМАНОВИЧ – кандидат технических наук, доцент кафедры электротехнологий, электрооборудования и автоматизированных производств, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (humanoid1984@yandex.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0003-4598-507X).

БАКШАЕВ ВЛАДИМИР АЛЕКСАНДРОВИЧ – генеральный директор, ЗАО «Чебоксарское предприятие «Сеспель», Россия, Чебоксары (zaosespel@yandex.ru).

ГОРШКОВ ЕВГЕНИЙ ЛЬВОВИЧ – инженер, АО «Специальное машиностроительное конструкторское бюро», Россия, Санкт-Петербург (gorshkov.el@yandex.ru).

ГОРШКОВ ЕВГЕНИЙ ЕВГЕНЬЕВИЧ – инженер, АО «Специальное машиностроительное конструкторское бюро», Россия, Санкт-Петербург (gorshkov.el@yandex.ru).

**Mikhail Yu. SIDOROV, Aleksey G. KALININ, Vladimir A. BAKSHAEV,
Evgeny L. GORSHKOV, Evgeny E. GORSHKOV**

TRACTION MOTOR FOR FRONT LOADER CHASSIS

Key words: *multiphase electric motor, axial-flux motor, magnetic materials, efficiency of electrical machines.*

The purpose of the work is the import substitution of traction electric drives as part of the project to create in the Chuvash Republic a serial production of a family of front loaders with a hybrid electric drive.
For most transport electric motors, operation in the high-torque electric motor mode is not the main operating mode, since the vehicle acceleration is carried out in a short time with overcoming low-efficiency low-speed modes. A distinctive feature of the traction motor for the chassis of a front loader is the rearrangement of priorities in favor of operating technological modes.
The analytical results of the stage of the preliminary design of the traction electric motor of each wheel for a front loader with a hybrid electric transmission are presented. Based on the results of calculations, it was found that for the given traction-dynamic, temperature and overall characteristics, the most efficient type of engine is NdFeB magnet motor, the phase ratio is 6, the magnetic system is radial with magnetic supports, the non-magnetic gap is 3 mm, the shroud is based on a carbon filament, cooling is forced liquid, the highest efficiency of 92% falls on the cycle of heavy operating modes of the front loader. The cost of manufacturing a motor with an axial magnetic system is higher compared to cylindrical type motors provided the electromagnetic power is equal.
The choice of a magnetic system based on the ratio of magnetic fluxes of different combinations of rotor poles and stator teeth is substantiated. The materials of the article illustrate diagrams of magnetic fields and temperature distribution of the traction motor, calculated at the stage of preliminary design by the finite element method, as well as a dimensional drawing of a sketch of an electric motor for given performance characteristics, transferred to the stage of technical design.

References

1. Vol'dek A.I. *Elektricheskie mashiny. 3-e izd.* [Electric motors. 3rd ed.]. Leningrad, Energiya Publ., 1978, 832 p.

2. Gotter G. Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen. Berlin-Heidelberg, Spring.-Verl., 1954 (Russ. ed.: *Nagrevanie i okhlazhdenie elektricheskikh mashin*. Moscow, St. Petersburg, Gosenegroizdat Publ., 1961, 264 p.).

3. Wong H.Y. Handbook of essential formulae and data on heat transfer engineers. London, New York, 1977 (Russ. ed.: *Osnovnye formuly i dannye po teploobmenu dlya inzhenerov*. Moscow, Atomizdat Publ., 1979, 216 p.).

4. Shuiskii V.P. *Raschet elektricheskikh mashin* [Calculation of electrical machines]. Leningrad, Energiya Publ., 1968, 731 p.

MIKHAIL Yu. SIDOROV – Candidate of Technical Sciences, Director, Special Machine-Building Design Bureau, Russia, St. Petersburg (sidorov@smbdb.ru).

ALEKSEY G. KALININ – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Electrical Technologies, Electrical Equipment and Automated Production, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (humanoid1984@yandex.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0003-4598-507X).

VLADIMIR A. BAKSHAEV – Director, Cheboksary Enterprise «Sespel», Russia, Cheboksary (zaosespel@yandex.ru).

EVGENY L. GORSHKOV – Engineer, Special Machine-Building Design Bureau, Russia, St. Petersburg (gorshkov.el@yandex.ru).

EVGENY E. GORSHKOV – Engineer, Special Machine-Building Design Bureau, Russia, St. Petersburg (gorshkov.el@yandex.ru).

Формат цитирования: *Сидоров М.Ю., Калинин А.Г., Бакшаев В.А., Горшков Е.Л., Горшков Е.Е.* Тяговый электродвигатель для шасси фронтального погрузчика // Вестник Чувашского университета. – 2022. – № 3. – С. 95–102. DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-95-102.

DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-103-113

УДК 620.92
ББК 31.27-02

Е.Н. СОСНИНА, А.В. ШАЛУХО, Н.И. ЭРДИЛИ

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ВОЗОБНОВЛЯЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭНЕРГИИ В СОСТАВЕ ВИРТУАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОСТАНЦИИ НА ОСНОВЕ МУЛЬТИАГЕНТНОГО УПРАВЛЕНИЯ*

Ключевые слова: *виртуальная электростанция, распределенная генерация, возобновляемые источники энергии, энергообмен, мультиагентный подход.*

Развитие распределенной энергетики на основе возобновляемых источников энергии – одно из важнейших направлений обеспечения энергетической безопасности потребителей электроэнергии и снижения антропогенной нагрузки на окружающую среду. Объединение распределенных источников электроэнергии в виртуальные электростанции (ВиЭС) общей системой управления позволяет эффективнее использовать потенциал возобновляемых источников энергии. Предложен мультиагентный подход к управлению энергообменом в электрической сети виртуальной электростанции с установками распределенной генерации. Разработаны алгоритмы работы агентов генерации и нагрузки для управления энергообменом. Алгоритмы учитывают экологичность энергоустановок и позволяют максимально использовать потенциал возобновляемых источников энергии, обеспечивая баланс электрической мощности в виртуальной электростанции и минимальные потери при ее передаче. Предложенный подход рассмотрен на примере виртуальной электростанции, объединяющей на напряжении 20 кВ десять децентрализованных систем электроснабжения с источниками распределенной генерации различных типов. Виртуальная электростанция имеет возможность обмена электроэнергией с централизованной энергосистемой. С помощью программных комплексов JADE и «RastrWin» проведено исследование эффективности мультиагентной системы управления энергообменом в виртуальной электростанции с учетом рейтинга экологичности установок распределенной генерации. Результаты исследования показали, что применение мультиагентного подхода к управлению виртуальной электростанцией позволило повысить долю использования возобновляемых источников энергии и снизить потери мощности в электрической сети.

Введение. Для обеспечения энергетической безопасности России и устойчивого электроснабжения удаленных территорий важным направлением является развитие распределенной генерации (РГ), т.е. увеличение производства электроэнергии рядом с ее потребителями за счет сооружения энергоустановок малой и средней мощности (до 25 МВт) [1, 6, 8]. По данным на 2021 г., суммарная мощность объектов РГ в России составила около 23 ГВт (примерно 10% общего энергобаланса), в том числе в эксплуатации находилось более 250 электростанций на основе возобновляемых источников энергии (ВИЭ) суммарной установленной мощностью около 1 ГВт. До 2035 г. планируется строительство электростанций на основе ВИЭ суммарной мощностью 8 ГВт [4].

Однако эффективность использования установок РГ (как для потребителей, так и для электроэнергетической системы) существенно ниже потенциально

* Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 20-19-00541).

возможной. Большинство энергоустановок работает с низкой загрузкой, вовлечение ВИЭ в энергооборот минимально, а системы с РГ развиваются стихийно.

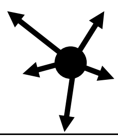
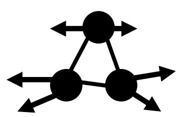
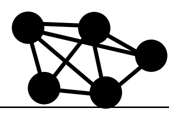
В соответствии с Концепцией «Интеллектуальной энергетической системы России» [9], а также Национальной технологической инициативой «Энерджинет» [2] будущее РГ связано с созданием виртуальных электростанций (ВиЭС) – интеллектуальных электротехнических систем, которые объединяют децентрализованные источники электроэнергии (ЭЭ), системы накопления и потребители ЭЭ (в том числе, с управляемой нагрузкой) на основе общей системы управления (СУ) [7]. Особенностью ВиЭС является возможность многостороннего энергетического и информационного обмена между объединенными энергообъектами и централизованной электрической сетью [3], обеспечивающая максимальное использование мощности распределенных источников ЭЭ и в первую очередь – возобновляемых.

Работа направлена на исследование и разработку подхода к управлению энергообменом в ВиЭС, который позволит учесть экологичность энергоустановок (ЭУ) РГ и максимально использовать потенциал ВИЭ.

Анализ систем управления ВиЭС. СУ должна обеспечивать требуемые параметры режима работы ВиЭС (напряжение и частота) [11, 14] при минимальных затратах на производство ЭЭ [10] и получении наибольшей прибыли от ее продажи [15, 12]. Для разработки подхода к эффективному управлению энергообменом в ВиЭС с учетом экологичности ЭУ РГ проведен сравнительный анализ существующих СУ источниками РГ (табл. 1).

Таблица 1

Сравнительный анализ систем управления РГ

Характеристика СУ	**Система управления**		
	централизованная	**децентрализованная**	**распределенная**
Сложность реализации	относительно легкая	средней сложности	сложная
Скорость принятия решений	средняя при большом числе объектов	высокая при большом числе объектов	высокая при большом числе объектов
Количество точек управления	одна 	более одной 	более одной 
Надежность системы	относительно низкая	высокая	высокая
Возможность масштабирования	относительно низкая	высокая	высокая
Организация обмена информацией	вдали от пользователя	на уровне пользователя	на уровне пользователя

По принципу построения можно выделить централизованные, децентрализованные и распределенные СУ. Централизованные наиболее просты по технической реализации, но при увеличении числа объектов РГ снижаются их надежность и скорость принятия решений. Реализация децентрализованных и распределенных СУ сложнее, но обеспечивает высокую надежность работы при большом количестве объектов РГ. Сравнительный анализ СУ показал преимущество распределенных СУ [13], отличающихся возможностью взаимодействия каждого объекта с каждым.

Для управления ВиЭС предлагается использовать распределенную СУ на основе мультиагентного взаимодействия объектов генерации и нагрузки.

Принцип мультиагентного управления с учетом экологичности РГ. Мультиагентная СУ (МАСУ) представляет собой совокупность интеллектуальных агентов, взаимодействующих между собой с целью достижения своих приоритетов при обеспечении эффективности системы в целом. Мультиагентный подход рассмотрен на примере ВиЭС, объединяющей десять децентрализованных систем электроснабжения (ДЭС) с источниками РГ (рис. 1).

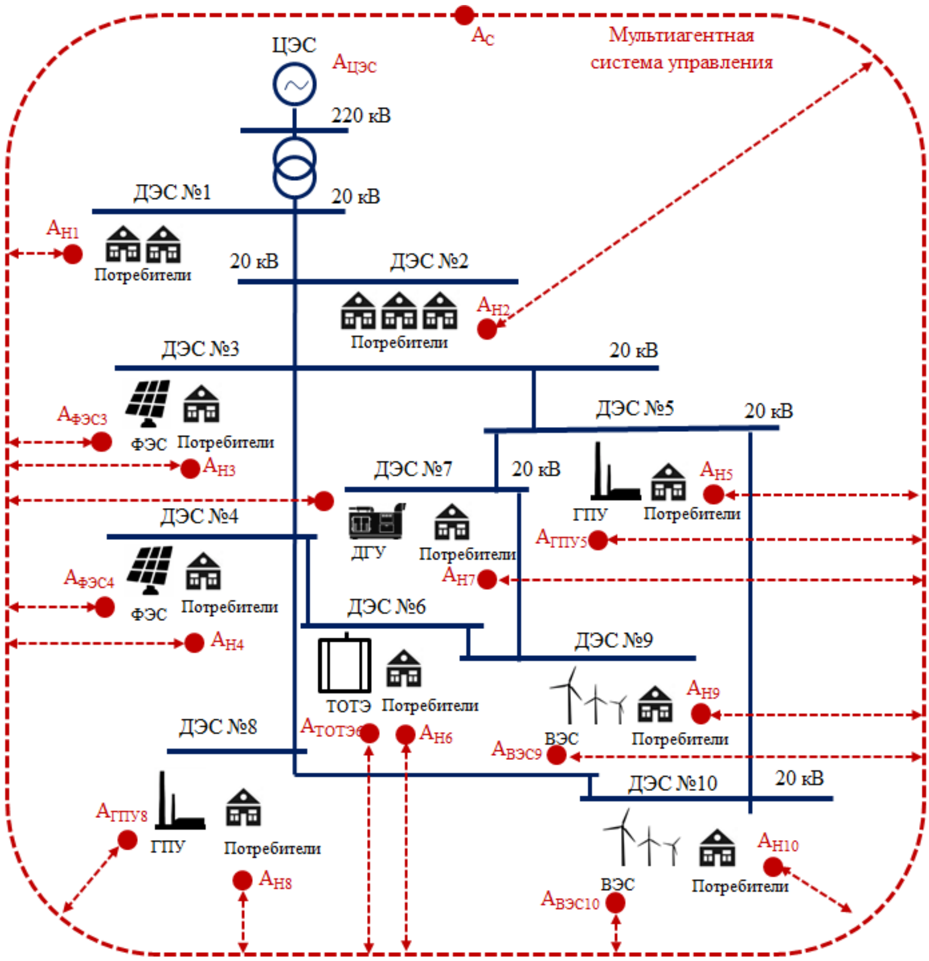


Рис. 1. Структурная схема ВиЭС с мультиагентной системой управления: ЦЭС – централизованная электрическая сеть; ДЭС – децентрализованная система электроснабжения; ФЭС – фотоэлектрическая электростанция; ВЭС – ветровая электростанция; ГПУ – газопоршневая установка; ДГУ – дизель-генераторная установка; ТОТЭ – твердооксидные топливные элементы; $А_{Н1}$– $А_{Н10}$ – агенты нагрузки; $А_{ФЭС}$, $А_{ГПУ}$, $А_{ВЭС}$, $А_{ДГУ}$, $А_{ТОТЭ}$ – агенты генерации

ВиЭС имеет связь с централизованной электрической сетью (ЦЭС). Агентами мультиагентной СУ являются: системный агент $A_{\text{С}}$, агент нагрузки $A_{\text{Н}}$ и агенты генерации $A_{\text{РГ}}$. Агенты генерации разделены на три группы:

– агенты электростанций, генерация которых не регулируется ($A_{\text{ФЭС}}$, $A_{\text{ВЭУ}}$, $A_{\text{ТОТЭ}}$);

– агенты электростанций, генерация которых может регулироваться ($A_{\text{ГПУ}}$, $A_{\text{ДГУ}}$);

– агент ЦЭС ($A_{\text{ЦЭС}}$) – может выступать как агент генерации, так и как агент потребления ЭЭ, (ЦЭС может как отдавать ЭЭ в сеть ВиЭС, так и получать излишки ЭЭ от ВиЭС).

МАСУ ориентирована на достижение эффективности для каждой ДЭС при соблюдении баланса мощности в ВиЭС в целом.

В общем случае баланс активной мощности выражается как

$$\sum P_{\text{РГ}} \pm \sum P_{\text{ЦЭС}} = \sum P_{\text{Н}} + \sum \Delta P_{\text{ВиЭС}} + \sum P_{\text{СН}}, \tag{1}$$

где $\sum \Delta P_{\text{ВиЭС}}$ – потери активной мощности в электрической сети ВиЭС; $\sum P_{\text{СН}}$ – мощность собственных нужд электростанций.

В основу МАСУ положено два основных критерия: 1) экологичность ЭУ; 2) стоимость ЭЭ. Каждому агенту присваивается рейтинг экологичности R от 5 до 1 (чем экологичнее установка РГ, тем значение R ниже). Критерий 1 обеспечивает преимущество потребления ЭЭ от ВИЭ:

$$A_{\text{Н}} \rightarrow A_{\text{РГ}i}\,(R \rightarrow \min). \tag{2}$$

Значение R рассчитывается на основе методики оценки экологичности ЭУ с учетом их жизненного цикла [5], включающей пять этапов: 1) выбор ЭУ; 2) составление схемы жизненного цикла ЭУ; 3) оценка воздействия ЭУ на окружающую среду на этапах жизненного цикла; 4) присвоение баллов каждой ЭУ; 5) определение R ЭУ. Агенты генерации устанавливают стоимость C ЭЭ, а агенты нагрузки могут выбрать предложение с наименьшей стоимостью (при равенстве R (2)):

$$A_{\text{Н}} \rightarrow A_{\text{РГ}i}\,(C \rightarrow \min). \tag{3}$$

Разработаны алгоритмы функционирования агентов генерации и нагрузки. На рис. 2 показан алгоритм работы агента нагрузки $A_{\text{Н}}$. При необходимости получения ЭЭ от соседних источников РГ $A_{\text{Н}}$ направляет запрос $A_{\text{С}}$ для внесения его в список активных агентов. Далее $A_{\text{Н}}$ запрашивает у $A_{\text{С}}$ список активных $A_{\text{РГ}}$ и направляет запрос $A_{\text{РГ}}$ ближайших установок. Выполняется поиск $A_{\text{РГ}}$, которые удовлетворяют требованиям (2) и (3). По результатам поиска между $A_{\text{Н}}$ и выбранными $A_{\text{РГ}}$ заключаются соглашения о передаче ЭЭ. На основе взаимодействия $A_{\text{РГ}}$, $A_{\text{Н}}$ и $A_{\text{ЦЭС}}$ осуществляется распределение электрической нагрузки между ДЭС.

Исследование эффективности выбора ЭУ с учетом экологичности. С использованием программного комплекса (ПК) *JADE* для ВиЭС (рис. 1) были сформированы агенты $A_{\text{С}}$, $A_{\text{ЦЭС}}$, $A_{\text{Н}}$, $A_{\text{РГ}}$ и проведено исследование их взаимодействия. Для каждого агента разработано поле ввода данных. Данными для $A_{\text{РГ}}$ являются: рейтинг экологичности, объем и стоимость продаваемой ЭЭ. Данные для $A_{\text{Н}}$: минимальный запрашиваемый рейтинг экологичности R_{MIN}, максимальная стоимость ЭЭ C_{MAX}, максимальный бюджет для покупки ЭЭ B_{MAX}.

Моделирование взаимодействия агентов в *JADE* позволяет определить мощность генерации маневренных ЭУ (ГПУ, ДГУ) и электрическую мощность, которую ВиЭС необходимо получить от ЦЭС (или выдать в сеть). Это является входными данными при моделировании в ПК *RastrWin* установившегося режима работы электрической сети ВиЭС. Имитационная модель электрической сети ВиЭС в *RastrWin* позволяет определить передаваемую мощность, уровни напряжения у потребителей, рассчитать количество производимой и потребляемой ЭЭ для каждой ДЭС.

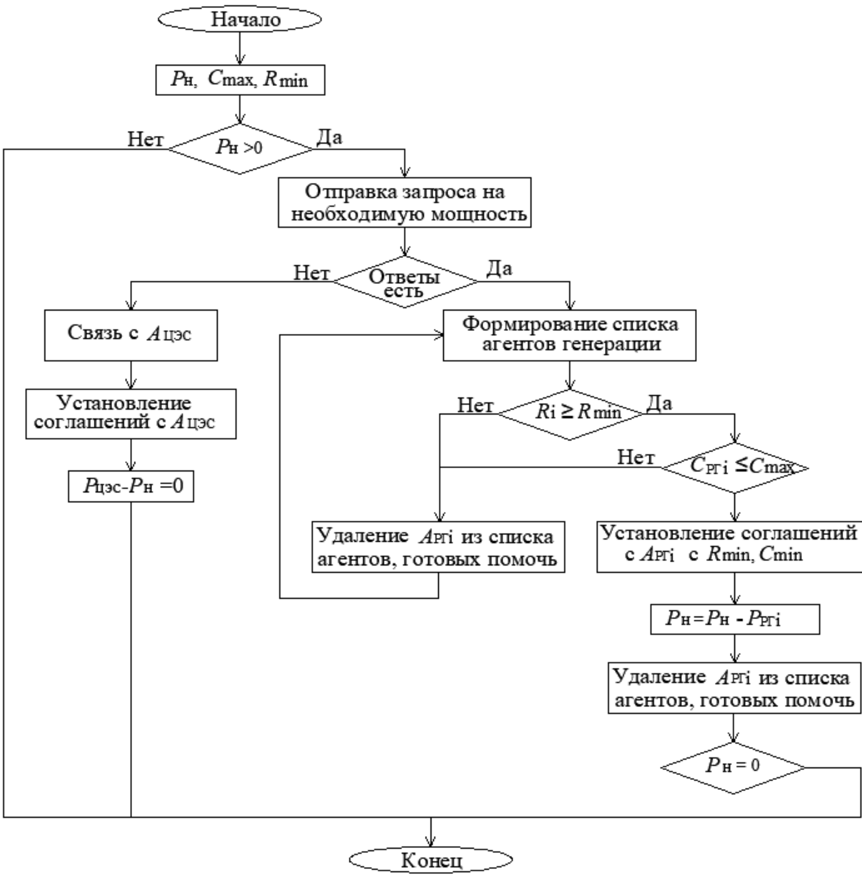


Рис. 2. Алгоритм функционирования агента нагрузки $A_{\text{Н}}$:
$P_{\text{Н}}$ – мощность нагрузки; C_{MAX} – наибольшая возможная стоимость ЭЭ для покупки;
R_{MIN} – наименьший допустимый рейтинг экологичности источника РГ;
$C_{\text{РГ}}$ – стоимость ЭЭ от источника РГ; $P_{\text{РГ}}$ – приобретаемая от источника РГ мощность;
$P_{\text{ЦЭС}}$ – приобретаемая от ЦЭС мощность

С помощью ПК *JADE* и *RastrWin* выполнено моделирование функционирования ВиЭС (рис. 1) в течение суток (T = 24 ч) для двух вариантов: 1) возможность обмена ЭЭ только между отдельными ДЭС и ЦЭС; 2) возможность обмена ЭЭ между ДЭС на основе МАСУ с учетом рейтинга экологичности ЭУ РГ.

При моделировании расчетный период был разделен на шесть интервалов по 4 ч. На каждом интервале значения мощности генерации и нагрузки были приняты постоянными. Исходные данные по производству ЭЭ ЭУ РГ и нагрузка потребителей были заданы суточными графиками генерации и нагрузки. Пример графиков для ДЭС № 4 приведен на рис. 3 и 4.

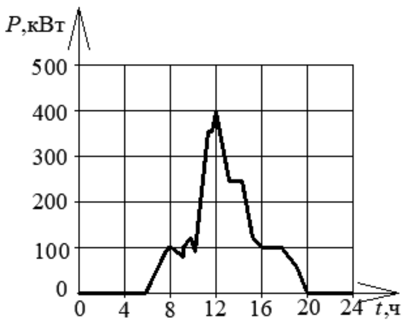


Рис. 3. График генерации для ДЭС № 4

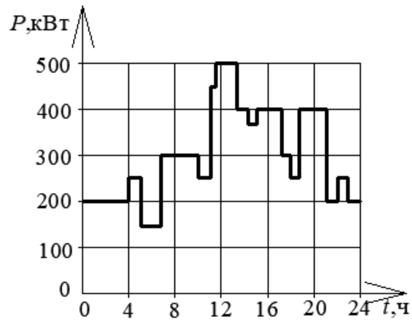


Рис. 4. График нагрузки для ДЭС № 4

На основе методики оценки экологичности ЭУ с учетом жизненного цикла [5] определен рейтинг экологичности R для следующих ЭУ РГ: ДГУ $P_{уст}$ = 100 кВт; ВЭС суммарной $P_{уст}$ = 90 кВт (из трех ветрогенераторов «Муссон» с $P_{уст}$ = 30 кВт); ФЭС суммарной $P_{уст}$ = 100 кВт (состоящая из 400 солнечных модулей единичной мощностью 0,25 кВт); газопоршневая установка $P_{уст}$ = 103 кВт; ЭУ на ТОТЭ $P_{уст}$ = 100 кВт, работающая на биогазе.

Для каждой ЭУ РГ была составлена схема жизненного цикла, проведена оценка воздействия на окружающую среду, по результатам которой каждой ЭУ присвоены баллы. По каждому типу ЭУ просуммированы полученные баллы и определен рейтинг экологичности. Высший рейтинг экологичности получили электростанции на ВИЭ и ТОТЭ, низший – ДГУ. Основные параметры агентов генерации приведены в табл. 2.

Таблица 2

Основные параметры агентов генерации

Агент	$U_{НОМ}$, кВ	$P_{РЕГ}$, кВт	R, отн. ед.	C, руб./кВт·ч
$A_{РГ3(ФЭС)}$	20	–	1	9,75
$A_{РГ4(ФЭС)}$	20	–	1	9,00
$A_{РГ5(ГПУ)}$	20	1500	2	7,50
$A_{РГ6(ТОТЭ)}$	20	–	1	9,75
$A_{РГ7(ДГУ)}$	20	600	3	10,00
$A_{РГ8(ГПУ)}$	20	500	2	7,50
$A_{РГ9(ВЭС)}$	20	–	1	10,00
$A_{РГ10(ВЭС)}$	20	–	1	6,75

Под $P_{РЕГ}$ понимается заданный диапазон регулирования мощности ЭУ. В ПК *JADE* выполнено моделирование взаимодействия агентов. Для каждого интервала времени в течение расчетного периода были определены установленные соглашения между агентами. В табл. 3 показан пример для ДЭС № 6.

Таблица 3

Установленные соглашения для ДЭС № 6

Интервал времени, ч	**Соглашения между агентами**	***P*, кВт**	***C*, руб./кВт·ч**
0–4	$А_{РГ6(ТОТЭ)} \rightarrow А_{РГ3}$	100	9,75
4–8	–	–	–
8–12	$А_{Н6} \leftarrow А_{РГ8(ГПУ)}$	100	7,50
12–16	$А_{Н6} \leftarrow А_{РГ8(ГПУ)}$	200	7,50
16–20	$А_{РГ6(ТОТЭ)} \rightarrow А_{Н5}$	100	9,75
20–24	–	–	–

Из табл. 3 видно, что учет экологичности установок РГ при управлении энергообменом в ВиЭС позволил продать излишки генерации ТОТЭ в период минимальной собственной нагрузки ДЭС № 6 (несмотря на более высокую стоимость по сравнению с аналогичным показателем других менее экологичных ЭУ).

Для оценки эффективности предложенного метода управления энергообменом в ВиЭС проведено сравнение значений потери активной мощности в электрической сети ВиЭС и коэффициента *K*, показывающего долю использования электроэнергии в ВиЭС от экологичных источников РГ. Исследование проведено при возможности обмена ЭЭ только между отдельными ДЭС и ЦЭС (вариант 1) и при возможности обмена ЭЭ между ДЭС (вариант 2).

Коэффициент *K* определяется по формуле

$$K = \Sigma[W_{ФЭС} + W_{ВЭС} + W_{ТОТЭ}] / \Sigma W_{ВиЭС}, \qquad (4)$$

где $W_{ФЭС}$, $W_{ВЭС}$, $W_{ТОТЭ}$ – ЭЭ, произведенная ФЭС, ВЭС и ТОТЭ за расчетный период времени T; $W_{ВиЭС}$ – ЭЭ, потребленная нагрузкой ВиЭС за расчетный период времени.

Полученные результаты для двух вариантов функционирования ВиЭС приведены в табл. 4.

Таблица 4

Показатели эффективности функционирования ВиЭС

Интервал времени, ч	***K*, %**		**Δ*P*, кВт**	
	вариант 1	**вариант 2**	**вариант 1**	**вариант 2**
0–4	31,2	37,6	5,312	3,631
4–8			8,174	3,219
8–12			8,629	8,674
12–16			4,164	4,164
16–20			19,105	2,972
20–24			16,907	2,637

Проведенные исследования показали, что учет экологичности ЭУ РГ при управлении (рис. 1) на основе МАСУ позволил:

– увеличить долю использования ЭЭ от экологичных ЭУ на основе ВИЭ и ТОТЭ в общем потреблении ВиЭС с 31,2 до 37,6%;

– снизить общие потери активной мощности в электрической сети 20 кВ почти на 60% (за счет использования ЭЭ от источников, находящихся ближе к месту ее потребления).

Заключение. Расширение использования экологичных источников РГ является важной задачей современной электроэнергетики. На примере ВиЭС, объединяющей РГ на ВИЭ (фотоэлектрическая электростанция, ветровая электростанция, энергоустановка на твердооксидных топливных элементах), РГ на органическом топливе (газопоршневая установка, дизель-генераторная установка) и централизованную электрическую сеть, проведено исследование эффективности учета экологичности энергоустановок при мультиагентном управлении энергообменом. Показано, что предложенный мультиагентный подход к управлению ВиЭС позволяет повысить долю использования ВИЭ и минимизировать потери активной мощности в электрической сети ВиЭС.

Предложенный подход может быть использован для управления энергообменом как на напряжении 0,4 кВ, если ЭУ внутри одной ДЭС принадлежат различным собственникам, так и на среднем напряжении 10(20) кВ между объединенными в ВиЭС децентрализованными системами электроснабжения.

Литература

1. *Барахтенко Е.А.*, *Воропай Н.И., Соколов Д.В.* Современное состояние исследований в области управления интегрированными энергетическими системами // Известия Российской академии наук. Энергетика. 2021. № 4. С. 4–23.

2. *Воропай Н.И.* От плана ГОЭЛРО к глобальному электроэнергетическому интернету // Электричество. 2020. № 12. С. 9–13.

3. *Лоскутов А. Б.* Проблемы перехода электроэнергетики на цифровые технологии // Интеллектуальная электротехника. 2018. № 1. С. 9–27.

4. *Максимов А.* Ввод новых электростанций на базе ВИЭ в рамках программы поддержки до 2035 года может вырасти до 8 ГВТ [Электронный ресурс] // Минэнерго России: офиц. сайт. URL: https://minenergo.gov.ru/node/21596 (дата обращения: 22.11.2021).

5. *Маслеева О.В.*, *Эрдили Н.И., Борисов С.Е.* Оценка материального потока жизненного цикла возобновляемых источников энергии // Актуальные проблемы электроэнергетики: сб. ст. науч.-техн. конф. НГТУ им. Р.Е. Алексеева. Н. Новгород, 2020. С. 303–309.

6. О внесении изменений в некоторые акты Правительства Российской Федерации по вопросам функционирования активных энергетических комплексов: постановление Правительства РФ № 320 от 21.03.2020 [Электронный ресурс]. URL: https://www.so-ups.ru/fileadmin/files/laws/regulations/reg320-210320.pdf.

7. *Соснина Е.Н., Шалухо А.В., Кечкин А.Ю.* Оптимизация электротехнического комплекса виртуальной электростанции с источниками распределенной генерации // Фёдоровские чтения – 2017: материалы междунар. научно-практической конференции МЭИ. М.: Изд. дом МЭИ, 2017. С. 312–320.

8. Технические требования к генерирующему оборудованию участников оптового рынка М.: АО «Системный оператор единой энергетической системы», 2021.

9. *Фортов В.Е., Макаров А.А.* Концепция интеллектуальной электроэнергетической системы России с активно-адаптивной сетью. М.: ОАО «НТЦ ФСК ЕЭС», 2012. 235 с.

10. *Chang W., Dong W., Zhao L., Yang Q.* Model Predictive Control based Energy Collaborative Optimization Management for Energy Storage System of Virtual Power Plant. In: Proc. 19th International Symposium on Distributed Computing and Applications for Business Engineering and Science (DCABES), 2020, pp. 112–115. DOI: 10.1109/DCABES50732.2020.00037.

11. *Hanan M., Yousaf W., Ai X., Asghar E., Javed M. Y., Salman S.* Multi-operating Modes Based Energy Management Strategy of Virtual Power Plant. In: Proc. 2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2), 2018, pp. 1-6. DOI: 10.1109/EI2.2018.8582406.

12. *Kasaei M.J.*, *Gandomkar M.*, *Nikoukar J.* Optimal management of renewable energy sources by virtual power plant. *Renewable Energy*, 2017, vol. 114, pp. 1180–1188.

13. *Meliani M., Barkany A. el, Abbassi I. el, Darcherif A.M., Mahmoudi M.* Control system in the smart grid: State of the art and opportunities. In: Proc. IEEE 13th International Colloquium of Logistics and Supply Chain Management (LOGISTIQUA), 2020. DOI: 10.1109/LOGISTIQUA49782.20-20.9353878.

14. *Yu J., Jiao Y., Ni M., Yu W.* VPP frequency response feature based on distributed control strategy. In: Proc. China International Conference on Electricity Distribution (CICED), 2016, pp. 1–5. DOI: 10.1109/CICED.2016.7576386.

15. *Zamani A.G.*, *Zakariazadeh A.*, *Jadid S.*, *Kazemi A.*, Stochastic operational scheduling of distributed energy resources in a large scale virtual power plant. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2016, vol. 82, pp. 608–620.

СОСНИНА ЕЛЕНА НИКОЛАЕВНА – доктор технических наук, профессор кафедры электроэнергетики, электроснабжения и силовой электроники, Нижегородский государственный технический университет имени Р.Е. Алексеева, Россия, Нижний Новгород (sosnyna@yandex.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-6207-9103).

ШАЛУХО АНДРЕЙ ВЛАДИМИРОВИЧ – кандидат технических наук, доцент кафедры электроэнергетики, электроснабжения и силовой электроники, Нижегородский государственный технический университет имени Р.Е. Алексеева, Россия, Нижний Новгород (shaluho.andrey@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-8235-0658).

ЭРДИЛИ НАТАЛЬЯ ИГОРЕВНА – ассистент кафедры электроэнергетики, электроснабжения и силовой электроники, Нижегородский государственный технический университет имени Р.Е. Алексеева, Россия, Нижний Новгород (erdili.ni@yandex.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-2994-5759).

Elena N. SOSNINA, Andrey V. SHALUKHO, Natalya I. ERDILI

INCREASING THE EFFICIENCY OF RENEWABLE ENERGY SOURCES IN A VIRTUAL POWER PLANT BASED ON MULTI-AGENT CONTROL

Key words: *virtual power plant, distributed generation, renewable energy sources, energy exchange management, multi-agent approach.*

The article is devoted to the problem of increasing the efficiency of renewable energy sources (RES). The development of distributed energy based on renewable energy sources is one of the most important areas for ensuring the energy security of consumers and reducing the anthropogenic load on the environment. Combining distributed sources of electricity into virtual power plants (VPP) with a general control system makes it possible to use the potential of renewable energy sources more efficiently. An approach to the management of energy exchange in a virtual power plant (VPP) based on a multi-agent system (MAS) is proposed and substantiated, taking into account the criterion of environmental friendliness of distributed generation (DG) installations and ensuring the efficient use of environmentally friendly renewable energy sources. Algorithms for the operation of generation and load agents have been developed to control energy exchange in a virtual power plant based on a multi-agent system. The algorithms differ in taking into account the environmental friendliness rating of distributed generation installations and allow you to maximize the renewable energy sources potential, ensuring the balance of electrical power in the virtual power plant and minimal losses during its transmission. A 20 kV virtual power plant is considered, combining 10 decentralized power supply systems (DPSS) with sources of distributed generation of various types and having the ability to exchange electricity with a centralized power system (CES). With the help of software complexes JADE and "RastrWin", a study of the effectiveness of the method for controlling energy exchange in *virtual power plant based on multi-agent system was carried out, taking into account the environmental rating of distributed generation installations. The results of the research showed that the use of a multi-agent approach to control the virtual power plant made it possible to increase the share of the use of renewable energy sources and reduce power losses in the electrical network.*

References

1. Barakhtenko E.A., Voropai N.I., Sokolov D.V. *Sovremennoe sostoyanie issledovanii v oblasti upravleniya integrirovannymi energeticheskimi sistemam*i [Current state of research in the management field of integrated energy systems]. *Izvestiya Rossiiskoi akademii nauk. Energetika*, 2021, no. 4, pp. 4–23.

2. Voropai N.I. *Ot plana GOELRO k global'nomu elektroenergeticheskomu interne*t [From the GOELRO plan to the global electricity Internet]. *Elektrichestvo*, 2020, no. 12, pp. 9–13.

3. Loskutov A. B. *Problemy perekhoda elektroenergetiki na tsifrovye tekhnologii* [Problems of electric power industry transition to digital technologies]. *Intellektual'naya elektrotekhnika* [Smart electrical engineering], 2018, no.1, pp. 9 –27.

4. Maksimov A. *Vvod novykh elektrostantsii na baze VIE v ramkakh programmy podderzhki do 2035 goda mozhet vyrasti do 8 GVT* [Commissioning of new power plants based on RES under the support program until 2035 can grow to 8 GW]. Available at: https://minenergo.gov.ru/node/21596 (Accessed Date 2021, Nov. 22).

5. Masleeva O.V., Erdili N.I., Borisov S.E. *Otsenka material'nogo potoka zhiznennogo tsikla vozobnovlyaemykh istochnikov energii* [Life cycle assessment of renewable energy sources material flow]. In: *Aktual'nye problemy elektroenergetiki: sb. st. nauch. tekhn. konf.* [Actual problems of the electric power industry]. Nizhny Novgorod, 2020, pp. 303–309.

6. Postanovlenie Pravitel'stva RF № 320 ot 21.03.2020 *O vnesenii izmenenii v nekotorye akty Pravitel'stva Rossiiskoi Federatsii po voprosam funktsionirovaniya aktivnykh energeticheskikh kompleksov* [About making changes to some acts of the Russian Federation Government of the active energy complexes functioning issues]. Available at: http://publication.pravo.gov.ru/Document/View/0001202003240012 (Accessed Date 2021, Nov. 20).

7. Sosnina E.N., Shalukho A.V., Kechkin A.Yu. *Optimizatsiya elektrotekhnicheskogo kompleksa virtual'noi elektrostantsii s istochnikami raspredelennoi generatsii* [Optimization of the electrical complex of a virtual power plant with distributed generation sources]. In: *Fedorovskie chteniya – 2017: materialy mezhdunar. nauchno-prakticheskoi konferentsii MEI* [Proc. of Int. Sci. Conf. «Fedorov readings – 2017»]. Moscow, 2017, pp. 312–320.

8. *Tekhnicheskie trebovaniya k generiruyushchemu oborudovaniyu uchastnikov optovogo rynka* [Technical requirements for generating equipment of wholesale market participants]. Available at: https://www.so-ups.ru/fileadmin/files/company/markets/2019/tq_010119.pdf (Accessed Date 2021, Nov. 20).

9. Fortov V.E., Makarov A.A. *Kontseptsiya intellektual'noi elektroenergeticheskoi sistemy Rossii s aktivno-adaptivnoi set'yu* [The concept of an intelligent electric power system in Russia with an active-adaptive grid]. Moscow, 2012, 235 p.

10. Chang W., Dong W., Zhao L., Yang Q. *Model Predictive Control based Energy Collaborative Optimization Management for Energy Storage System of Virtual Power Plant*, *in Proc.2020 19th International Symposium on Distributed Computing and Applications for Business Engineering and Science* (DCABES). pp. 112–115. doi: 10.1109/DCABES50732.2020.00037.

11. Hanan M., Yousaf W., Ai X., Asghar E., Javed M. Y., Salman S. *Multi-operating Modes Based Energy Management Strategy of Virtual Power Plant*, *in Proc.2018 2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration* (EI2). 2018, pp. 1–6. doi: 10.1109/EI2.2018.8582406.

12. Kasaei M. J., Gandomkar M., Nikoukar J. *Optimal management of renewable energy sources by virtual power plant*, *Renewable Energy*, vol. 114, pp. 1180–1188, 2017.

13. Meliani M., Barkany A. el, Abbassi I. el, Darcherif A.M., Mahmoudi M. *Control system in the smart grid: State of the art and opportunities*, *in Proc.2020 IEEE 13th International Colloquium of Logistics and Supply Chain Management* (LOGISTIQUA), 2020. doi: 10.1109/LOGISTIQUA49782.-2020.9353878.

14. Yu J., Jiao Y., Ni M., Yu W. *VPP frequency response feature based on distributed control strategy*, in Proc.2016 *China International Conference on Electricity Distribution* (CICED). 2016, pp. 1–5. doi: 10.1109/CICED.2016.7576386.

15. Zamani A.G., Zakariazadeh A., Jadid S., Kazemi A., *Stochastic operational scheduling of distributed energy resources in a large scale virtual power plant*, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 82, pp. 608–620, 2016.

ELENA N. SOSNINA – Doctor of Technical Sciences, Professor, Electric Power Engineering, Power Supply and Power Electronics Department, Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, Russia, Nizhny Novgorod (sosnyna@yandex.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0001-6207-9103).

ANDREY V. SHALUKHO – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Electric Power Engineering, Power Supply and Power Electronics Department, Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, Russia, Nizhny Novgorod (shaluho.andrey@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-8235-0658).

NATALYA I. ERDILI – Assistant Lecturer, Electric Power Engineering, Power Supply and Power Electronics Department, Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, Russia, Nizhny Novgorod (erdili.ni@yandex.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-2994-5759).

Формат цитирования: *Соснина Е.Н., Шалухо А.В., Эрдили Н.И.* Повышение эффективности использования возобновляемых источников энергии в составе виртуальной электростанции на основе мультиагентного управления // Вестник Чувашского университета. – 2022. – № 3. – С. 103–113. DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-103-113.

DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-114-127

УДК 681.586.785:621.3.013.62
ББК 32.873

С.В. ЯНКЕВИЧ, Г.В. МАЛИНИН, В.С. АБРУКОВ

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ИЗЛУЧАЕМОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ МОЩНОСТИ НА ТЕПЛОАГРЕГАТАХ ДЛЯ УВЕЛИЧЕНИЯ ПРОТИВОНАКИПНОГО ЭФФЕКТА

Ключевые слова: *ультразвуковой генератор, теплоагрегат, противонакипной эффект, излучаемая акустическая мощность, магнитострикционный преобразователь, амплитуда магнитострикции, индукция насыщения, подмагничивание.*

В работе предложен способ увеличения излучаемой акустической мощности ультразвуковых (акустических) противонакипных устройств, обеспечивающий их эффективность. Из литературных источников известна формула определения удельной акустической мощности магнитострикционного преобразователя, зависящая от его физических характеристик. Однако на практике эта формула может быть применима только для определения расчетной теоретической предельной акустической мощности, которую может излучать спроектированный магнитострикционный преобразователь с заданными конструктивными и геометрическими параметрами. В работе приведена формула определения практической излучаемой акустической мощности магнитострикционного преобразователя на теплоагрегатах с учетом режима работы ультразвукового генератора и способа возбуждения магнитострикционного преобразователя. С использованием приведенных формул выполнена оценка излучаемой акустической мощности при импульсном режиме работы ультразвукового генератора в сравнении с теоретически возможной излучаемой мощностью. Показано, что изменением режима работы ультразвукового генератора можно добиться оптимальной излучаемой акустической мощности магнитострикционного преобразователя. В работе обсуждаются оптимальные режимы работы магнитострикционных преобразователей, выполненных из разных материалов. Для этого проанализированы различные способы возбуждения магнитострикционных преобразователей и их недостатки, приводящие к исчезновению противонакипного эффекта, предложен свой способ возбуждения магнитострикционного преобразователя, основанный на подмагничивании магнитострикционного материала и повышающий противонакипной эффект. Показана важность повышения излучаемой акустической мощности ультразвуковых устройств для повышения противонакипного эффекта при минимально возможном потреблении энергии. Проведено сравнение с другими техническими решениями, используемыми изготовителями ультразвуковой противонакипной техники. Представлены экспериментальные результаты увеличения акустической мощности при предложенном способе возбуждения магнитострикционного преобразователя по сравнению с аналогичным показателем при других способах его возбуждения.

Введение. Известно, что в теплотехнике ультразвуковой метод борьбы с отложениями на теплопередающих поверхностях теплоагрегатов является одним из эффективных методов. Он заключается в обработке этих поверхностей механическими колебаниями ультразвуковой частоты, которые, воздействуя на воду и стенки теплоагрегата, препятствуют (оказывают сопротивление) образованию накипи и разрушают её. Однако некоторые производители ультразвуковых противонакипных устройств с целью продвижения своей продукции приводят заведомо противоречивую информацию касательно технических возможностей своих ультразвуковых установок и получаемого противонакипного эффекта [5]. Разработчики и производители ультразвуковых противонакипных устройств в первую очередь должны стремиться к улучшению технических характеристик своего оборудования для эффективной борьбы с отложениями на теплоагрегатах при минимальном потреблении энергии.

К другим способам повышения эффективности противонакипного эффекта при совместном использовании ультразвуковых противонакипных устройств относится использование технологических приемов с целью формирования физических факторов предотвращения и разрушения таких отложений, как снижение звукостойкости накипи [4], изменение режимов работ теплоагрегатов, расчет конфигурации точек ввода ультразвуковых колебаний в теплоагрегат [3] и др.

К основным техническим характеристикам в ультразвуковых противонакипных устройствах относятся такие технические параметры, как излучаемая акустическая мощность, КПД устройства и интенсивность ультразвукового воздействия. На процесс разрушения отложений ультразвуком из этих трех параметров определяющими являются излучаемая акустическая мощность и интенсивность ультразвукового воздействия. Излучаемая акустическая мощность, в свою очередь, зависит от типа магнитострикционного преобразователя (МСП), материала МСП, режима работы ультразвукового генератора и способа возбуждения МСП.

Цель представленной работы – предложить способ определения излучаемой акустической мощности на теплоагрегате, способ её повышения при минимальном потреблении энергии и экспериментальное сравнение с аналогом при других способах возбуждения МСП.

Определение излучаемой акустической мощности на поверхности теплоагрегата. Акустическая мощность ультразвука является одной из основных характеристик, определяющих эффективность борьбы с отложениями. В литературе описаны разные методики её определения.

В источнике [4] удельная акустическая мощность определяется по формуле

$$P'_{\text{А}} = 0{,}063c^2W\delta_m^2Q_{\text{п}}\cdot 10^{-7}\,, \qquad (1)$$

где $Q_{\text{п}} = Q/k$ – добротность многостержневого преобразователя; Q – добротность, определяемая по резонансной характеристике стержня, изготовленного из магнитострикционного материала; $k = 1 + d_{\text{я}}/(q_m h_{\text{о}})$ – величина, постоянная для конкретного преобразователя; $d_{\text{я}}$ – высота ярма (накладки) пакета преобразователя; q_m – отношение площади сечения стержня к площади излучающей поверхности; $h_{\text{о}}$ – высота окна пакета преобразователя; W – удельное волновое сопротивление материала преобразователя; δ_m – амплитуда магнитострикции, c – скорость звука в материале преобразователя.

Однако для практического определения излучаемой акустической мощности на поверхности теплоагрегатов формула (1) неприменима. Во-первых, при использовании (1) необходимо знать площадь поверхности излучаемого торца преобразователя и площадь теплопередающей поверхности теплоагрегата. Во-вторых, в (1) указаны только конструктивные особенности МСП.

В-третьих, формула (1) не отражает режим работы ультразвукового генератора и, следовательно, возбуждаемого им МСП.

В целом формула (1) может быть применима только для определения расчетной теоретической предельной акустической мощности $P_{\text{Ат}}$, которую может излучать спроектированный МСП с заданными конструктивными и геометрическими параметрами [4]:

$$P_{\text{Ат}} = P'_{\text{А}} A_1 A_2\,, \tag{2}$$

где A_1 и A_2 – конструктивные постоянные, зависящие от геометрических размеров МСП.

Для расчета акустической мощности в [7] предлагается использовать формулу

$$P_{\text{А}} = \frac{1}{2} p\, c\, V^2 S\,, \tag{3}$$

где p – плотность материала преобразователя; S – площадь излучающей поверхности; $V = 2\pi f_p \delta_m$ – амплитуда колебательной скорости на излучающей поверхности; f_p – резонансная частота.

Формула (3) может быть применена только для практических расчетов акустических динамиков с площадью излучаемой поверхности S и неприменима для определения акустической мощности МСП. Наиболее корректно использование следующей формулы для оценки акустической мощности МСП [9]:

$$P_{\text{А}} = \frac{1}{2} p\, c \frac{(k\,a)^2}{2} V^2 S\,, \tag{4}$$

где $S = \pi a^2$ – площадь торца волновода МСП. Здесь предполагается выполнение условия

$$k\,a \ll 1\,,$$

где $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; $\lambda = cT$ – длина волны ультразвуковых колебаний; T – период ультразвуковых колебаний; a – радиус круглого волновода МСП.

Рассмотрим более подробно составляющие формулы (4). Такие параметры, как p, c, a и S, являются конструктивными константами, зависящими от применяемого магнитострикционного материала и геометрических размеров преобразователя. Для разных ультразвуковых генераторов, работающих на один и тот же преобразователь, эти параметры будут одинаковые. Параметры k и V зависят от режима работы ультразвукового генератора и способа возбуждения МСП. В непрерывном режиме работы излучаемая акустическая мощность определяется по формуле (4), в которой $T = 1/f_p$. В импульсном режиме работы усредненная за период $T_{\text{п}}$ следования пачек импульсов управления акустическая мощность определяется по формуле

$$P_{\text{Аср}} = P_{\text{А}} \frac{n_{\text{и}}}{f_{\text{р}} T_{\text{п}}}\,, \tag{5}$$

где $n_{\text{и}}$ – количество импульсов управления в пачке.

В ультразвуковых противонакипных установках все генераторы работают только в импульсном режиме с целью уменьшения потребления электроэнергии.

Импульсный режим работы задается ультразвуковым генератором путем изменения параметров $n_и$ и $T_п$ таким образом, что МСП может быть настроен на оптимальную излучаемую акустическую мощность. Оптимальной излучаемой акустической мощностью МСП является такая мощность, при которой практическая излучаемая акустическая мощность $P_{Аср}$ преобразователя совпадает с теоретической (расчетной) акустической мощностью $P_{Ат}$, на которую проектировался МСП: $P_{Аср} \approx P_{Ат}$. Если $P_{Аср} > P_{Ат}$, то преобразователь излучает повышенную акустическую мощность и будет находиться в перегруженном состоянии. Если $P_{Аср} < P_{Ат}$, то преобразователь излучает пониженную акустическую мощность и будет находиться в недогруженном состоянии.

Амплитуда колебательной скорости V на излучающей поверхности – самый важный параметр в ультразвуковых противонакипных установках. Резонансная частота f_p преобразователя ограничена применяемыми магнитострикционными материалами (ферромагнетики, ферриты). Амплитуда магнитострикции δ_m преобразователя, которая влияет на увеличение излучаемой акустической мощности, зависит от способа возбуждения МСП. На практике δ_m определяют следующим образом:

$$\delta_m = K_А U_0 \big/ f_р^2 \,, \tag{6}$$

где K_A – постоянный коэффициент, рассчитанный для чувствительности акселерометра; U_0 – напряжение на стенке теплоагрегата, снимаемое с акселерометра на нагрузке 1 МОм (входное сопротивление осциллографа).

Определение акустической мощности по КПД МСП в зависимости от потребляемой ультразвуковым генератором электрической мощности некорректно потому, что при этом не учитываются потери энергии генератора на преобразование электрического тока в механические колебания МСП. Кроме того, КПД МСП меняется и от способа возбуждения МСП.

Способы возбуждения магнитострикционных преобразователей. На сегодняшний день промышленностью серийно выпускаются импульсные ультразвуковые генераторы для противонакипных ультразвуковых систем со следующими способами возбуждения МСП:

1) одноимпульсный ударный при воздействии однополярным переменным током (рис. 1);

2) многоимпульсный на половинной резонансной частоте при воздействии однополярным переменным током (рис. 2);

3) многоимпульсный на половинной резонансной частоте при воздействии симметричным переменным током (рис. 3).

Необходимо отметить, что МСП изготавливают из ферромагнетиков (пермендюр К49Ф2, никель Н0, альфер Ю-14) и ферритов (Ф-38, Ф-42). Из ферромагнетиков наиболее предпочтителен преобразователь из пермендюра К49Ф2, а из ферритов – Ф-42.

Для определения максимальной амплитуды магнитострикции δ_m изобразим графики зависимости относительного изменения линейного размера $\Delta l / l$ магнитострикционного материала из Ф-42 и К49Ф2 от магнитной индукции B

и времени t. При воздействии одинаковым возбуждающим импульсом ВИ с амплитудой магнитной индукции $B_{m\text{ВИ}}$ на МСП из материалов Ф-42 и К49Ф2 МСП, выполненный из феррита Ф-42, входит в насыщение (рис. 1), амплитуда переменной деформации $X_{\text{ВИ}}$ ограничивается сверху. Следовательно, МСП из Ф-42 необходимо запитывать меньшим напряжением (рис. 1). Указанный способ возбуждения МП имеет малое потребление энергии, однако и излучаемая акустическая мощность также имеет небольшое значение. Амплитуда магнитострикции δ_m торца преобразователя из материала Ф-42, погруженного в воду (без приварки на теплообменную поверхность), составляет 2,5÷4,0 мкм [5]. Данный способ возбуждения МСП реализован в ультразвуковых противонакипных установках [5, 6]. Феррит Ф-42 имеет хорошую добротность, его достаточно возбудить одним импульсом $n_{\text{И}} = 1$, после чего МСП из этого материала будет колебаться на собственной резонансной частоте с постепенным снижением амплитуды X_1. Для увеличения амплитуды переменной деформации X_1 вместо феррита Ф-42 необходимо применять ферромагнетики, поскольку ферриты имеют малую индукцию насыщения B_S.

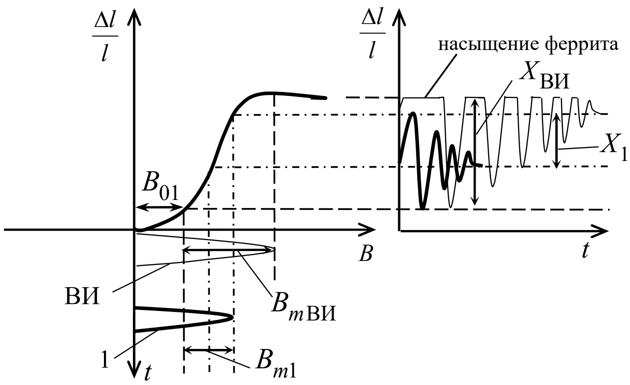


Рис. 1. Изменение деформации преобразователя из феррита во времени при одноимпульсном ударном возбуждении путем воздействия однополярным переменным током (магнитострикционный материал – феррит Ф-42 с магнитной индукцией насыщения $B_S = 0{,}54$ Тл; число импульсов в пачке $n_{\text{и}} = 1$)

Второй способ возбуждения МСП основан на многоимпульсном воздействии однополярным переменным током на материал преобразователя, выполненный из пермендюра К49Ф2 (рис. 2). При таком способе возбуждения импульсами 2 с магнитной индукцией, равной B_{m2}, материал ферромагнетика К49Ф2 уже не входит в насыщение, и амплитуда переменной деформации X_2 торца преобразователя увеличивается примерно в два раза по сравнению с аналогом при первом способе возбуждения: $X_2 = 2X_1$. При количестве импульсов управления в пачке $n_{\text{и}} = 24$ увеличивается время воздействия на излучаемый объект в 24 раза. Таким образом, излучаемая акустическая мощность по амплитудной составляющей увеличивается в два раза, а по временной составляющей – в 24 раза. Однако при таком способе происходит большее потребление энергии из сети: для того, чтобы добиться большой деформации X_2, необходимо увеличивать напряжение питания МСП по сравнению с первым способом (рис. 1). Данный способ реализован в тиристорных ультразвуковых противонакипных устройствах [3, 7], в которых из-за низкого КПД тиристоров количество импульсов управления в пачке ограничено 24. При большем количестве импульсов управления увеличиваются габариты ультразвукового генератора, понижается его КПД, возникает задача охлаждения МСП. Однако такая проблема отсутствует в транзисторных ультразвуковых генераторах. Практические измерения при таком способе возбуждения показали значения $\delta_m = 7 \div 12$ мкм [1].

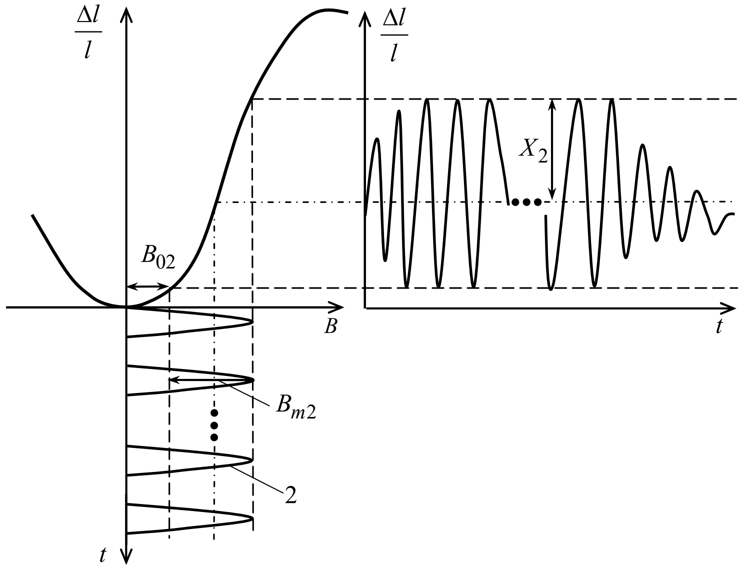


Рис. 2. Изменение деформации преобразователя из ферромагнетика во времени при многоимпульсном возбуждении на половинной резонансной частоте при воздействии однополярным переменным током (магнитострикционный материал – пермендюр К49Ф2 с магнитной индукцией насыщения $B_S = 2{,}4$ Тл; число импульсов в пачке $n_и = 24$)

При многоимпульсном возбуждении на половинной резонансной частоте $f_p = 2f$ и воздействии симметричным переменным током (рис. 3) акустическая мощность временной составляющей может быть увеличена в 8 раз. Однако амплитудная составляющая X_3 будет примерно в 10–15 раз меньше, чем при втором способе возбуждения; на практике амплитуда магнитострикции составляет $\delta_m = 0{,}8 \div 1{,}5$ мкм [4]. Для увеличения X_3 до значения амплитуды X_2 необходимо увеличивать напряжение питания МСП до уровня, при котором амплитуда магнитной индукции импульсов возбуждения составит $B_{m3} = B_{02} + B_{m2}$. Но это, в свою очередь, повлечет за собой большее потребление энергии из сети.

Авторами работы предложен четвертый способ возбуждения МСП, который основан на увеличении индукции смещением рабочей точки B_{04} без увеличения напряжения питания преобразователя так, что $B_{m3} = B_{m4}$ (рис. 3). Для этого необходимо возбуждать МСП многоимпульсным способом на собственной резонансной частоте $f_p = f$ при воздействии симметричным переменным током с подмагничиванием магнитострикционного материала [10]. Если принять $B_{04} / B_{m4} = 5$, то амплитуда переменной деформации увеличивается в 20 раз: $X_4 = 20X_3$ [4]. Практические измерения такого способа возбуждения показали значения $\delta_m = 20 \div 35$ мкм [8]. Из всех представленных способов возбуждения МСП последний способ имеет максимальную излучаемую акустическую мощность как по амплитудной, так и временной составляющей.

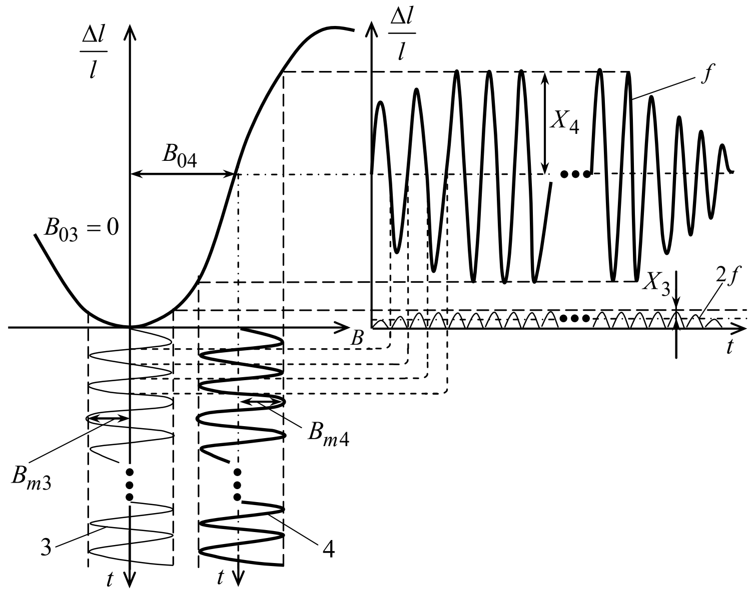


Рис. 3. Изменение деформации преобразователя из ферромагнетика во времени при многоимпульсном возбуждении на половинной резонансной частоте при воздействии симметричным переменным током (3); многоимпульсном возбуждении на собственной резонансной частоте при воздействии симметричным переменным током с подмагничиванием (4) (магнитострикционный материал – пермендюр К49Ф2 с магнитной индукцией насыщения B_S = 2,4 Тл; число импульсов в пачке $n_и$ = 200)

Ниже представлены результаты расчета излучаемой акустической мощности, определяемой теоретическим (2) и практическим (5) способами для МСП, работающего на резонансной частоте 22 кГц с неизменными геометрическими размерами с учетом режима работы. Параметры формул (2) и (5) для удобства сведены в табл. 1–3.

Таблица 1

Конструктивные константы МСП, выполненного из разного материала

Материал	c, м/с	p, кг·м^3	W, г/с·м^2	k	Q	$Q_п$	$\delta_{m\,max}$, мкм	Тип деформации
Ф-42	5940	5270	31 303 800	1,23	360	292,7	–26…0	сжатие
К49Ф2	5200	8100	42 120 000	1,23	140	113,8	0…+70	растяжение

Таблица 2

Режимы работы МСП, выполненного из материала Ф-42

Импульсный режим работы, $k = 2\pi/(cT)$	**Способ возбуждения, при котором δ_m**	***a*, м**	***S*, м²**
1*a*: $P_{Аср} > P_{Ат}$ $n_и = 1$, $T_п = 0{,}001$ с	2,5…4	0,0175	0,00096
1*b*: $P_{Аср} \approx P_{Ат}$ $n_и = 1$, $T_п = 0{,}0021$ с			
1*c*: $P_{Аср} < P_{Ат}$ $n_и = 1$, $T_п = 0{,}01$ с			

Таблица 3

Режимы работы МСП, выполненного из материала К49Ф2

Импульсный режим работы, $k = 2\pi/(cT)$	**Способ возбуждения, при котором δ_m**	***a*, м**	***S*, м²**
2*a*: $P_{Аср} > P_{Ат}$ $n_и = 24$, $T_п = 0{,}08$ с	7…12	0,0175	0,00096
2*b*: $P_{Аср} \approx P_{Ат}$ $n_и = 24$, $T_п = 0{,}22$ с			
2*c*: $P_{Аср} < P_{Ат}$ $n_и = 24$, $T_п = 0{,}4$ с			
3*a*: $P_{Аср} > P_{Ат}$ $n_и = 200$, $T_п = 0{,}1$ с	0,8…1,5		
3*b*: $P_{Аср} \approx P_{Ат}$ $n_и = 200$, $T_п = 1{,}31$ с			
3*c*: $P_{Аср} < P_{Ат}$ $n_и = 200$, $T_п = 4{,}9$ с			
4*a*: $P_{Аср} > P_{Ат}$ $n_и = 200, = 0{,}75$ с	20…35		
4*b*: $P_{Аср} \approx P_{Ат}$ $n_и = 200$, $T_п = 1{,}55$ с			
4*c*: $P_{Аср} < P_{Ат}$ $n_и = 200$, $T_п = 2{,}7$ с			

В табл. 1 параметр $\delta_{m\,\max}$ – максимально возможная амплитуда магнитострикции данного материала (на практике «раскачать» материал до такого значения затруднительно). Для удобства расчета в формулах (2) и (5) применены положительные значения δ_m для материала Ф-42, так как сжатие или растяжение доменной структуры материала преобразователя не имеет значения для возбуждения ультразвуковых колебаний. При работе с уже заданным количеством импульсов управления $n_и$ необходимо подстраивать частоту следования пачек $f_п$ таким образом, чтобы не перегреть МСП. При малом $n_и$ необходимо увеличивать $f_п$, при большом $n_и$ – уменьшать $f_п$.

На рис. 4 и 5 представлены зависимости излучаемой акустической мощности от амплитуды магнитострикции для второго и четвертого способов возбуждения магнитостриктора при $A_1 = 624{,}03$ и $A_2 = 0{,}437$.

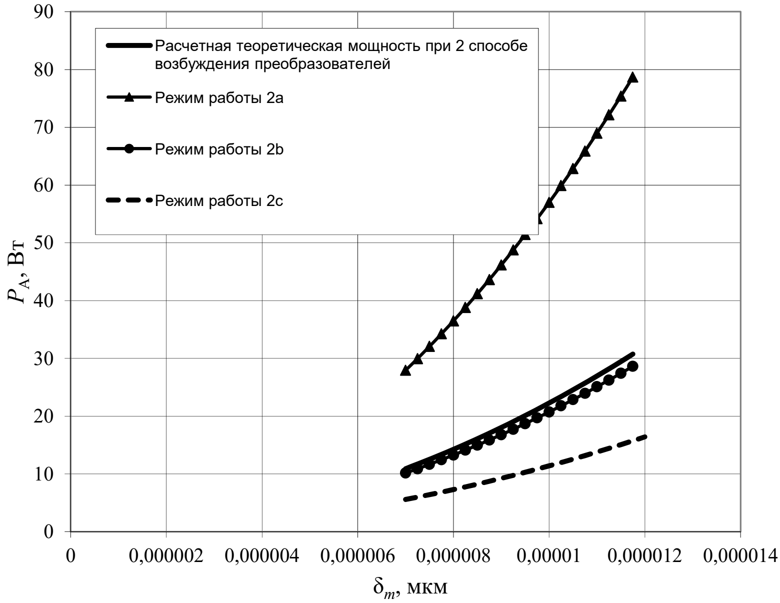


Рис. 4. Теоретическая $P_{\text{Ат}}$ и практическая $P_{\text{Аср}}$ излучаемая акустическая мощность при втором способе возбуждения магнитострикционного преобразователя

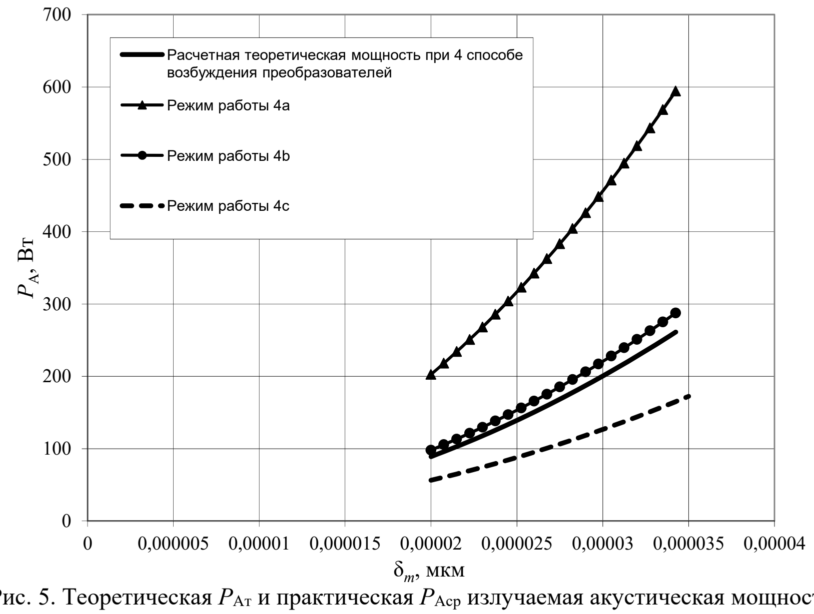


Рис. 5. Теоретическая $P_{\text{Ат}}$ и практическая $P_{\text{Аср}}$ излучаемая акустическая мощность при четвертом способе возбуждения магнитострикционного преобразователя

Анализ этих зависимостей и данных табл. 3 показывает, что путем изменения импульсного режима работы ультразвукового генератора можно добиться оптимальной излучаемой акустической мощности.

Экспериментальные результаты. Для подтверждения теоретических результатов была определена амплитуда магнитострикции δ_m торца преобразователя на холостом ходу при втором (рис. 2) и четвертом (рис. 3, кривая 4) способах возбуждения МСП. Для этого эксперимента был выбран один и тот же МСП, работающий на резонансной частоте 20,3 кГц. Фиксация колебаний торца преобразователя производилась без нагрузки с помощью высокочастотного пьезоэлектрического акселерометра.

Осциллографом фиксировалось максимальное значение амплитуды колебаний торца преобразователя, амплитуда магнитострикции δ_m МСП определялась по формуле (6), в которой принято $K_A = 150$, $f_p = 20{,}3$ кГц, посредством фиксации напряжения U_0 акселерометром. Осциллограммы изменения линейного размера торца МСП при втором и четвертом способах представлены на рис. 6 и 7, соответственно.

На этих рисунках выделены площади ультразвукового воздействия, определяемые амплитудой U_0 и длительностью воздействия на МСП. При втором способе возбуждения $U_0 \approx 46{,}88$ мВ, при четвертом способе – $U_0 \approx 90$ мВ. Из формулы (6) определяем

$$\delta_m = 153 \cdot \frac{46{,}88}{20{,}3^2} = 17{,}4 \text{ мкм}$$ при втором способе возбуждения;

$$\delta_m = 153 \cdot \frac{90}{20{,}3^2} = 33{,}4 \text{ мкм}$$ при четвертом способе возбуждения.

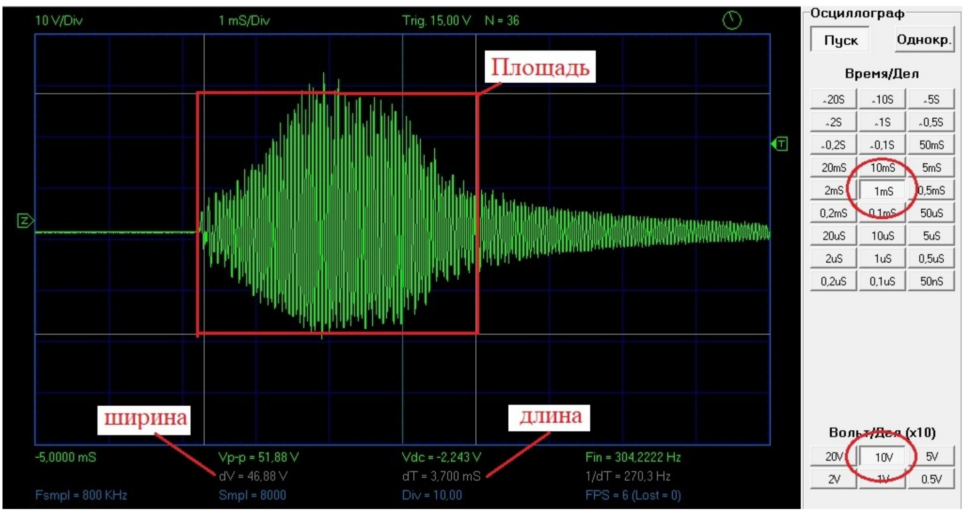


Рис. 6. Экспериментальный результат изменения деформации преобразователя из ферромагнетика во времени при многоимпульсном возбуждении на половинной резонансной частоте при воздействии однополярным переменным током (магнитострикционный материал – пермендюр К49Ф2 с магнитной индукцией насыщения $B_S = 2{,}4$ Тл; число импульсов в пачке $n_и = 24$)

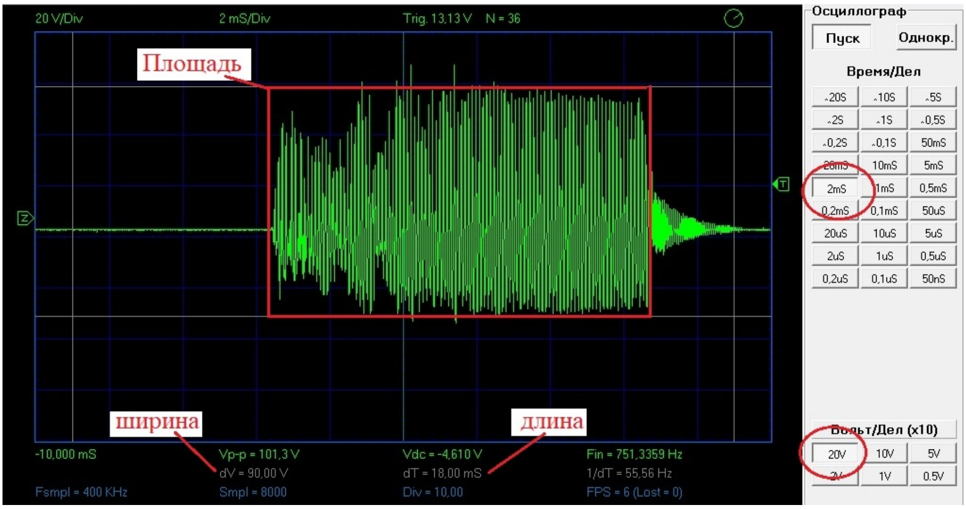


Рис. 7. Экспериментальные результаты изменения деформации МПС
из ферромагнетика во времени при многоимпульсном возбуждении
на собственной резонансной частоте
при воздействии симметричным переменным током с подмагничиванием
(магнитострикционный материал – пермендюр К49Ф2
с магнитной индукцией насыщения B_S = 2,4 Тл; число импульсов в пачке $n_и$ = 200)

После определения амплитуды магнитострикции δ_m подстановкой ее в (4) определяется практическая излучаемая акустическая мощность P_A. Экспериментальные данные показали, что при четвертом способе возбуждения МСП практическая излучаемая акустическая мощность имеет наибольшее значение, что подтверждает теоретическое предположение (рис. 3, кривая 4).

Выводы. 1. Вследствие малой излучаемой акустической мощности P_A на теплоагрегатах противонакипной эффект может отсутствовать вовсе.

2. По формуле (2) можно определять теоретическую (расчетную) акустическую мощность проектируемого магнитострикционного преобразователя. На практике с учетом импульсного режима работы ультразвукового генератора необходимо пользоваться формулой (4) для определения реальной излучаемой акустической мощности МСП при непрерывном возбуждении и (5) при импульсном возбуждении.

3. Для увеличения амплитудной составляющей излучаемой акустической мощности преобразователя предложен многоимпульсный способ возбуждения на собственной резонансной частоте при воздействии симметричным переменным током с подмагничиванием, что подтверждает эксперимент.

4. Регулируя импульсный режим работы ультразвукового генератора, можно вводить магнитострикционный преобразователь в режим оптимальной излучаемой акустической мощности при любом способе возбуждения преобразователя. Если предусмотреть систему охлаждения преобразователя, то можно реализовать режим, когда $P_{Аср} > P_{Ат}$, и получать повышенную излучаемую акустическую мощность.

5. Ввиду малой индукции насыщения ферриты неприменимы для создания мощных магнитострикционных преобразователей, хотя добротность и КПД таких преобразователей выше, чем у МСП на ферромагнетиках [2]. Для значительного противонакипного эффекта главным параметром остается индукция насыщения B_S материала преобразователя.

6. Увеличение излучаемой акустической мощности на теплоагрегате при минимальном потреблении энергии является решаемой задачей, а представленный способ повышения противонакипного эффекта дешевле и экономически более выгоден, чем такие способы, как изменение режима работы теплоагрегата и изменение режима водоподготовки.

Литература

1. *Абрамов О.В., Абрамов В.О., Муллакаев М.С., Артемьев В.В.* Анализ эффективности передачи ультразвуковых колебаний в нагрузку // Акустический журнал. 2009. Т. 55, № 6. С. 828–844.

2. *Валуев В.Н., Ганева Л.И., Голямина И.П.* Сравнение свойств преобразователей из различных магнитострикционных материалов // Акустический журнал. 1970. Т. 16, № 1. С. 32–36.

3. *Волк Г.М., Галутин В.З., Мелихова В.П., Фролов В.П., Щербаков С.Н.* Исследование эффективности ультразвукового метода снижения скорости образования накипи в паяных пластинчатых теплообменниках // Энергосбережение. 2003. № 2. С. 16-17.

4. *Донской А.В., Келлер О.К., Кратыш Г.С.* Ультразвуковые электротехнологические установки. М.: Энергоиздат, 1982. 204 с.

5. *Зверев В.С.* Эффективность применения ультразвукового противонакипного аппарата УПА-2М в теплоэнергетике // Энергосбережение и водоподготовка. 2007. № 2(46). С. 39.

6. *Зверев В.С., Ахмеджанов Р.А.* Повышение эффективности ультразвукового метода защиты теплопередающих поверхностей от накипи // Энергосбережение и водоподготовка. 2009. № 1(57). С. 39–42.

7. *Панфиль П.А., Андреев А.Г., Митюряев А.Н.* Повышение мощности акустических противонакипных устройств // Новости теплоснабжения. 2017. № 06 (202) [Электронный ресурс]. URL: http://www.rosteplo.ru/nt/202 (дата обращения: 26.07.2022).

8. Пат. 2548965 РФ, МПК F28G 7/100. Устройство для ультразвуковой очистки теплообменных агрегатов от отложений и интенсификации технологических процессов / С.В. Янкевич, В.А. Афанасьев, А.А. Кузин; заявитель и патентообладатель ООО "ДЖЕНЕРУС"; заявл. № 2014105207/05 от 13.02.2014; опубл. 20.04.2015. Бюл. № 11.

9. Физическая энциклопедия Т.2. Добротность- магнитооптика / гл. ред. А.М. Прохоров; ред. коллегия: Д.М. Алексеев, А.М. Балдин, А.М. Бонч-Бруевич, А.С. Боровик-Романов, А.М. Прохоров. М.: Сов. энцикл., 1990. 704 с.

10. *Янкевич С.В., Малинин Г.В.* Обзор схемотехнических решений при построении силовой части ультразвуковых генераторов // Вестник Чувашского университета. 2020. № 1. С. 212–220.

ЯНКЕВИЧ СЕРГЕЙ ВЛАДИМИРОВИЧ – аспирант кафедры промышленной электроники, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (ds3617@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-6151-0448).

МАЛИНИН ГРИГОРИЙ ВЯЧЕСЛАВОВИЧ – кандидат технических наук, заведующий кафедрой промышленной электроники, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (malgrig6@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0003-3993-0435).

АБРУКОВ ВИКТОР СЕРГЕЕВИЧ – доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой прикладной физики и нанотехнологий, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (abrukov@yandex.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-4680-6224).

Sergey V. YANKEVICH, Grigoriy V. MALININ, Viktor S. ABRUKOV

METHOD FOR INCREASING RADIATED ACOUSTIC POWER ON THERMAL POWER EQUIPMENT TO INCREASE THE EFFECT OF PREVENTING DEPOSITS

Key words: *ultrasonic generator, thermal power equipment, effect of preventing deposits, radiated acoustic power, magnetostrictive transducer, amplitude of magnetostriction, saturation induction, bias.*

The paper proposes a method for increasing the radiated acoustic power of ultrasonic (acoustic) devices of preventing deposits, ensuring their effectiveness. A formula for determining the specific acoustic power of a magnetostrictive transducer, depending on its physical characteristics, is known from literary sources. However, in practice, this formula can only be applied to determine the calculated theoretical maximum acoustic power that a designed magnetostrictive transducer with specified design and geometric parameters can emit. The paper presents a formula for determining the practical radiated acoustic power of a magnetostrictive converter on thermal power equipment, taking into account the operating mode of the ultrasonic generator and the method of excitation of the magnetostrictive converter. Using the above formulas, the radiated acoustic power is estimated in the pulsed mode of operation of the ultrasonic generator in comparison with the theoretically possible radiated power. It is shown that by changing the operating mode of the ultrasonic generator, it is possible to achieve optimal radiated acoustic power of the magnetostrictive transducer. The paper discusses the optimal operating modes of magnetostrictive transducers made of different materials. For this purpose, various methods of excitation of magnetostrictive transducers and their disadvantages leading to the disappearance of the effect of preventing deposits are analyzed, a method of excitation of the magnetostrictive transducer based on the bias of the magnetostrictive material and increasing the effect of preventing deposits is proposed. The importance of increasing the radiated acoustic power of ultrasonic devices to increase the effect of preventing deposits with the lowest possible energy consumption is shown. A comparison is made with other technical solutions used by manufacturers of ultrasonic preventing deposits equipment. Experimental results of an increase in acoustic power with the proposed method of excitation of a magnetostrictive transducer in comparison with other methods of its excitation are presented.

References

1. Abramov O.V., Abramov V.O., Mullakaev M.S., Artem'ev V.V. *Analiz effektivnosti peredachi ul'trazvukovykh kolebanii v nagruzku* [Analysis of the efficiency of ultrasonic vibration transfer to the load]. *Akusticheskii zhurnal*, 2009, vol. 55, no. 6, pp. 828–844.

2. Valuev V.N., Ganeva L.I., Golyamina I.P. *Sravnenie svoistv preobrazovatelei iz razlichnykh magnitostriktsionnykh materialov* [Comparison of the properties of transducers made of various magnetostrictive materials]. *Akusticheskii zhurnal*, 1970, vol. 16, no. 1, pp. 32–36.

3. Volk G.M., Galutin V.Z., Melikhova V.P., Frolov V.P., Shcherbakov S.N. *Issledovanie effektivnosti ul'trazvukovogo metoda snizheniya skorosti obrazovaniya nakipi v payanykh plastinchatykh teploobmennikakh* [Investigation of the effectiveness of the ultrasonic method of reducing the rate of scale formation in brazed plate heat exchangers]. *Energosberezhenie* [Energy saving], 2003, no. 2, pp. 16–17.

4. Donskoi A.V., Keller O.K., Kratysh G.S. *Ul'trazvukovye elektrotekhnologicheskie ustanovki* [Ultrasonic electrotechnological devices]. Moscow, Energoizdat Publ., 1982, 204 p.

5. Zverev V.S. *Effektivnost' primeneniya ul'trazvukovogo protivonakipnogo apparata UPA-2M v teploenergetike* [The effectiveness of the use of the ultrasonic anti-boiling device UPA-2M in the heat power industry]. *Energosberezhenie i vodopodgotovka*, 2007, no. 2(46), p. 39.

6. Zverev V.S., Akhmedzhanov R.A. *Povyshenie effektivnosti ul'trazvukovogo metoda zashchity teploperedayushchikh poverkhnostei ot nakipi* [Improving the efficiency of the ultrasonic method of protecting heat transfer surfaces from deposits]. *Energosberezhenie i vodopodgotovka*, 2009, no. 1(57), pp. 39–42.

7. Panfil' P.A., Andreev A.G., Mityuryaev A.N. *Povyshenie moshchnosti akusticheskikh protivo-nakipnykh ustroistv* [Increasing the power of acoustic devices against deposits]. *Novosti teplosnab-zheniya*, 2017, no. 06 (202). Available at: http://www.rosteplo.ru/nt/202.

8. Yankevich S.V., Afanas'ev V.A., Kuzin A.A. *Ustroistvo dlya ul'trazvukovoi ochistki teploobmennykh agregatov ot otlozhenii i intensifikatsii tekhnologicheskikh protsessov* [Device for ultrasonic cleaning of heat exchange units from deposits and intensification of technological processes]. Patent RF no. 2014105207/05, 2015.

9. Alekseev D.M., Alekseev D.M., Baldin A.M., Bonch-Bruevich A.M., Borovik-Romanov A.S., Prokhorov A.M. *Fizicheskaya entsiklopediya T.2. Dobrotnost'- magnitooptika* [Physical Encyclopedia vol. 2. Q-factor – magneto-optics]. Moscow: Sov. entsikl., 1990, 704 p.

10. Yankevich S.V., Malinin G.V. *Obzor skhemotekhnicheskikh resheniy pri postroenii silovoy chasti ul'trazvukovykh generatorov* [Schematic solutions overview for construction of ultrasonic generators power unit]. *Vestnik Chuvashskogo universiteta*, 2020, no. 1, pp. 212–220.

SERGEY V. YANKEVICH – Post-Graduate Student of Industrial Electronics Department, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (ds3617@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-6151-0448).

GRIGORIY V. MALININ – Candidate of Technical Sciences, Head of the Industrial Electronics Department, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (malgrig6@mail.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0003-3993-0435).

VIKTOR S. ABRUKOV – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Head of the Department of Applied Physics and Nanotechnology, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (abrukov@yandex.ru; ORCID: https://orcid.org/0000-0002-4680-6224).

Формат цитирования: *Янкевич С.В., Малинин Г.В., Абруков В.С.* Способ повышения излучаемой акустической мощности на теплоагрегатах для увеличения противонакипного эффекта // Вестник Чувашского университета. – 2022. – № 3. – С. 114–127. DOI: 10.47026/1810-1909-2022-3-114-127.

ПРАВИЛА ДЛЯ АВТОРОВ

Редакция журнала «Вестник Чувашского университета» просит авторов руководствоваться нижеприведенными правилами.

1. Авторские оригиналы представляются на бумажном и электронном носителях. Он должен быть пронумерован и подписан авторами на титульном листе с указанием даты.

2. К статьям, направляемым в редакцию, прилагаются:

1) заявление автора на имя главного редактора;

2) анкета авторов;

3) две внешние рецензии;

4) ходатайство научного руководителя;

5) экспертное заключение о возможности опубликования статьи в открытой печати.

3. Авторы должны указать рубрику, в которой следует поместить статью.

4. Оформление статьи:

1) классификационные индексы УДК и ББК;

2) инициалы и фамилия авторов;

3) название статьи;

4) ключевые слова;

5) аннотация статьи;

6) название статьи, инициалы и фамилия автора на английском языке;

7) ключевые слова на английском языке;

8) аннотация на английском языке;

9) текст статьи;

10) пристатейный библиографический список;

11) транслитерированный библиографический список References;

11) сведения об авторе.

Авторские оригиналы подготавливаются с помощью компьютера в среде Microsoft Word (файлы типа doc). Формат бумаги А4, поля: справа и слева 4 см, сверху 4,5 см, снизу 5,7 см, от края до верхнего колонтитула 3 см, красная строка 0,75 см. Текст статьи набирается шрифтом Times New Roman размера 11 пт через 1 интервал.

Текст статьи представляется в двух экземплярах с приложением файла в электронном виде.

5. Рисунки. Количество рисунков не более 4. На рисунки должны быть ссылки. Рисунки должны быть внедрены в режиме Вставка Объект Рисунок Microsoft Word. Подрисуночные подписи выполняются шрифтом размера 9 пт.

6. Формулы и буквенные обозначения по тексту. Формулы набираются в редакторе формул Microsoft Equation. Шрифт для греческих букв – Symbol, для всех остальных – Times New Roman, основной размер 11 пт, крупный индекс 7 пт, мелкий 5 пт. Латинские буквы набираются курсивом, буквы греческого алфавита и кириллицы – прямым шрифтом, обозначения матриц, векторов, операторов – прямым полужирным шрифтом. Формулы располагаются по центру страницы. Номер формулы ставится у правого края. Нумеруются лишь те формулы, на которые имеются ссылки. При выборе единиц физических величин рекомендуется придерживаться международной системы единиц СИ.

7. Таблицы. Текст в таблицах набирается шрифтом размером 9 пт, заголовок выделяется полужирным шрифтом. На таблицы должны быть ссылки.

8. Список литературы. Список строится по алфавиту, записи рекомендуется располагать сначала на языке издания, в которое включен список, затем на других языках. Источники набираются шрифтом Times New Roman размера 9 пт. При оформлении списка литературы необходимо руководствоваться ГОСТом Р 7.0.5-2008 «Библиографическая ссылка. Общие требования и правила оформления». Ссылки на источники в тексте даются в квадратных скобках, например [1], [1. С. 5].

9. Список References. Транслитерацию русского текста в латиницу следует производить в соответствии со стандартом BSI.

10. Сведения об авторах набираются полужирным шрифтом размера 10 пт ***на русском и английском языках в именительном падеже*** по следующей форме*: Фамилия, имя, отчество – ученая степень, должность, место работы, страна, город. Контактная информация (e-mail).*

11. Статьи, оформленные без соблюдения этих правил, возвращаются без рассмотрения. Возвращение рукописи автору на доработку не означает, что статья принята к печати. После получения доработанного текста рукопись вновь рассматривается редколлегией. Доработанный текст автор должен вернуть вместе с первоначальным экземпляром статьи, а также ответами на все замечания. Датой поступления считается день получения редакцией окончательного варианта статьи.

12. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

ВЕСТНИК ЧУВАШСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭНЕРГЕТИКА

2022 **№ 3**

СОДЕРЖАНИЕ

VESTNIK CHUVASHSKOGO UNIVERSITETA

ELECTRICAL TECHNOLOGY AND POWER ENGINEERING

2022 **№ 3**

CONTENTS

ВЕСТНИК ЧУВАШСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Электротехника и энергетика

№ 3 2022

Редактор ***Н.И. Завгородняя***
Технический редактор ***Н.Н. Иванова***

Журнал зарегистрирован в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзоре)
Свидетельство о регистрации средства массовой информации
ПИ № ФС77-66541 от 21.07.2016 г.

Сдано в набор 04.07.2022. Подписано в печать 19.09.2022. Выход в свет 29.09.2022.
Формат 70×100/16. Бумага писчая. Гарнитура Times New Roman. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 10,6. Уч.-изд. л. 10,4.
Тираж 200 экз. Заказ № 1034. Свободная цена.

Адрес редакции и издателя
428015, Чебоксары, Московский просп., 15

Типография Чувашского университета
428015, Чебоксары, Московский просп., 15