МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»

ВІСНИК

НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ»

Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії

№ 11 (1183) 2016

Збірник наукових праць

Видання засноване у 1961 р.

Харків
НТУ «ХПІ», 2016

Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Електричні машині та електромеханічне перетворення енергії – Х. : НТУ «ХПІ». – 2016. – № 11 (1183). – 132 с.

Державне видання
Свідоцтво Держкомітету з інформаційної політики України
КВ № 5256 від 2 липня 2001 року

Мова статей – українська, російська, англійська.

Вісник Національного технічного університету «ХПІ» внесено до «Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук», затверджено наказом Міністерства освіти і науки України 21.12.2015 № 1328, додаток 8

Координаційна рада:
Л. Л. Товажнянський, д-р техн. наук, проф. (**голова**);
К. О. Горбунов, канд. техн. наук, доц. (**секретар**);
А. П. Марченко, д-р техн. наук, проф.; Є. І. Сокол, д-р техн. наук, чл.-кор. НАН України;
Є. Є. Александров, д-р техн. наук, проф.; А. В. Бойко, д-р техн. наук, проф.;
Ф. Ф. Гладкий, д-р техн. наук, проф.; М. Д. Годлевський, д-р техн. наук, проф.;
А. І. Грабченко, д-р техн. наук, проф.; В. Г. Данько, д-р техн. наук, проф.;
В. Д. Дмитриєнко, д-р техн. наук, проф.; І. Ф. Домнін, д-р техн. наук, проф.;
В. В. Єпіфанов, канд. техн. наук, проф.; Ю. І. Зайцев, канд. техн. наук, проф.;
П. О. Качанов, д-р техн. наук, проф.; В. Б. Клепіков, д-р техн. наук, проф.;
С. І. Кондрашов, д-р техн. наук, проф.; В. І. Кравченко, д-р техн. наук, проф.;
Г. В. Лісачук, д-р техн. наук, проф.; О. К. Морачковський, д-р техн. наук, проф.;
В. І. Ніколаєнко, канд. іст. наук, проф.; П. Г. Перерва, д-р екон. наук, проф.;
В. А. Пуляєв, д-р техн. наук, проф.; М. І. Рищенко, д-р техн. наук, проф.;
В. Б. Самородов, д-р техн. наук, проф.; Г. М. Сучков, д-р техн. наук, проф.;
Ю. В. Тимофієв, д-р техн. наук, проф.; М. А. Ткачук, д-р техн. наук, проф.

Редакційна колегія серії:
Відповідальний редактор: В.І. Мілих, д-р техн. наук, проф.
Заст. відповідального редактора: Т.П. Павленко, д-р техн. наук, проф.
Відповідальний секретар: В.П. Шайда, канд. техн. наук, доц.
Члени редколегії: В.Г. Данько, д.т.н., проф.; А.В. Жильцов, д.т.н., проф.;
М.В. Загірняк, д.т.н, проф.; Б.В. Клименко, д.т.н., проф.; Л.І. Мазуренко, д.т.н., проф.;.
О.М. Олейніков, д.т.н., проф.; В.С. Петрушин, д.т.н., проф.; Ф.М. Сарапулов, д.т.н., проф.;
Є.І. Сокол, д.т.н., проф., В.В. Сотніков., д.т.н., проф.; А.А. Ставинський, д.т.н., проф.;
В.І. Ткачук, д.т.н., проф.; В.Ф. Шинкаренко, д.т.н., проф.; Lettl Jiri, Prof. Ing.;
Palis Stefan, Prof. Dr. Ing.

Вісник Національного технічного університету «ХПІ», серія «Електричні машині та електромеханічне перетворення енергії», індексується в наукометричних базах **Российский Индекс Научного Цитирования – РИНЦ, Google Scholar і включений у довідник періодичних видань бази данних Ulrich's Periodicals Directory (New Jersey, USA), внесено до електронного архіву наукових періодичних видань України у бібліотеці імені В.І. Вернадського**

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ «ХПІ».
Протокол № 7 від 23 вересня 2016 р.

© Національний технічний університет «ХПІ», 2016

УДК 621.313

В. И. МИЛЫХ

ОРГАНИЗАЦИЯ ЧИСЛЕННО-ПОЛЕВЫХ РАСЧЕТОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В ТУРБОГЕНЕРАТОРЕ ПРИ ЕГО НЕСИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКЕ

Подано принципи підготовки розрахункової моделі турбогенератора (ТГ) для чисельно-польового аналізу електромагнітних процесів у ньому при несиметричному навантаженні. За стандартними обмеженнями такої експлуатації ТГ, з використанням методу симетричних складових, знаходяться струми його обмоток разом з їхніми фазовими співвідношеннями. Аналізуються часові дискретні функції електромагнітних величин ТГ, які знаходять багатопозиційними розрахунками обертових магнітних полів. Як приклад, виконана оцінка фазних ЕРС, напруг, потужностей та інших величин при несиметричному навантаженні ТГ потужністю 35 МВт.

Ключові слова: турбогенератор, несиметричне навантаження, електромагнітні процеси, магнітні поля, чисельні розрахунки, часові функції.

Представлены принципы подготовки расчетной модели турбогенератора (ТГ) для численно-полевого анализа электромагнитных процессов в нем при несимметричной нагрузке. Исходя из стандартных ограничений такой эксплуатации ТГ, с использованием метода симметричных составляющих, получаются токи его обмоток вместе с их фазовыми соотношениями. Анализируются временные дискретные функции электромагнитных величин ТГ, которые получаются многопозиционными расчетами вращающихся магнитных полей. В качестве примера проведена оценка фазных ЭДС, напряжений, мощностей и других величин при несимметричной нагрузке ТГ мощностью 35 МВт.

Ключевые слова: турбогенератор, несимметричная нагрузка, электромагнитные процессы, магнитные поля, численные расчеты, временные функции.

Purpose. Design and presentation of the method of organization of the numerical-field calculations of the electromagnetic processes at asymmetry of turbo-generators load. **Methodology.** Preparation of the calculation model of turbo-generator is based on the method of symmetric constituents. Values and the phase relationship of the currents of their windings are obtained within the limits of the existing standard constraints. The temporal functions of the electromagnetic quantities are derived in a discrete form by the multi-position calculations of the rotating magnetic fields. A harmonic analysis is applied to these functions. **Results.** The calculations for testing of the presented method are performed on a three-phase 35 MW turbo-generator by during its work under autonomous unbalanced loading. The example of analysis of phase EMFs, tensions, powers and other quantities are presented in that load. The basis of this are the temporal functions of the magnetic flux linkage of phase windings which are expanded to the harmonic series. **Originality.** The novelty of the results is achieved by a combination of the new features of the numerical methods for the calculation of magnetic fields, high-performance computers and effective software. Problems of exploitation of turbo-generators under unbalanced loading are detected by the consideration of their electromagnetic system as a whole, and not their simplified local parts as usual. It is shown that the temporal functions of the magnetic flux linkage and EMF of phase stator windings under unbalanced loading significantly differ in shape from sine waves and from each other and contain a number of significant upper harmonics. **Practical value.** Analysis of the turbo-generator work under unbalanced loading showed the "top" level of problems of electromagnetic character although excluding reaction of eddy and contour currents of the rotor core. Adequate such reaction which effectively transports these problems on the above currents occurs to their "smoothing" to an acceptable level. They are also a serious problem of turbo-generator exploitation under unbalanced loading and require a depth study. All this allows us to provide for measures to ensure a durable and reliable operation of turbo-generators.

Keywords: turbogenerator, unbalanced loading, magnetic fields, electromagnetic processes, numerical calculations, temporal functions.

Введение. При работе в энергосистемах и, особенно, на автономную нагрузку, возможна работа турбогенераторов (ТГ) на несимметричную нагрузку [1]. При этом возникают проблемы эксплуатации электромагнитного, силового и теплового проявлений, создающие угрозы надежности и долговечности ТГ.

Длительная работа ТГ с несимметричной нагрузкой регламентирована Межгосударственным стандартом ДСУ 533-2000. Установлено, что это возможно, если фазные токи обмотки статора не превышают номинального значения и в них токи обратной последовательности ограничены 8 %.

Достаточно адекватный расчет процессов в ТГ при несимметричной нагрузке с одновременным учетом указанных проявлений является чрезвычайно сложной задачей. Обычно из этого комплекса решаются лишь отдельные задачи в локальных зонах ротора при весьма серьезном их упрощении.

Например, в [2] внимание уделено исследованию добавочных потерь мощности в пазовых клиньях от вихревых токов (ВТ) в ТГ мощностью 300 МВт. Однако полученные результаты вызывают сомнение, так как на наружной поверхности ротора в дюралюминиевых клиньях получена плотность тока $(2–4)\cdot10^{-3}$ А/мм^2, а плотность тепловыделений находится в пределах (3–55) Вт/м^3. При таких значениях вряд ли вообще возникала бы проблема эксплуатации ТГ при несимметрии нагрузки.

Правдоподобнее результаты анализа несимметричного режима работы в [3] для ТГ мощностью 200 и 300 МВт. В центральной части клина получена плотность ВТ 3–4 А/мм^2, удельные тепловыделения – 4–6 Вт/см^2. В локальных точках области расчета плотность ВТ достигает даже 11–12 А/мм^2. Однако и в этом случае рассматривается очень упрощенная ограниченная зона дюралюминииевого клина ротора с прилегающими частями зубцов и при других серьезных расчетных допущениях.

Выявить разносторонние проблемы эксплуатации ТГ с несимметричной нагрузкой, не сводя все к ВТ в клиньях ротора, можно, рассматривая ТГ в целом, не ограничиваясь его локальными упрощенными частями. Однако, как уже отмечалось, в полной постановке это задача чрезвычайной сложности.

Именно поэтому в данной работе сохраняется полная структура электромагнитной системы ТГ, но ввиду отмеченных причин, принимается другой крайний вариант допущений – отсутствие реакции ВТ в элементах конструкции ротора.

Это позволяет выявить «верхний» уровень про-

© В. И. Милых, 2016

блем электромагнитного и силового характера, которые в реальности, конечно же, будут сглажены демпфирующей реакцией токов, возникающих в электропроводящем массиве бочки ротора и в отдельных его элементах. И смысл этого еще в том, чтобы понимать, что такой «верхний» уровень потребует адекватной реакции ВТ и контурных токов. Эта реакция фактически перенесет указанные проблемы на себя, доводя их до приемлемого уровня.

Новизна предоставляемых далее результатов достигается благодаря новым возможностям симбиоза численных методов расчета магнитных полей [4, 5] и высокопроизводительных компьютеров в сочетании с эффективным программным обеспечением.

Цель работы. В данной работе представляется метод организации численно-полевых расчетов электромагнитных процессов при несимметрии нагрузки ТГ в рамках указанных ограничений стандарта ДСУ 533-2000.

Благодаря указанным новым возможностям, проблема достаточно точного определения электромагнитных и соответствующих силовых величин становится в значительной мере решенной, т.к. для численных методов уже нет ограничений на учет реальных конструктивных форм ТГ в целом и их элементов, на учет насыщения магнитопровода. А достаточно мощные современные компьютеры позволяют это сделать не только в статике, но и в динамике. Примеры таких исследований, хотя и при симметричной нагрузке ТГ, приведены в работах автора [5, 6] и других исследователей, например, в [7, 8]. Конкретно в данной работе, как и в предшествующих работах автора, для расчетов магнитных полей использовалась общедоступная программа FEMM [9], основанная на методе конечных элементов.

Объект исследования. Демонстрационные расчеты проводятся на трехфазном ТГ, поперечное сечение электромагнитной системы которого дано на рис. 1. Он имеет номинальные: мощность P_N=35 МВт, напряжение U_N=6,3 кВ и ток I_N=4009 А; коэффициент мощности cos φ_{sN}=0,8; частоту f_s=50 Гц. Его число пар полюсов p=1; активная длина l_a=2,7 м; немагнитный зазор – 27 мм; радиус ротора – 0,408 м; числа последовательных витков фазной обмотки статора N_s=18, обмотки ротора N_r=224; относительное укорочение β_s=0,8148; схема соединения обмотки статора – «треугольник», в соответствием с которой получаются номинальные фазные напряжение U_{sN}=6,3 кВ и ток I_{sN}=2315 А.

Уровень мощности ТГ позволяет использовать полное воздушное охлаждение при радиальной системе вентиляции статора и применении подпазовых вентиляционных каналов в роторе. ТГ такого типа предназначены для металлургических комбинатов и других предприятий, заботящихся о собственной энергонезависимости.

Теоретические основы анализа несимметричного режима работы ТГ. Несимметричные режимы в ТГ обуславливаются различием фазных токов из-за разных нагрузок фазных обмоток статора. Эти режимы исследуются с помощью классического метода симметричных составляющих с оперированием для ТГ прямой и обратной симметричными последовательностями (индексы 1 и 2), образующими несимметричную систему фазных токов (в символической форме):

$$\underline{I}_A = \underline{I}_{A1} + \underline{I}_{A2};\ \underline{I}_B = \underline{I}_{B1} + \underline{I}_{B2};\ \underline{I}_C = \underline{I}_{C1} + \underline{I}_{C2}. \quad (1)$$

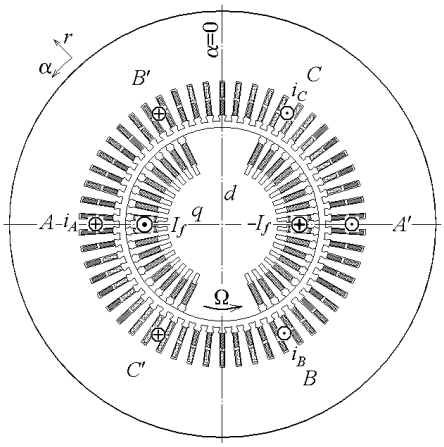


Рис. 1 – Расчетная модель турбогенератора

Если фазные токи прямой последовательности имеют действующее значение I_{s1}, то аналогичное значение токов обратной последовательности составит $I_{s2} = 0{,}08 \cdot I_{s1}$ в соответствии со стандартом. Для базовых векторов прямой и обратной последовательностей (фаза A) примем произвольно начальные фазы, равные нулю и 90°, соответственно.

Так становятся заданными комплексы фазных токов симметричных составляющих $\underline{I}_{A1} = I_{s1}$, $\underline{I}_{B1} = I_{s1}e^{-j120°}$, $\underline{I}_{C1} = I_{s1}e^{-j240°}$, $\underline{I}_{A2} = I_{s2}e^{j90°}$; $\underline{I}_{B2} = I_{s2} \cdot e^{-j150°}$; $\underline{I}_{C2} = I_{s2} \cdot e^{-j30°}$, которые отображены посредством векторной диаграммы в масштабе на рис. 2, *а* и *б*:

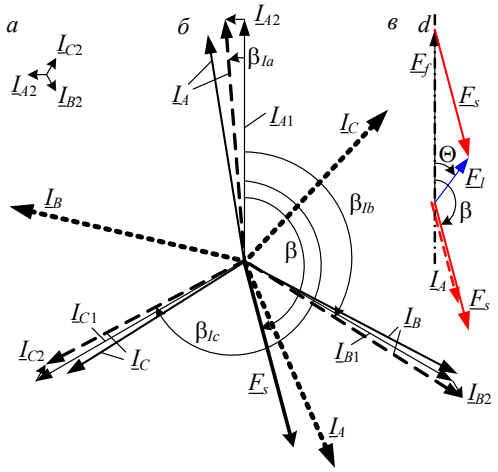


Рис. 2 – Векторные диаграммы фазных токов ТГ при различных фазовых соотношениях

По формулам (1) получены результирующие

фазные токи:

$$\underline{I}_A = k_{Ia} I_{s1} e^{j\beta_{Ia}};\ \underline{I}_B = k_{Ib} I_{s1} e^{j\beta_{Ib}};\ \underline{I}_C = k_{Ic} I_{s1} e^{j\beta_{Ic}}, \quad (2)$$

где коэффициенты несимметрии составили $k_{Ia} = 1{,}0032$; $k_{Ib} = 1{,}070$; $k_{Ic} = 0{,}9316$; начальные фазы $\beta_{Ia} = 4{,}57°$; $\beta_{Ib} = -122{,}14°$; $\beta_{Ic} = -242{,}46°$ (точность для «чистоты» дальнейших числовых экспериментов). Векторы этих токов (2) также представлены на рис. 2, *б* пунктиром.

Так как фазные токи не должны превышать номинала I_{sN}, то по фазной обмотке с наибольшим током определяется $I_{s1} = I_{sN} / k_{Ib}$, и в итоге действующие значения фазных токов составили I_A=2170,2 А; I_B=2314,7 А; I_C=2015,3 А.

Система фазных токов для расчета магнитного поля в режиме симметричной нагрузки ТГ сдвигается по фазе на определенный угол β [5, 6], задающий пространственный сдвиг МДС трехфазной обмотки статора относительно МДС обмотки возбуждения.

Фазовые соотношения при симметричной нагрузке ТГ показаны на рис. 2, *в*. Здесь представлены векторы МДС: $\underline{F}_f$ – обмотки возбуждения, $\underline{F}_s$ – трехфазной обмотки статора, $\underline{F}_J$ – условная результирующая в режиме нагрузки. Установлено, что $\underline{F}_f$ действует по продольной оси ротора *d* (рис. 1)., $\underline{F}_s$ – совпадает по фазе с фазным током $\underline{I}_A$.

Представленный угол β вместе с током возбуждения I_f определяются по специальной методике [10] с условием обеспечения номинальных данных ТГ, а именно: напряжения U_{sN} и коэффициента мощности $\cos\varphi_{sN}$, что при номинальном токе статора I_{sN} дает номинальную активную мощность P_N. Для рассматриваемого ТГ при симметричной нагрузке выявлено β=-165,12° и I_f=632 А. Среди прочего определяется и угол нагрузки ТГ Θ, обозначенный на рис. 2, *в*.

Обусловленный поворот МДС обмотки статора проверяется расчетами ее индивидуального магнитного поля при β=0 и при указанном значении β.

При заданной несимметричной системе токов (2), значения которых разделили на коэффициент k_{Ib}, провели расчет магнитного поля только обмотки статора. И по тому же принципу [10] определили, что МДС $\underline{F}_s$ получила угловое смещение относительно оси *d* на угол Δβ=4,58°. Поэтому заявленные ранее начальные фазы токов были изменены на этот угол и составили теперь $\beta_{Ia} = 9{,}15°$; $\beta_{Ib} = -117{,}56°$; $\beta_{Ic} = -237{,}88°$. Контрольный расчет магнитного поля обмотки статора при фазных токах с этими начальными фазами «вернул» для МДС обмотки статора угол β=0, т.е. эта МДС «стала» в правильную исходную позицию. Векторы обновленных фазных токов представлены на рис. 2, *б* пунктиром с прежними обозначениями $\underline{I}_A$, $\underline{I}_B$, $\underline{I}_C$.

Для обеспечения при несимметричной нагрузки ТГ его мощности, приближенной к номинальному уровню, новые фазные токи по фазе сдвинули на тот же угол β, который был определен при симметричной нагрузке. Такая система фазных токов на рис. 2, *б* представлена точечным пунктиром все с теми же обозначениями $\underline{I}_A$, $\underline{I}_B$, $\underline{I}_C$.

В итоге, при расчете магнитного поля при несимметричной нагрузке надо вместе с представленным уже током возбуждения I_f задавать систему фазных токов

$$\begin{aligned} i_A &= I_{ma} \cdot \cos(\omega \cdot t + \beta_{Ia} + \beta); \\ i_B &= I_{mb} \cdot \cos(\omega \cdot t + \beta_{Ib} + \beta); \\ i_C &= I_{mc} \cdot \cos(\omega \cdot t + \beta_{Ic} + \beta), \end{aligned} \quad (3)$$

где $\omega = 2\pi f_s$ – угловая частота;

$I_{ma} = \sqrt{2} k_{Ia} I_{s1}$; $I_{mb} = \sqrt{2} k_{Ib} I_{s1}$; $I_{mc} = \sqrt{2} k_{Ic} I_{s1}$ – амплитуды токов.

В (3) должны задаваться уточненные значения β_{Ia}, β_{Ib} и β_{Ic} при β=–165,12°. Такая система фазных токов обеспечила указанное на рис. 2, *б* направление МДС обмотки статора, вектор которой $\underline{F}_s$ сдвинут от оси *d* на заданный угол β.

Использование в (3) косинусоид соответствует установленной в [5, 6] системе фазовых соотношений электромагнитных величин в ТГ.

Принципы расчета временных функций электромагнитных величин. Значения целого ряда электромагнитных и силовых величин, характеризующих состояние ТГ как при симметричной, так и при несимметричной нагрузке, получаются на основе расчета магнитного поля, а их временные функции – многопозиционными такими расчетами магнитного поля [5, 11].

Позиции характеризуется моментами времени

$$t_k = \Delta t \cdot (k\text{-}1); \quad k = 1, 2, ..., K, \quad (4)$$

и соответствующими угловыми положениями ротора

$$\alpha_k = \Delta\alpha\ (k\text{-}1); \quad k = 1, 2, ..., K, \quad (5)$$

а также токами в фазных обмотках статора, вычисляемыми по (3) в эти моменты времени.

В (4) и (5) обозначение *K* – число позиций, позволяющее сформировать конкретные временные функции на их периоде изменения с задаваемыми временным Δ*t* и соответствующим угловым $\Delta\alpha = \Omega \cdot \Delta t$ шагами, где $\Omega = \omega / p$ – угловая скорость вращения ротора.

Магнитное поле ТГ рассчитывается в двухмерной постановке в его поперечном сечении (рис. 1) на длине активной части. Здесь это поле описывается общеизвестным дифференциальным уравнением

$$\mathrm{rot}\left[\frac{1}{\mu}\mathrm{rot}\left(\vec{k}\, A_z\right)\right] = \vec{k}\, J_z, \quad (6)$$

где A_z, J_z – аксиальные составляющие векторного магнитного потенциала и плотности тока;

μ – абсолютная магнитная проницаемость;

$\vec{k}$ – орт по аксиальной оси *z*.

Магнитное поле в соответствии с уравнением (6) рассчитывается численным методом конечных элементов с учетом насыщения магнитопровода по упомянутой программе FEMM [9].

Картины магнитного поля в исходный момент

времени при симметричной и несимметричной нагрузках представлены силовыми линиями на рис. 3 и рис. 4, соответственно. Здесь же показаны масштабированные векторы упоминавшихся МДС, причем вектор $\underline{F_f}$ в двух вариантах одинаков. Отметим, что в целом структуры магнитного поля для двух вариантов подобны, только во втором варианте из-за уменьшенных токов обмотки статора вектор $\underline{F_s}$ уменьшился. Потому вектор $\underline{F_I}$ несколько увеличился и повернулся, так что угол нагрузки Θ между векторами $\underline{F_f}$ и $\underline{F_I}$ уменьшился от 36,14° до 28,05°.

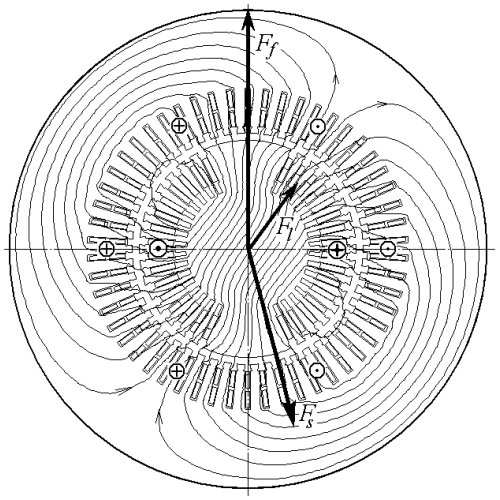


Рис. 3 – Картина магнитного поля ТГ при симметричной нагрузке

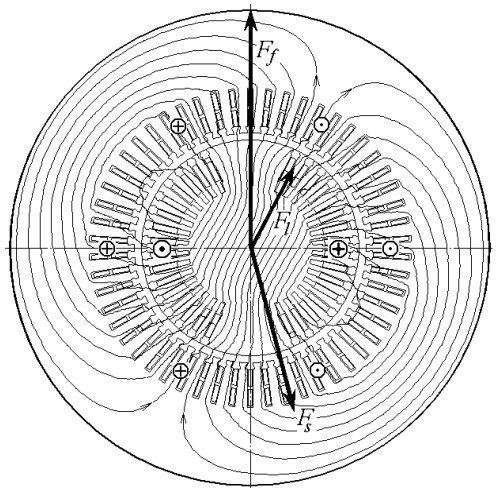


Рис. 4 – Картина магнитного поля ТГ при несимметричной нагрузке

Расчеты при симметричной нагрузке проводились для проявления особенностей электромагнитных и силовых величин при несимметричной нагрузке – посредством сопоставления аналогичных величин. Отличие расчетов при симметричной нагрузке заключалось в том, действующие значения фазных токов составляли I_A=I_B=I_C=2315 А, а в их системе (3) было принято $\beta_{Ia} = 0$; $\beta_{Ib} = -120°$; $\beta_{Ic} = -240°$. Ток возбуждения обмотки ротора I_f и общий фазовый сдвиг токов β обмотки статора в обоих вариантах расчетов были идентичными и соответствовали уже упомянутым значениям: I_f=632 А; β=–165,12°.

Однако на основании рассмотрения одного исходного момента времени судить об энергетических и силовых параметрах ТГ преждевременно. При вращении ротора и магнитного поля векторы МДС и их соотношение, а также картина поля примерно сохраняются только для симметричной нагрузки. При несимметричной нагрузке практически все изменяется, за исключением вектора $\underline{F_f}$.

Поэтому для исследования несимметричного режиме необходима именно динамика электромагнит–ных и силовых процессов на основе многопозицион–ных расчетов вращающегося магнитного поля.

Расчеты проведенные по приведенным далее формулам, при симметричной нагрузке дали номинальную мощность, при несимметричной нагрузке – меньшую чем номинальная. Однако, с учетом того, что от турбины на вал ТГ поступает та же механическая мощность, что и при симметричной нагрузке, соответственно и активная электрическая мощность при несимметрии должна остаться той же.

Чтобы выйти на это расчетным путем, можно изменить угол β, что приведет к соответствующему увеличению угла нагрузки Θ и, следовательно – к увеличению активной мощности ТГ. В процессе работы ТГ это происходит автоматически его саморегулированием. В расчете заданные по условиям стандарта фазные токи обмотки статора изменять не следовало, так как и ток возбуждения, не зависящий от нагрузки ТГ.

Численными экспериментами было выявлено, что номинальная мощность при несимметричной нагрузке получается при β=-167,2°. Именно при таком значении проводились далее расчеты процессов в ТГ при несимметричной нагрузке.

Магнитное потокосцепление и ЭДС фазных обмоток статора. Основой анализа электромагнитных и энергетических величин ТГ является магнитное потокосцепления (МПС) фазных обмоток статора и его временные функции.

МПС находится по распределению векторного магнитного потенциала. Так, например, для любой из шести фазных зон (рис. 1) МПС определяется на основании формулы

$$\Psi = \frac{N_s l_a}{S_\varphi} \int\limits_{S_\varphi} A_z dS \approx \frac{N_s l_a}{S_\varphi} \sum_{j=1}^{K_\varphi} A_{z,av,j} \Delta S_j \,, \quad (7)$$

где S_φ – площадь сечения по токопроводящим элементам фазной зоны; K_φ – число элементов ее дискретизации; $A_{z,av,j}$ – среднее значение векторного магнитного потенциала в j–том элементе.

Определение МПС по формуле (7) не составляет труда. Для вычисления S_φ и интеграла во встроенном в программу FEMM скрипте Lua есть соответствующие процедуры [12].

Для всей фазной обмотки, например для фазы A, МПС находится по формуле

$$\Psi_A = \Psi_{sA} - \Psi_{sA'} \quad (8)$$

где Ψ_{sA} и $\Psi_{sA'}$ – МПС в фазных зонах A и A' (рис. 1), определенные по формуле (7).

Искомые временные функции МПС на их периоде формировались в процессе вращения магнитного поля согласно (3)–(5), как это представлено в [5, 6]. Все операции при работе программы FEMM выполнялись управляющей программой, написанной на алгоритмическом языке Lua [11].

На отмеченной основе, в процессе уже объясненных здесь расчетов вращающегося магнитного поля, при угловом шаге поворота ротора $\Delta\alpha$ в 1°, была сформирована дискретная временная функция МПС

$$\Psi_s(t_k),\ k=1,2,...,K.\ k=1,2,...,K. \qquad (9)$$

Она имеет тот же период T, что и токи (3), и сформирована по числу точек $K = 180$ на полупериоде, а затем распространена на полный период с учетом условия полупериодичной асимметрии:

$$\Psi_s(t_k + T/2) = -\Psi_s(t_k),\ k=1,2,...,K. \qquad (10)$$

На границах полупериода значения функции первой и последней точек совпадали, но с обратным знаком.

Временные функции МПС (10) определялись для всех фазных обмоток и при несимметричной нагрузке оказались, естественно, разными. Они представлены на полном периоде их изменения на рис. 5 вместе с графиками для симметричной нагрузки.

Очевидно, что при симметричной нагрузке временные функции МПС близки к синусоидальным. При несимметричной нагрузке различие функций разных фаз и их отличия от правильных синусоид проявились в значительно мере. Причем искажения и отличия заметны уже и по максимумам МПС.

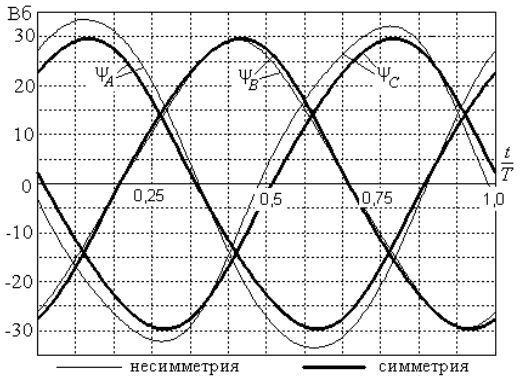


Рис. 5 – Временные функции фазных МПС при несимметричной и симметричной нагрузке ТГ

Функция МПС $\Psi_s(t_k)$ любой фазной обмотки раскладывается аналогично [5, 6] по известным правилам в косинусный гармонический ряд

$$\Psi_s = \sum_{\nu=1,3,5...}^{N_g} \Psi_{m,\nu} \cos(\nu\omega t + \gamma_\nu). \qquad (11)$$

Этот ряд состоит из нечетных гармоник с учетом упомянутого условия (10) и имеет предельный номер N_g, который, в принципе, ограничен принятым в (9) значением K.

Ценность функции (11) в том, что на основании закона электромагнитной индукции от нее делается переход к ЭДС фазной обмотки:

$$e_s = -\frac{d\Psi_s}{dt} = \sum_{\nu=1,3,5...}^{N_g} \nu\ \omega\ \Psi_{m,\nu} \cos(\nu\ \omega\ t + \gamma_\nu - \pi/2) \qquad (12)$$

откуда получаются амплитуды гармоник $E_{m,\nu}=\nu\omega\Psi_{m,\nu}$.

Было выявлено, что уже при симметричной нагрузке в характере ЭДС проявляется заметное влияние высших гармоник, которые, в отличие от аналогичных гармоник МПС, умножаются на их номера.

При несимметричной нагрузке различие функций ЭДС разных фаз и их отличия от правильных синусоид проявились в значительно большей мере, так как искажения и отличия заметны уже и для исходных функций МПС.

В табл. 1 представлены числовые данные для фазных ЭДС при несимметричной нагрузке ТГ. Здесь амплитуда первой гармоники ЭДС $E_{m,1}$ и ее действующее значение $E_{s,1}$ даны в абсолютном измерении, а амплитуды высших гармоник – в относительной форме $E_{m,\nu,*} = E_{m,\nu} / E_{m,1}$. В целом влияние высших гармоник оценивается коэффициентом искажения

$$d_{dist} = \frac{E_{m,1}}{\sqrt{\sum_{\nu=1}^{N_g} E_{m,\nu}^2}}, \qquad (13)$$

который для «чистой» синусоиды равен единице.

Очевиден большой удельный вес третьей гармоники, которая при схеме «треугольник» также создаст проблему значительных паразитных циркуляционных токов в трех фазных обмотках [3].

Таблица 1 – Гармонический состав ЭДС фазных обмоток статора при несимметрии нагрузки

Фаза	$E_{m,1}$, В	$E_{s,1}$, В	$E_{m,3,*}$	$E_{m,5,*}$
A	10702	7568	0,043	0,007
B	8865	6268	0,144	0,018
C	10071	7121	0,183	0,015
Фаза	$E_{m,7,*}$	$E_{m,9,*}$	$E_{m,11,*}$	d_{dist}
A	-	0,005	0,003	0,999
B	0,003	0,007	0,003	0,990
C	0,004	0,008	0,004	0,983

Основа фазовых соотношений электромагнитных величин ТГ заложена уже в формулах фазных токов (3). В дополнение к ним из (11) для каждой фазной обмотки по аргументу γ_ν определяются начальные фазы МПС $\gamma_{\psi a}$, $\gamma_{\psi b}$ и $\gamma_{\psi c}$ для первых гармоник.

Фазные ЭДС отстают от своих МПС на четверть периода или на 90° в соответствии с (12). Тогда начальные фазы этих ЭДС составляют $\gamma_{Ea}=\gamma_{\psi a}$-90°;

$\gamma_{Eb}=\gamma_{\psi b}-90°$; $\gamma_{Ec}=\gamma_{\psi c}-90°$.

Определенными становятся фазовые сдвиги ЕРС относительно токов своих фазных обмоток:

$$\varphi_{IEa}=\gamma_{Ea}-\beta_{Ia};\ \varphi_{IEb}=\gamma_{Eb}-\beta_{Ib};\ \varphi_{IEc}=\gamma_{Ec}-\beta_{Ic}. \quad (14)$$

Все эти фазовые соотношения и соотношения величин фазных токов, МПС, ЭДС и напряжений представлены в масштабе на рис. 6 посредством ВД. Это соответствует первым гармоникам электромагнитных величин ТГ при несимметричной нагрузке для всех фазных обмоток.

Для определения фазных напряжений – пока обозначим обобщенно U_s, необходимо учесть падение напряжения $\underline{U}_R=R_s\,\underline{I}_s$ на активном сопротивлении R_s, а также ЭДС $\underline{E}_v=-jX_v\,\underline{I}_s$ от потока лобового рассеяния фазной обмотки (здесь X_v – соответствующее индук–тивное сопротивление). Значения сопротивлений определены при проектировании ТГ и составили: R_s = 0,00537 Ом и X_v = 0,134 Ом.

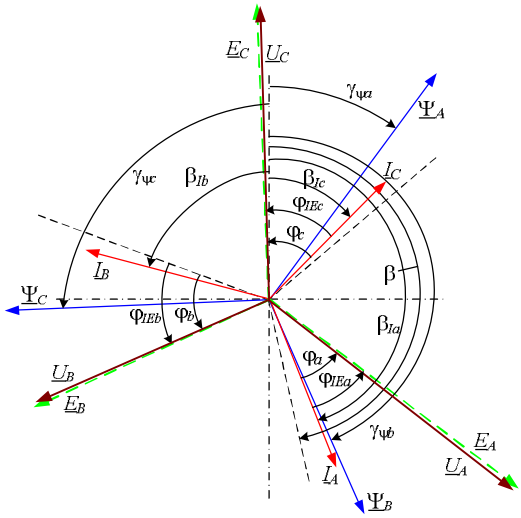
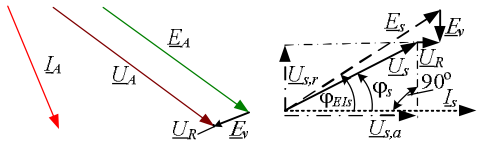


Рис. 6 – Векторная диаграмма электромагнитных величин при несимметричной нагрузке ТГ

Порядок определения U_s поясняется с помощью фрагмента ВД с рис. 6. Он взят для фазы *A* и показан на рис. 7, *а* в оригинале с увеличением масштаба, а в повернутом виде – на рис. 7, *б* (без соблюдения пропорций и с использованием обобщающего индекса *s* для фазных величин). Известно, что вектор $\underline{U}_R$ параллелен вектору $\underline{I}_s$, а вектор $\underline{E}_v$ – перпендикулярен (в сторону отставания). Так они и пристроены к концу вектора фазной ЭДС $\underline{E}_s$ и дают в итоге вектор фазного напряжения $\underline{U}_s=\underline{E}_s+\underline{E}_v-\underline{U}_R$.



а *б*

Рис. 7 – Фрагменты векторной диаграммы
а – оригинал ВД с увеличенным масштабом;
б – без масштаба, повернутый вид.

Из геометрических соотношений ВД на рис. 7, *б* получаются активная и реактивная составляющие напряжения $\underline{U}_s$, его действующее значение и фазовый сдвиг от вектора фазного тока $\underline{I}_s$:

$$U_{s,a}=E_s\cos\varphi_{EIs}-U_{sR};\ U_{s,r}=E_s\sin\varphi_{EIs}-E_{sv}; \quad (15)$$

$$U_s=\sqrt{U_{s,a}^2+U_{s,r}^2};\ \ \varphi_s=\operatorname{arctg}(U_{s,r}/U_{s,a}). \quad (16)$$

Активная мощность на одну фазную обмотку

$$P_{as}=U_sI_s\cos\varphi_s. \quad (17)$$

Аналогичные действия производятся конкретно для фазных обмоток *A*, *B* і *C*, и в результате получены их фазные напряжения U_A, U_B, U_C, фазовые сдвиги относительно токов: φ_{sA}, φ_{sB} и φ_{sC}, активные мощности P_{aA}, P_{aB} и P_{aC}.

Результаты расчетов по приведенным формулам представлены в табл. 2.

Таблица 2 – Расчетные данные ТГ пофазно при несимметричной нагрузке

Фаза	I_s, А	U_s, В	$\cos\varphi_s$	φ_s, град	P_a, МВт
A	2170	7489	0,861	30,55	14,00
B	2315	6174	0,785	38,28	11,22
C	2015	7029	0,684	46,86	9,69

По данным табл. 2 суммарная активная мощность ТГ составила 34,9 МВт, т.е. выработана практически номинальная электрическая мощность, при той же мощности, получаемой ТГ от приводной турбины, как и при симметричной нагрузке. При ограниченных токах статора, но при номинальном токе возбуждения, это произошло за счет увеличения ЭДС и напряжения ввиду увеличения МПС при уменьшенной реакции якоря. Здесь подразумевается, что переход от симметричной к несимметричной нагрузке в системе ТГ произошел без управляющих воздействий.

Для симметричной нагрузки суммарная активная мощность трехфазной обмотки составила также 34,9 МВт, но при номинальных напряжениях, токах статора и коэффициенте мощности.

Рассмотрение данных табл. 2 показывает весьма неравномерную нагрузку фазных обмоток и явно выраженную несимметрию фазных напряжений, порожденную, в основном несимметриею ЭДС в табл. 1. Векторы напряжений также представлены на рис. 6 вместе с векторами ЭДС.

В табл. 2 видны также различия коэффициентов мощности разных фаз. Это надо трактовать так, что заданные на рис. 2 соотношения токов прямой и обратной последовательностей возможны, если несимметричная нагрузка фаз предполагает именно такой ее характер.

На данном этапе статьи можно считать, что цель, поставленная в ее начале, достигнута, а именно представлен метод организации численно-полевых расчетов электромагнитных процессов при несимметрии нагрузки ТГ. Работоспособность метода подтверждена расчетным анализом ряда

электромагнитных и энергетических величин.

Представленный метод открывает возможность исследования еще целого ряда временных функций электромагнитных и силовых величин ТГ, таких как ЭДС обмотки ротора, магнитная индукция в различных неподвижных точках ТГ, переменная составляющая магнитной индукции на поверхности вращающегося ротора, пульсации электромагнитного момента, силы, действующие на стержни обмотки статора, зубцы его сердечника и на сердечник в целом, и т.д. Однако это выходит за рамки данной статьи и будет представлено в ее продолжениях.

Выводы. 1. Выявить проблемы эксплуатации ТГ при несимметричной нагрузке с разных сторон можно, только рассматривая ТГ в целом, не ограничиваясь его локальными упрощенными частями. При этом для анализа широкого спектра проблем электромагнитного характера эффективной основой являются многопозиционные численные расчеты вращающихся магнитных полей, позволяющие сформировать временные функций рассматриваемых величин.

2. Задача анализа электромагнитных и силовых явлений в полной структуре электромагнитной системы ТГ чрезвычайно сложна. Поэтому здесь, сохраняя ее, рассмотрен крайний вариант допущений – отсутствие реакции ВТ в элементах конструкции ротора. Это позволило выявить «верхний» уровень проблем электромагнитного и силового характера, которые в реальности будут сглажены демпфирующей реакцией токов, возникающих в электропроводящем массиве бочки ротора и в отдельных его элементах.

3. По рассмотренному комплексу электромагнитных явлений в рамках стандартных ограничений несимметричного режима работы ТГ можно заключить, что временные функции МПС, а следовательно и ЭДС фазных обмоток статора при несимметричной нагрузке по форме значительно отличаются от синусоид и друг от друга и содержат ряд весомых высших гармоник, и в первую очередь – третью.

4. Активная мощность ТГ весьма неравномерно распределена по фазным обмоткам с различием порядка 37 %.

5. Смысл проведенного анализа режима работы ТГ при несимметричной нагрузке с допущением о неучете реакции вихревых и контурных токов в бочке и элементах конструкции ротора заключается в том, что показан «верхний» уровень проблем электромагнитного характера. И при этом подразумевается, что для их «сглаживания» до приемлемого уровня требуется адекватная такая реакция, которая фактически перенесет проблемы с них на указанные токи, что также является серьезной проблемой эксплуатации ТГ при несимметричной нагрузке и требует углубленного изучения.

Список литературы

1. *Коган Ф. Л.* Анормальные режимы мощных турбогенераторов / *Ф. Л. Коган.* – М. : Энергоатомиздат, 1988. – 188 с.
2. *Шульженко Н. Г.* Добавочные потери в роторе турбогенератора при продолжительной несимметричной нагрузке / *Н. Г. Шульженко, Пантелят М. Г., Е. К. Руденко, Ю. В. Зозулин* // Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – №1. – С.54–57.
3. Зозулін Ю. В. Створення нових типів та модернізація діючих турбогенераторів для теплових електричних станцій / Ю. В. Зозулін, О. Є. Антонов, В. М. Бичік, А. М. Боричевський, К. О. Кобзар, О. Л. Лівщиць, В. Г. Ракогон, І. Х. Роговий, Л. Л. Хаймович, В. І. Чередник. – Харків: ПФ «Колегіум», 2011. – 228 с.
4. *Bianchi Nicola*. Electrical Machine Analysis Using Finite Elements (Copyrighted Material) / *Nicola Bianchi*. – CRC Press, Taylor & Francis Group, University of West Florida, 2005. – 276 p.
5. *Милых В. И.* Определение электромагнитных параметров электрических машин на основе численных расчетов магнитных полей / *В. И. Милых, Н. В. Полякова* // Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – №2. – С.40–46.
6. *Милых В.И.* Расчетный и гармонический анализ магнитных полей в активной зоне турбогенератора в режиме нагрузки / *В. И. Милых, Н. В. Полякова* // Електротехніка і електромеханіка. – 2013. – №6. – С.40–45.
7. *Васьковський Ю. М.* Діагностика ушкоджень обмотки збудження потужного турбогенератора на основі аналізу електромагнітних віброзбуджуючих сил / *Ю. М. Васьковський, О. І. Титко, А. М. Мельник* // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2013. – №36. – С.40-46.
8. *Титко О. І.* Моделювання і розподіл електромагнітних сил, що діють на зубці та стержні обмотки статора турбогенератора / *О. І. Титко, А. М. Мельник* // Технічна електродинаміка. – 2015. – № 3. – С. 40 –46.
9. *Meeker D.* Finite Element Method Magnetics. FEMM 4.2 32 bit Executable (10 Oct 2010) [Электронный ресурс]: Режим доступа: http://www.femm.info/wiki/Download. – 2014.
10. *Милых В. И.* Организация численного расчета магнитного поля турбогенератора в режиме нагрузки с обеспечением заданных его выходных параметров / *В. И. Милых, Н. В. Полякова* // Електротехніка і електромеханіка. – 2012. – №1. – С.36–41.
11. *Милых В. И.* Автоматизированные расчеты в программной среде FEMM динамики электромагнитных процессов турбогенераторов / *В. И. Милых, Н. В. Полякова* // Електротехніка і електромеханіка. – 2015. – № 6. – С.14–20.
12. *Милых В. И.* Определение электромагнитных параметров и фазовых соотношений в турбогенераторах автоматизированным расчетом магнитного поля в программной среде FEMM / *В. И. Милых, Н. В. Полякова* // Електротехніка і електромеханіка. – 2016. – № 1. – С.20–26.

References (transliterated)

1. Kogan F. L. *Anormalnyie rezhimyi moschnyih turbogeneratorov* [Anormal modes of powerful turbogenerators]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 188 p.
2. Shulzhenko N. G., Pantelyat M. G., Rudenko E. K., Zozulin Yu. V. Dobavochnyie poteri v rotore turbogeneratora pri prodolzhitelnoy nesimmetrichnoy nagruzke [Additional losses in the rotor of turbogenerator at the long asymmetrical loading]. *Electrotekhnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromehanics*. 2006, no. 1, pp. 54–57.
3. Zozulin Yu. V., Antonov O. E., Bichik V. M., Borichevskiy A. M., Kobzar K. O., Livshits O. L., Rakogon V.G., Rogoviy I. H., Haymovich L. L., Cherednik V. I. *Stvorennya novih tipIv ta modernizatsiya diyuchih turbogeneratoriv dlya teplovih elektrichnih stantsiy* [Creation of new types and modernisation of operating turbogenerators are for the thermal electric stations]. Harkiv, PF «Kolegium» Publ., 2011. 228 p.
4. Bianchi Nicola. *Electrical Machine Analysis Using Finite Elements (Copyrighted Material)* // CRC Press, Taylor & Francis Group, University of West Florida, 2005, 276 p.
5. Milykh V. I., Polyakova N. V. Opredelenie elektromagnitnyih parametrov elektricheskih mashin na osnove chislennyih raschetov magnitnyih poley [Determination of electromagnetic parameters of electric machines based on numerical calculations of magnetic field]. *Electrotekhnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromehanics*. 2006, no. 2, pp. 40–46.
6. Milykh V. I., Polyakova N. V. Raschetnyiy i garmonicheskiy analiz magnitnyih poley v aktivnoy zone turbogeneratora v rezhime nagruzki [Calculated and harmonic analysis of the magnetic fields in the active zone of the turbogenerator in the load mode].

Electrotekhnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromehanics. 2013. no. 6, pp. 40–45.

7. Vaskovskiy Yu. M., Titko O. I., Melnik A. M. Diagnostika ushkodzhen obmotki zbudzhennya potuzhnogo turbogeneratora na osnovI analizu elektromagnitnih vibrozbudzhuyuchih sil [Diagnosis of damage to the excitation winding powerful turbogenerator based on the analysis of electromagnetic forcesi]. *Pratsi Institutu elektrodinamiki NAN Ukrayini*. 2013, no. 36, p. 40–46.
8. Titko O. I., Melnik A. M. Modelyuvannya i rozpodil elektromagnitnih sil, scho diyut na zubtsi ta sterzhni obmotki statora turbogeneratora [Modelling and distribution of electromagnetic forces operated on the teeth and the cores of stator winding of the turbogenerator]. *Tehnichna Elektrodinamika*. 2015, no. 3, pp. 40–46.
9. Meeker, D. "*Finite Element Method Magnetics: OldVersions*." Finite Element Method Magnetics: HomePage. DavidMeeker, 11 October 2010. Web. 10 March 2014 <http://www.femm.info/wiki/OldVersions>
10. Milykh V. I., Polyakova N. V. Organizatsiya chislennogo rascheta magnitnogo polya turbogeneratora v rezhime nagruzki s obespecheniem zadannyih ego vyihodnyih parametrov [Organization of numerical calculation of the magnetic field of turbogenerator in the mode of loading with providing of prescribed out parameters]. *Electrotekhnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromehanics*. 2012, no. 1, pp. 36–41.
11. Milykh V. I., Polyakova N. V. Avtomatizirovannyie raschetyi v programmnoy srede FEMM dinamiki elektromagnitnyih protsessov turbogeneratorov [Automated calculations of the dynamics of a turbo-generator electromagnetic processes in the software environment FEMM]. *Electrotekhnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromehanics*. 2015, no. 6, pp. 16–20.
12. Milykh V. I., Polyakova N. V. Opredelenie elektromagnitnyih parametrov i fazovyih sootnosheniy v turbogeneratorah avtomatizirovannyim raschetom magnitnogo polya v programmnoy srede FEMM [Determination of electromagnetic parameters and phase relations in turbo-generators by the automated calculation of the magnetic field in the software environment FEMM]. *Electrotekhnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromehanics*. 2016, no. 1, pp. 20–26.

Поступила (received) 22.06.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Организация численно-полевых расчетов электромагнитных процессов в турбогенераторе при его несимметричной нагрузке / В. І. Мілих // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії"**.** – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 3–10. – Библиогр.: 12 назв. – ISSN 2409-9295.

Организация численно-полевых расчетов электромагнитных процессов в турбогенераторе при его несимметричной нагрузке / В. И. Милых // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії"**.** – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 3–10. – Бібліогр.: 12 назв. – ISSN 2409-9295.

Organization of the numerical-field calculations of electromagnetic processes in a turbogenerator at its asymmetrical loading / V. I. Milykh // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2016. – No. 11 (1183). – P. 3–10. – Bibliogr.: 12. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Мілих Володимир Іванович, доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», завідувач кафедри електричних машин, тел. (057)707-65-14; e-mail: mvikemkpi@gmail.com.

Милых Владимир Иванович, доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», заведующий кафедры электрических машин, тел. (057)707-65-14; e-mail: mvikemkpi@gmail.com.

Milykh Vladimir Ivanovych, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Chair of the Department of Electrical machines, tel. +38 (057) 707-65-14; e-mail: mvikemkpi@gmail.com.

УДК 621.313.333.2

В. С. ПЕТРУШИН*, *Р. Н. ЕНОКТАЕВ

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ РЕГУЛИРУЕМЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Для проектування регульованих асинхронних двигунів використані комплексні математичні моделі керованих електроприводів, що забезпечують спільний розгляд перетворювачів, двигунів і механізмів. Застосовуються проектні критерії, що відносяться як до регульованого асинхронного двигуна, так і до всього керованого електроприводу, які розділені на дві групи: масогабаритновартісну і енергетичнозатратну. При багатокритеріальної оптимізації застосовується узагальнений критерій, що представляє собою скалярну згортку вищевказаних критеріїв з різними коефіцієнтами їх значимості. Модифікований критерій зведених витрат електроприводу, що відноситься до другої групи, дозволяє враховувати такі фінансові аспекти як витрати на виготовлення та експлуатацію двигуна і приводу, інфляційні процеси і узгоджується з діапазонним критерієм ККД за допомогою коефіцієнта значимості експлуатації $k_{зэ}$. Виконана багатокритеріальна оптимізація, в результаті якої екстремум модифікованого критерію зведених витрат електроприводу з енергетичнозатратної групи знаходиться при використанні другого критерію з масогабаритновартісної групи.

Ключові слова: регульований асинхронний двигун, оптимізаційне проектування, узагальнений критерій проектування, модифікований критерій зведених витрат електроприводу, багатокритеріальна оптимізація.

Для проектирования регулируемых асинхронных двигателей использованы комплексные математические модели управляемых электроприводов, обеспечивающие совместное рассмотрение преобразователей, двигателей и механизмов. Применяются проектные критерии, относящиеся как к регулируемому асинхронному двигателю, так и ко всему управляемому электроприводу, которые разделены на две группы: массогабаритностоимостную и энергетическозатратную. При многокритериальной оптимизации применяется обобщенный критерий, представляющий собой скалярную свертку вышеуказанных критериев с различными коэффициентами их значимости. Модифицированный критерий приведенных затрат электропривода, относящийся ко второй группе, позволяет учитывать такие финансовые аспекты как затраты на изготовление и эксплуатацию двигателя и привода, инфляционные процессы и согласовывается с диапазонным критерием КПД с помощью коэффициента значимости эксплуатации $k_{зэ}$. Выполнена многокритериальная оптимизация, в результате которой экстремум модифицированного критерия приведенных затрат электропривода из энергетическозатратной группы находится при использовании второго критерия из массогабаритностоимостной группы.

Ключевые слова: регулируемый асинхронный двигатель, оптимизационное проектирование, обобщенный критерий проектирования, модифицированный критерий приведенных затрат электропривода, многокритериальная оптимизация.

For the design of controlled asynchronous motors used complex mathematical models of controlled electric drives, providing joint consideration converters, motors and mechanisms. Apply design criteria relating to both the regulated induction motor, and to all Motor Control, which are divided into two groups: the weight and size of cost and energy costly. When multi-criteria optimization applied generalized criterion, which is a scalar convolution of the above criteria with different coefficients of importance. Modified criteria given electric costs related to the second group takes into account such aspects as the financial costs of construction and operation of the engine and drive inflation and a range of criteria agreed upon with the efficiency by a factor of significance $k_{зэ}$ operation. Completed multi-criteria optimization, resulting in extremum modified criterion reduced costs from the energy cost-electric Group is using the weight and size of the second criterion of the value of the group.

Keywords: adjustable induction motor, optimization design, synthesis design criteria modified criterion reduced costs electric, multi-objective optimization.

Введение. Для анализа работы и проектирования регулируемых асинхронных двигателей (РАД) управляемых электроприводов необходимо совместное рассмотрение преобразователей, двигателей и механизмов, а также, при необходимости, согласующих трансформаторов и редукторов. Управляемый электропривод может быть представлен комплексной математической моделью, которая включает в себя модели всех составляющих привода [1,2,3]. Такой подход реализован в программе DIMASDrive [4].

Выбор критерия оптимальности является ответственным этапом проектирования [5]. Для общепромышленных асинхронных двигателей (АД) основного исполнения целевая функция, как правило, функция приведенных затрат (ПЗ) на производство и эксплуатацию. Для узкоспециализированных машин Критериями оптимальности могут быть и другие показатели, определяемые потребителем. При проектировании РАД для приводов с полупроводниковыми преобразователями (ПП), как и при выборе серийных АД для этих приводов, могут использоваться также такие критерии, как масса, габариты, стоимость двигателя или диапазонные критерии – энергетические показатели двигателя. Особые диапазонные критерии оптимальности обуславливают специфику их определения. При многокритериальной оптимизации применяется обобщенный критерий, представляющий собой скалярную свертку вышеуказанных критериев с различными коэффициентами их значимости. Материальные, энергетические и трудовые ресурсы, необходимые для производства и эксплуатации РАД, должны использоваться с максимальной эффективностью, что может быть обеспечено только при их проектировании и оптимизации на основании применения научно обоснованных критериев. Тенденции, определяемые повышением стоимости энергоресурсов, обуславливают потребность в РАД с повышенными значениями КПД, хотя при этом наблюдается рост стоимости таких двигателей. В настоящее время проектируются и производятся энергоэффективные серии общепромышленных АД и аналогично следует разрабатывать РАД.

Постановка задачи. Рационально при проектировании энергосберегающих электродвигателей использовать в качестве проектного критерия КПД, максимум которого достигается в результате параметрической оптимизации. Проектирование РАД необходимо выполнять с учетом требования работы в определенном диапазоне частот вращения и это обстоятельство определяет специфику критерия оптимальности. Обоснованным является выбор диапазон–

© В.С. Петрушин, Р.Н. Еноктарев, 2016

ного критерия КПД, что обеспечит минимизацию энергетических потерь во всем диапазоне регулиро–вания от n_1 до n_2 [6]: $\eta_{сд} = \frac{1}{n_2 - n_1}\int_{n_1}^{n_2}\eta(n)dn.$

Вместе с тем, предлагаемый диапазонный критерий КПД не учитывает финансовые аспекты, такие как затраты на изготовление и эксплуатацию двигателя и привода, коэффициент инфляции и другое. Такой учет осуществляется при использовании критерия ПЗ, который в случае проектирования РАД является также среднедиапазонным. При модификации критерия ПЗ электропривода необходимо учитывать влияние на критерий инфляционных процессов, поскольку нормативные сроки окупаемости РАД достаточно продолжительные (5-8 лет) [7]. Кроме того, за время службы двигателя энергетическая составляющая ПЗ в несколько раз превышает составляющую, связанную с капитальными затратами, поэтому первостепенным является оптимизация энергетической составляющей.

Модифицированный критерий ПЗ электропривода необходимо согласовать с критерием КПД, т.е. приблизить их экстремумы. Для этого используется коэффициент значимости эксплуатации $k_{зэ}$. Целесообразно также введение в модифицированный критерий ПЗ коэффициента инфляции $k_{инф}$, который учитывает процессы обесценивания денежной массы.

Следует отметить, что при работе РАД в составе современных частотно-регулируемых электроприво–дов из-за близости коэффициента мощности привода к 1 из выражения критерия ПЗ электропривода может быть исключена составляющая, соответствующая стоимости компенсации реактивной энергии [7].

С учетом вышесказанного выражение для модифицированного критерия ПЗ электропривода имеет вид

$$ПЗ_{эп} = \frac{C_{эп}}{k_{зэ}} + C_{эп}\cdot(k_{ам} + k_{об})\cdot k_{инф} + C_{па}\cdot k_{инф}, \qquad (2)$$

где $C_{эп}$ – стоимость электропривода;

$C_{па}$ – стоимость потерь активной энергии;

$k_{ам}$ – коэффициент, учитывающий амортизационные отчисления;

$k_{об}$ – коэффициент, учитывающий затраты на обслуживание электропривода;

$k_{зэ}$ – коэффициент значимости эксплуатации $k_{зэ}$;

$k_{инф}$ – коэффициент инфляции.

Значение $k_{инф}$ рассчитывается следующим образом

$$k_{инф} = \frac{\sum_{m=0}^{T_н - 1}(1 + \frac{d_{инф}}{100\%})^m}{T_н}, \qquad (3)$$

где $T_н$ – нормативный срок окупаемости электропривода;

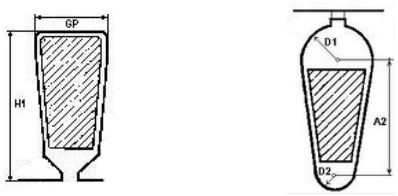
$d_{инф}$ – показатель годовой инфляции (в %).

Аналогичным образом выполнена модификация критерия ПЗ для проектирования общепромышленных АД [8].

Возможно проведение многокритериальной оптимизации, в результате которой экстремум какого-либо критерия из энергетическозатратной группы находится при использовании второго критерия из массогабаритностоимостной группы. Таким образом удовлетворяются критерии из двух “антагонистических” групп, причем, как основной принимается критерий из энергетическозатратной группы, а критерий из массогабаритностоимостной группы выступает в качестве ограничения.

Результаты исследований. Многокритериаль–ная оптимизация выполнена на примере двигателя 4А160М2У3. Представлена проектная задача с испо–льзованием схемы соединения обмотки статора “звез–дой”. Рассматривается работа двигателя в РЭП с час–тотным преобразователем (Altivar 58, 1500 у.е., 15 кг, $\eta_{пр}$=0,94) при законе частотного управления U/f = const. В качестве нагрузки используется “лиф–товая” нагрузка величиной 58 Н·м. Задан диапазон ре–гулирования 540–3600 об/мин. Выполнено опреде–ление коэффициента значимости эксплуатации ($k_{зэ}$) для согласования максимума КПД и минимума ПЗ электропривода ($ПЗ_{ЭП}$). Экстремумы этих критериев зависят только от варьируемых переменных, отве–чающих массогабаритностоимостной составляющей. При введении коэффициента $k_{зэ}$=15 экстремумы критериев совпадают. Кроме того был использован коэффициент инфляции, равный 1,192, что соответствует показателю ежегодной инфляции – 5% при сроке окупаемости $T_н$ – 5 лет.

В первом ряде опытов были рассмотрены одно–временно два критерия - КПД и массы двигателя. В качестве варьируемых параметров выбраны длина па–кета статора двигателя (L) с диапазоном изменения от 0,8 до 1,2 базового значения, частота, на которую про–ектируется обмотка статора (ОС) двигателя (f) с диа–пазоном изменения от 0,8 до 1,2 базового значения, высота паза статора ($H1$) с диапазоном изменения от 0,5 до 1,5 базового значения и ширина паза статора (GP) с диапазоном изменения от 0,5 до 1,5 базового значения, число зубцов ротора (ZR) с диапазоном из–менения от 0,7 до 1,3 базового значения, диаметр пер–вой окружности паза ротора ($D1$) с диапазоном изме–нения от 0,7 до 1,3 базового значения, диаметр второй окружности паза ротора ($D2$) с диапазоном изменения от 0,5 до 1,5 базового значения, расстояние между центрами оружности ($A2$) с диапазоном изменения от 0,5 до 1,5 базового значения (рис. 1.). Изменение час–тоты предполагает автоматическое изменение числа витков ОС (W_1), сечения эффективного проводника ОС ($q_{эф}$), диаметра обмоточного провода ($d_{пр}$).



а *б*

Рис.1– Пазы оптимизируемого двигателя.
а – статора; *б* – ротора

Критерий массы двигателя использовался как

ограничение с определенным коэффициентом значимости (в % или относительных единицах от максимального коэффициента значимости).

В табл. 1 приведены значения проектных крите–риев и конструктивных изменений при использовании двух вышеуказанных критериев проектирования.

Таблица 1 – Проектные критерии и конструктивные изменения

Двига-тели Пока-затели	Серий-ный	Спроектированный по критериям:				
		КПД–100%, масса–0%	КПД–100%, масса–10%	КПД–100%, масса–20%	КПД–100%, масса–30%	КПД–100%, масса–40%
ПЗ $_{ЭП}$, у.е.	5838	5501	5497	5458	5453	5482
$\eta_{ЭП}$	71,81	78,65	78,62	78,22	76,70	75,43
$\eta_{АД}$	76,12	83,37	83,34	82,91	81,30	79,96
Масса АД, кг	120	139	138	132	120	112
Стоимость АД, у.е.	638	784	780	737	659	610
Объем АД, дм^3	9,62	11,48	11,49	10,76	9,47	8,35
f, Гц	50	57,51	58,26	59,51	57,22	54,85
W_1	84	73	72	71	73	77
$q_{эф}$, мм^2	2,76	5,31	5,31	4,87	4,12	3,60
L, мм	130	155,1	155,3	145,4	128	112,9
D_1 , мм / D_2, мм	7 /4,2	7,96 /4,55	8,21 /4,25	7,64 / 4	8,69 / 2,83	8,73 / 3,54
A2, мм	23,05	23,88	23,43	22,41	22	18,46
H1, мм	21	29,64	29,04	27,58	25,59	24,36
GP, мм	11,9	14,12	14,21	13,43	12,73	12,21
ZR	28	32	31	31	34	32

По данным табл. 1 были построены зависимости относительных значений критериев КПД и массы двигателя от коэффициента значимости критерия массы двигателя $k_{зкм}$ (рис.2).

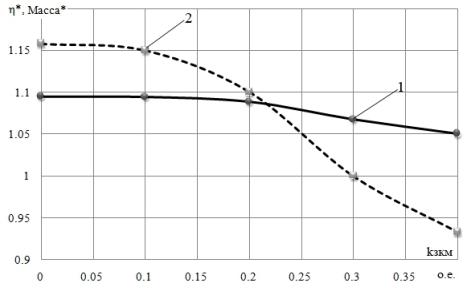


Рис. 2 – Оптимизация при двух критериях КПД (1) и массы двигателя (2)

Исходя из проведенных опытов зависимости от–носительных значений критериев (за базы приняты критерии серийного двигателя) снижаются, не дают определенного решения, не формируется экстремум критерия КПД. Был проведен ряд других опытов многокритериальной оптимизации с использованием модифицированного критерия ПЗ$_{ЭП}$ и критерия массы двигателя. В качестве варьируемых выбраны параметры аналогичные предыдущему опыту.

В табл. 2 приведены значения проектных крите–риев и конструктивных изменений при использовании двух вышеуказанных критериев проектирования.

Таблица 2 – Проектные критерии и конструктивные изменения

Двига-тели Пока-затели	Серий-ный	Спроектированный по критериям:				
		ПЗ$_{ЭП}$ – 100%, масса–0%	ПЗ$_{ЭП}$ – 100%, масса–10%	ПЗ$_{ЭП}$ – 100%, масса–20%	ПЗ$_{ЭП}$ – 100%, масса–30%	ПЗ$_{ЭП}$ – 100%, масса–40%
ПЗ $_{ЭП}$, у.е.	4572	3998	3993	4077	4103	4215
$\eta_{ЭП}$	71,81	78,41	78,30	76,89	76,36	74,86
$\eta_{АД}$	76,12	83,12	82,99	81,5	80,94	79,35
Масса АД, кг	120	135	133	121	117	110
Стоимость АД, у.е.	638	750	734	665	635	585
Объем АД, дм^3	9,62	11,09	11,2	9,53	9,18	8,25
f, Гц	50	58,54	59,56	58,36	58,53	57,74
W_1	84	72	71	72	72	73
$q_{эф}$, мм^2	2,76	4,87	4,51	4,18	3,71	3,14
L, мм	130	150	151,4	128,7	124,1	111,6
D_1 , мм / D_2, мм	7 / 4,2	7,74 /4,25	7,81 / 3,3	8,55 / 3,58	8,68 / 3,94	8,18 / 3,84
A2, мм	23,05	23,18	21,54	20,382	15	14,68
H1, мм	21	27,67	26,82	25,071	24,18	21,27
GP, мм	11,9	13,63	12,78	12,94	11,86	11,6
ZR	28	32	36	30	33	32

По полученным данным были построены зависимости относительных значений критериев ПЗ$_{ЭП}$ и массы двигателя от коэффициента значимости критерия массы двигателя (рис.3).

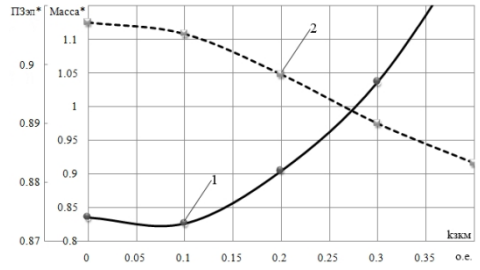


Рис. 3 – Оптимизация при двух критериях ПЗ$_{ЭП}$ (1) и массы двигателя (2)

Исходя из проведенных опытов была определена точка экстремума критерия ПЗ$_{ЭП}$.

Выводы. 1. Результаты многокритериальной оп–тимизации с использованием различных критериев существенно отличаются. 2. Найден экстремум мо–дифицированного критерия приведенных затрат эле–ктропривода из энергетическозатратной группы при

использовании второго критерия массы двигателя из массогабаритностоимостной группы. 3. Аналогичным образом может быть осуществлено многокритериа–льное оптимизационное проектирование для других проектних задач, в которых используются РАД раз–личные по мощностям, конструктивным исполнениям, системам охлаждения и т.д.

Список литературы

1. *Lyshevski S. E.* Electromechanical systems, electric machines, and applied mechatronics / S. E. Lyshevski. – CRC Press LLC, USA, 2000. – p. 782.
2. *Петрушин В.С.* Асинхронные двигатели в регулируемом электроприводе / В.С. Петрушин. – Одесса : Наука и техника, 2006. – с. 303.
3. *Leonhard W.* Control of Electrical Drives / W. Leonhard. – Springer Science & Business Media, 2001.– p. 460.
4. *Петрушин В.С* Пат. 4065, Украина, Программный продукт „DIMASDrive". Программа анализа работы, выбора и проектирования асинхронных короткозамкнутых двигателей систем регулируемого электропривода / *В.С. Петрушин, С.В. Рябинин, А.М. Якимец* – 2001.
5. *Jazdzynski W.* Multicriterial optimization of squirrel-cage induction motor design / *W. Jazdzynski* // IEEE Proceedings. – 1989. Vol. 136, Pt. B, №. 6. – PP. 299–307.
6. *Петрушин В.С.* Диапазонные критерии оптимальности при проектировании регулируемых асинхронных двигателей / *В.С. Петрушин* // Труды Одесск. политехн. ун-та. – 2001. №1(13). – С. 81–86.
7. *Петрушин В.С.* Модификация критерия приведенных затрат электропривода для проектирования регулируемых асинхронных двигателей/ В.С. Петрушин, Р.Н. Еноктаев // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Серія : Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – 2014. – № 38. – С. 132–137.
8. *Петрушин В.С.* Використання модифікованого критерію зведених витрат при розробці високоефективних асинхронних двигунів / *В.С. Петрушин, А.М. Якімець, Н.А. Волощук* // Електроинформ. – 2008. – №2. – С. 6 – 7.

References (transliterated)

1. S. E. Lyshevski. Electromechanical systems, electric machines, and applied mechatronics. USA, CRC Press LLC, 2000. 782 p.
2. Petrushin V.S. *Asinkhronnye dvigateli v reguliruemom elektroprivode* [Induction motors in the regulated electric drive]. Odessa, Nauka i tekhnika, 2006. 303 p.
3. Leonhard W. Control of Electrical Drives. Berlin Heidelberg New York, Springer Science & Business Media, 2001. 460 p.
4. Petrushin V.S. Rjabinin S.V. and Iakimets' A.M. *Programmnyj produkt "DIMASDrive". Programma analiza raboty, vybora i proektirovanija asinhronnyh korotkozamknutyh dvigatelej sistem reguliruemogo jelektroprivoda*. ["DIMASDrive" software product. Program analysis of work, selection and design of induction motors short-regulated electric drive systems]. Patent UA, no.4065, 2001.
5. Jazdzynski, W. Deng. Multicriterial optimization of squirrel-cage induction motor design. *IEEE Proceedings*. 1985, vol. 136, pt. B, no 6, pp. 299–307.
6. Petrushin V.S. Diapazonnye kriterii optimal'nosti pri proektirovanii reguliruemykh asinkhronnykh dvigatelei [The range of optimality criteria in the design of controlled induction motors] *Trudy Odessk. politekhn. un-ta.* [Proceedings of the Odessa Polytechnic University]. Odessa, 2001, no. 1(13), pp. 81–86.
7. Petrushin V. S., Enoktaev R. N. Modifikatsiia kriteriia privedennykh zatrat elektroprivoda dlia proektirovaniia reguliruemykh asinkhronnykh dvigatelei [Modification of the criterion given electric costs for the design of controlled induction motors]. *Visnik Natsional'nogo tekhnichnogo universitetu "KhPI". Seriia : Elektrichni mashini ta elektromekhanichne peretvorennia energii* [Bulletin ofthe National Technical University "KPI". Series: Electrical machines and electro-mechanical energy conversion]. Kharkiv, 2014, no. 38, pp. 132–137.
8. Petrushin V.S., Iakimets' A.M., Voloshchuk N.A. Vikoristannia modifikovanogo kriteriiu zvedenikh vitrat pri rozrobtsi visokoefektivnikh asinkhronnikh dviguniv [Using a modified criterion consolidated costs of developing highly efficient induction motors]. *Elektroinform*. 1985, no. 2, pp. 6–7.

Поступила (received) 03.02.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Использование многокритериальной оптимизации при проектировании регулируемых асинхронных двигателей / В. С. Петрушин, Р. Н. Еноктаев // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 11–14. – Библиогр.: 8 назв. – ISSN 2409-9295.

Использование многокритериальной оптимизации при проектировании регулируемых асинхронных двигателей / В. С. Петрушин, Р. Н. Еноктаев // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 11–14. – Бібліогр.: 8 назв. – ISSN 2409-9295.

Using a multi-criteria optimization in the design of controlled asynchronous motors / *V. S.* ***Petrushin****, R.N.* ***Yenoktaiev*** // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2016. – No. 11 (1183). – P. 11–14. – Bibliogr.: 8. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Петрушин Віктор Сергійович – доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри електричних машин одеського національного політехнічного університету, 65044, Одеса, проспект Шевченко, 1, ОНПУ, тел. (048)734-8494. E-mail: viktor_petrushin@ukr.net

Петрушин Виктор Сергеевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой електрических машин одесского национального политехничекого университета, 65044, Одесса, проспект Шевченко, 1, ОНПУ, тел. (048)734-8494. E-mail: viktor_petrushin@ukr.net

Petrushin Viktor Sergeevich – Sc.D. , head of Electric Cars Department, ONPU, 65044, Odessa, Shevchenko av.,1,ONPU,ph.(048)734-8494. E-mail: viktor_petrushin@ukr.net

Єноктаєв Ростислав Миколайович – аспірант одеського національного політехнічного університету, 65044, Одеса, проспект Шевченко, 1, ОНПУ, тел. (097)046-30-70. E-mail: rostik-enok@inbox.ru

Еноктаев Ростислав Николаевич – аспирант одесского национального политехнического университета, 65044, Одесса, проспект Шевченко, 1, ОНПУ, тел. (097)046-30-70. E-mail: rostik-enok@inbox.ru

Yenoktaiev Rostislav Nikolaievich – Postgraduate at the Department of Electric Cars, ONPU, 65044, Odessa, Shevchenko av.,1,ONPU, ph. (097)046-30-70. E-mail: rostik-enok@inbox.ru

УДК 621.31

А. А. ПЕТКОВ

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕНИ НАРАСТАНИЯ ИМПУЛЬСА ТОКА

Встановлено, що верхня оцінка ймовірності безвідмовної роботи генератора імпульсів струму (по параметру час наростання) відповідає варіанту нормального розподілу еквівалентних параметрів розрядного кола, а нижня оцінка – розподілу еквівалентних параметрів розрядного кола за рівномірним законом. Отримано залежності, які дозволяють визначати значення ймовірності безвідмовної роботи у всім діапазоні зміни параметрів елементів розрядного кола для варіанта їхніх відносних відхилень від номінальних значень рівних 10%. Матеріали, представлені в роботі, можуть бути використані для дослідження надійності функціонування генераторів імпульсів струму.

Ключові слова: генератор імпульсів струму, час наростання імпульсу, закон розподілу, імовірність безвідмовної роботи, розрядне коло, імітаційне моделювання.

Установлено, что верхняя оценка вероятности безотказной работы генератора импульсов тока (по параметру время нарастания) соответствует варианту нормального распределения эквивалентных параметров разрядной цепи, а нижняя оценка – распределению эквивалентных параметров разрядной цепи по равномерному закону. Получены зависимости, позволяющие определять значения вероятности безотказной работы во всем диапазоне изменения параметров элементов разрядной цепи для варианта их относительных отклонений от номинальных значений равных 10%. Материалы, представленные в работе, могут быть использованы для исследование надежности функционирования генераторов импульсов тока.

Ключевые слова: генератор импульсов тока, время нарастания импульса, закон распределения, вероятность безотказной работы, разрядная цепь, имитационное моделирование.

Purpose. Study the impact of the discharge circuit parameters on the distribution of values of the rise time of the pulse current and the probability of failure of the current pulse generator**. Methodology.** Simulation modeling of the distribution of values of the rise time of the current pulse**. Results**. The paper shows the expression that shows the approximate dependence of the rise time of the pulse current for the entire range of variation of the values of the parameters of the circuit elements of the discharge. The error of approximation does not exceed 1%. The influence of the parameters of the discharge circuit in the form of the distribution of values of the rise time of the current pulse. The dependencies to determine the probability of failure-free operation throughout the range of parameters of the discharge circuit elements. **Originality.** The paper investigated the relationship of deviations of parameters of the discharge circuit, the deviation of the current pulse rise time and the probability of failure-free operation of the generator of current pulses. **Practical value.** The results allow to predict the reliability of the current pulse generator.

Keywords: current pulse generator, pulse rise time, the law of distribution, the probability of failure-free operation, discharge circuit, simulation.

Введение. Испытания технических средств на устойчивость к воздействию электромагнитных факторов различного происхождения предопределяют необходимость создания устройств для формирования импульсов тока большой амплитуды и длительности. В практике проведения испытаний для этой цели создаются генераторы импульсов тока (ГИТ) с большой запасаемой энергией, сооружаемые на базе емкостных накопителей энергии (ЕНЭ). Многообразие испытуемых объектов и различные требования к амплитудно-временным параметрам (АВП) формируемых импульсов тока, используемых при испытаниях, вызывают необходимость постоянного совершенствования методов расчета разрядных цепей (РЦ) ГИТ.

Анализ публикаций. В РЦ ГИТ, эквивалентная схема которой представима *RLC*- контуром (см. рис.1), в зависимости от соотношения параметров контура могут протекать импульсы тока трех видов: апериодического, критического (предельного апериодического) и колебательного затухающего [1].

Вне зависимости от формы импульса тока, при испытаниях нормируются его максимальное значение и время нарастания. В общем случае определение указанных параметров производится из решения дифференциального уравнения, описывающего переходный процесс в *RLC*- контуре [1]. Для определения времени нарастания импульса тока используется методика нахождения моментов времени достижения током уровней, определяющих его нарастание [2]. Для оперативной оценки времени нарастания тока при некоторых соотношениях параметров РЦ ГИТ можно использовать приближенные соотношения [3].

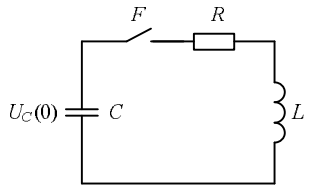


Рис. 1 – Эквивалентная схема РЦ ГИТ:
$U_C(0)$, *C, L, R,* – зарядное напряжение ЕНЭ, емкость батареи ЕНЭ, эквивалентная индуктивность РЦ, эквивалентное активное сопротивление РЦ; *F* – коммутатор

При сравнении результатов испытаний, проведенных различными лабораториями, кроме указания номинального значения времени нарастания T_H регламентируются его допускаемые отклонения [4] δT_H, что отражено в различных нормативных документах, например [5]. Однако в настоящее время данные по определению отклонений времени нарастания не имеют достаточной полноты описания во всем диапазоне изменения параметров испытательных устройств, РЦ которых показана на рис. 1 [6]. Учитывая значительные затраты на подготовку и проведение испытаний, важным является также вопрос надежности формирования испытательных воздействий с заданными

© А.А. Петков. 2016

характеристиками, который в настоящее время рассмотрен при ограниченном соотношении элементов РЦ [7]. Анализ надежности формирования испытательных воздействий связан со статистическим распределением времени нарастания, которое может быть получено при использовании имитационного моделирования [8] и математических методов обработки полученных данных [9, 10].

Цель работы – исследование влияния параметров разрядной цепи на характеристики распределения времени нарастания значений импульса тока и вероятность безотказной работы ГИТ по параметрическим отказам.

Материалы и результаты исследований. Процедура имитационного моделирования включает в себя многократное вычисление времени нарастания при различных значениях эквивалентных параметров РЦ [8]. Многократное вычисление времени нарастания при любых значениях параметров РЦ удобно производить по обобщенному выражению, полученному с использованием общей методики [2] и соотношений, приведенных в [7]

$$T_{H(0,1;0,9)} = AR^{\alpha}L^{\beta}C^{\gamma}, \qquad (1)$$

где A и α – коэффициенты, получаемые для нормированного времени нарастания [4, 5];

$$\beta = 0{,}5(1-\alpha);\ \gamma = 0{,}5(1+\alpha);$$

R, L, C – эквивалентные параметры РЦ.

Значения коэффициентов, входящих в выражение (1), которые обеспечивают определение времени нарастания с погрешностью не более 1% (время нарастания определяется как разность моментов достижения током уровней 0,9 и 0,1 от максимального значения), приведены в табл. 1.

Таблица 1 – Коэффициенты обобщенного выражения времени нарастания

$r = R/\sqrt{L/C}$	A	α	β	γ
$0 \le r \le 0{,}003$	1,02	0	0,5	0,5
$0{,}003 \le r \le 0{,}08$	0,974	-0,0085	0,5043	0,4958
$0{,}08 \le r \le 0{,}2$	0,86	-0,057	0,529	0,472
$0{,}2 \le r \le 0{,}5$	0,795	-0,112	0,556	0,444
$0{,}5 \le r \le 1$	0,738	-0,219	0,610	0,391
$1 \le r \le 2$	0,739	-0,364	0,682	0,318
$2 \le r \le 2{,}5$	0,798	-0,483	0,742	0,259
$2{,}5 \le r \le 4$	0,868	-0,573	0,787	0,214
$4 \le r \le 8$	1,083	-0,73	0,865	0,135
$8 \le r \le 15$	1,418	-0,86	0,930	0,070
$15 \le r \le 60$	1,875	-0,962	0,981	0,019
$60 \le r \le \infty$	2,2	-1	1	0

Соотношение (1) позволяет провести имитационное моделирование во всем диапазоне изменения эквивалентных параметров РЦ.

Имитационное моделирование проводилось с использованием специально разработанной программы в среде *Excel* с применением *Visual Basic for Application*, блок-схема которой показана на рис. 2.

Для сопоставления результатов моделирования диапазон изменения времени нарастания, соответствующий каждому набору номинальных значений эквивалентных параметров РЦ и их относительных отклонений, разбивался на 100 интервалов.

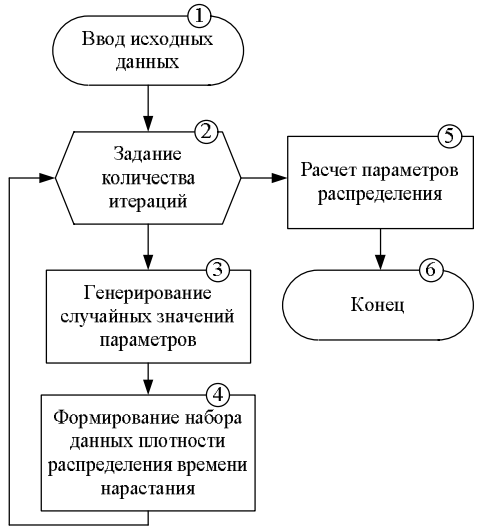


Рис. 2 – Блок-схема программы имитационного моделирования

В процессе моделирования проводился подсчет количества попаданий в каждый интервал. При этом длина каждого интервала составляла $(T_{H\,max} - T_{H\,min})$ / 100, где $T_{H\,max}$ и $T_{H\,min}$ – наибольшее и наименьшее значение времени нарастания, полученные при значениях эквивалентных параметров элементов РЦ, соответствующих всем возможным комбинациям их отклонений от номинальных величин.

На рис. 3 показаны полигоны относительных частот времени нарастания $g(T_H)$ при одинаковых относительных отклонениях эквивалентных параметров элементов РЦ. На графике: n_{int} – номер интервала; $\delta X = 100(X - X_{nom}) / X_{nom} = \delta R = = \delta L = \delta C$, где X_{nom} – номинальное значение параметра, δX – относительное отклонение параметра. Графики получены при равномерном распределении эквивалентных параметров элементов РЦ. Для сравнения на рисунке приведено кривую, соответствующую нормальному закону распределения времени нарастания.

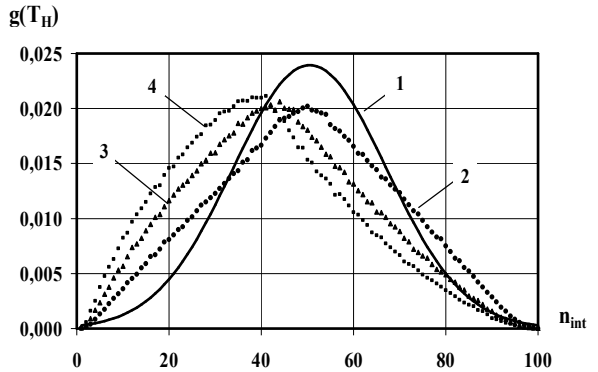


Рис. 3 – Полигон относительных частот времени нарастания при $r = 8$:
1 – нормальное распределение; 2 – $\delta X = 5\%$;
3 – $\delta X = 20\%$; 4 – $\delta X = 30\%$

Анализ результатов моделирования, показанных на рис. 3, позволяет сделать вывод, что на распределение вероятности времени нарастания существенное влияние оказывает отклонение параметров элементов РЦ от номинального значения. С увеличением относительного отклонения значений эквивалентных параметров элементов РЦ распределение значений времени нарастания все более отклоняется от нормального распределения и принимает все более асимметричную форму.

Графики, показанные на рис. 3, соответствуют идеализированному варианту соотношения относительных отклонений эквивалентных параметров элементов РЦ, который может иметь место в начале эксплуатации ГИТ. Реально, какими бы ни были отклонения в начале эксплуатации, с течением времени они принимают различные значения.

Как видно из графиков, приведенных на рис. 4, отличие относительных отклонений эквивалентных параметров элементов РЦ оказывает еще большее влияние на форму распределения времени нарастания. Графики, приведенные на рис. 4, также получены при равномерном распределении параметров элементов РЦ.

Равномерное распределение является «наихудшим» вариантом для распределения эквивалентных параметров элементов РЦ.

В общем случае распределения параметров элементов имеют более сложный вид, который может изменяться в процессе эксплуатации ГИТ, и описываются комбинацией нескольких законов распределения.

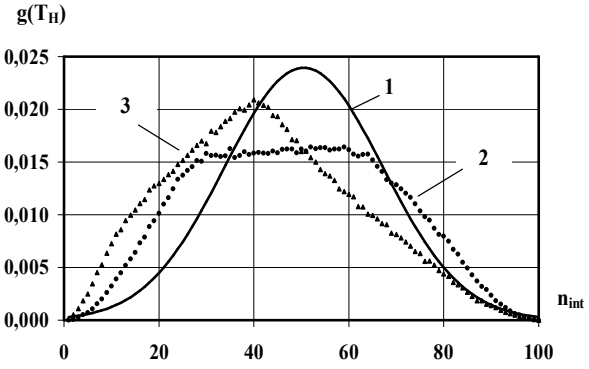


Рис. 4 – Полигон относительных частот времени нарастания при $r = 3$:
1 – нормальное распределение; 2 – $\delta R = 5\%$; $\delta L = 20\%$; $\delta C = 30\%$; 3 – $\delta R = 30\%$; $\delta L = 20\%$; $\delta C = 5\%$

Практически контроль вида распределения в процессе эксплуатации не осуществляется, что приводит к необходимости использования для анализа граничных видов распределений. В качестве «лучшего» варианта распределения эквивалентных параметров элементов РЦ можно принять нормальный закон распределения. Результаты имитационного моделирования при распределении значений эквивалентных параметров элементов РЦ в соответствии с нормальным законом показали, что и в этом случае распределение значений времени нарастания так же не подчиняется нормальному закону, хотя и обладают определенной симметрией (см. рис. 5).

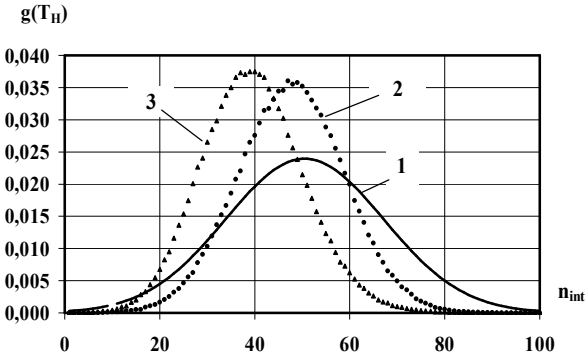


Рис. 5 – Полигон относительных частот времени нарастания при $r = 8$:
1 – нормальное распределение; 2 – $\delta X = 10\%$; 3 – $\delta X = 30$

Таким образом, на вид распределения времени нарастания влияет ряд факторов: вид распределения эквивалентных параметров элементов РЦ и их отклонение от номинальных значений, соотношение между значениями отклонений, а также величина параметра r, характеризующего форму импульса тока, который формируется в РЦ.

Имитационное моделирование, проводимое в нашем случае, позволяет оценить вероятность безотказной работы ГИТ по критерию времени нарастания импульса тока. Для этого зададимся допускаемым отклонением времени нарастания от его номинального значения и по данным полигона относительных частот определим сумму относительных частот, которые попадают в интервал $(T_H - \delta T_H,\ T_H + \delta T_H)$.

Данная сумма является вероятностью безотказной безотказной работы ГИТ по критерию времени нарастания – P_{br}.

На рис. 6 показаны графики изменения вероятности безотказной работы для варианта $r = 1$ и $\delta X = 10\%$ в зависимости от допускаемого отклонения времени нарастания и вида распределения эквивалентных параметров элементов РЦ.

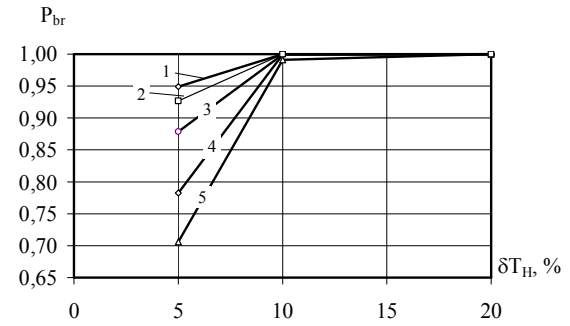


Рис. 6 – Вероятность безотказной работы ГИТ при $r = 1$

На рисунке показаны графики при следующих данных: 1 – распределение всех параметров элементов подчиняется нормальному закону; 2 – распределение параметра R подчиняется равномерному закону, L и C – нормальному закону; 3 – распределение параметра

C подчиняется равномерному закону, *L* и *R* – нормальному закону; 4 – распределение параметра *L* подчиняется равномерному закону, *R* и *C* – нормальному закону; 5 – распределение всех параметров элементов подчиняется равномерному закону.

Из рис. 6 видно, что верхняя граница вероятности безотказной работы соответствует варианту, когда все параметры распределены по нормальному закону, а нижняя граница безотказной работы соответствует – варианту, когда все параметры распределены по равномерному закону. Все промежуточные варианты находятся между этими границами. Данный факт позволяет производить оценку вероятности безотказной работы ГИТ по критерию времени нарастания, используя распределение всех параметров по равномерному закону (нижняя граница) и распределение всех параметров по нормальному закону (верхняя граница).

Для оценки вероятности безотказной работы ГИТ по критерию времени нарастания было проведено имитационное моделирование при отклонении эквивалентных параметров элементов РЦ $\delta X = 10\%$. Результаты расчетов приведены на рис. 7 (верхняя граница) и рис. 8 (нижняя граница).

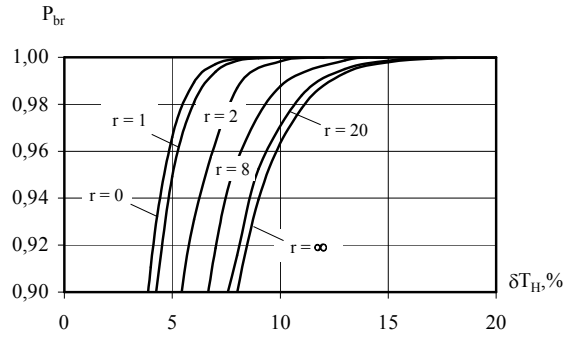


Рис. 7 – Верхняя граница вероятности безотказной работы ГИТ при $\delta X = 10\%$

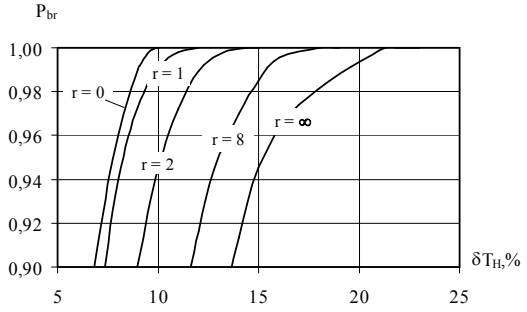


Рис. 8 – Нижняя граница вероятности безотказной работы ГИТ при $\delta X = 10\%$

Из рис. 7 видно, что при больших допусках на время нарастания $\delta T_H \geq 15\%$) надежную работу ГИТ (вероятность безотказной работы близка к 1) можно обеспечить для любой формы импульса тока.

При малых допусках на время нарастания надежная работа обеспечивается лишь для импульсов тока затухающей колебательной формы и апериодических импульсов, формируемых в режимах близких к критическому.

Графики, показанные на рис. 8, указывают на то, что нижняя граница вероятности безотказной работы еще более смещена в область больших отклонений времени нарастания.

В процессе эксплуатации ГИТ происходят отказы конденсаторов, а также изменение величины сопротивления резисторов [11], что, в конечном итоге, может привести к ситуации с «худшим» распределением эквивалентных параметров элементов РЦ (приближению вероятности безотказной работы к нижней границе).

Поэтому для обеспечения надежной работы ответственных испытательных установок, включающих в состав ГИТ, необходимо предусматривать специальные меры, которые позволят определять действительные значения параметров РЦ и, при необходимости, осуществлять их регулирование. Идеальным вариантом является включение в состав ГИТ автоматизированной системы диагностики, определяющей состояния элементов РЦ перед каждым формированием импульса тока.

Выводы. 1. Решена задача степенного приближения с погрешностью, не превышающей 1%, зависимости времени нарастания значений импульса тока во всей области изменения величин параметров элементов разрядной цепи генератора импульсов тока.

2. Показано, что на вид распределения времени нарастания влияет ряд факторов: вид распределения эквивалентных параметров элементов разрядной цепи и их отклонение от номинальных значений; соотношение между значениями отклонений, а также величина параметра *r*, характеризующего форму импульса тока, который формируется в разрядной цепи.

3. Установлено, что верхняя оценка вероятности безотказной работы генератора импульсов тока (по параметрическим отказам) соответствует варианту нормального распределения эквивалентных параметров разрядной цепи, а нижняя оценка – распределению эквивалентных параметров разрядной цепи по равномерному закону.

4. Получены зависимости, позволяющие определять значения вероятности безотказной работы во всем диапазоне изменения параметра *r* для варианта отклонений всех эквивалентных параметров разрядной цепи равном 10%.

Материалы, представленные в работе, могут быть использованы для исследование надежности функционирования генераторов импульсов тока.

Список литературы

1. *Charles K. Alexander*. Fundamentals of Electric Circuits / K. Alexander *Charles*. – N.Y. : Mcgraw-hill Science/engineering/math, 2001. – 992 p.
2. *Петков А. А.* Расчет параметров разрядной цепи высоковольтных импульсных испытательных устройств, формирующих импульсы апериодической формы / *А. А. Петков* // Електротехніка та електроенергетика. – 2005. - №1. – С. 65–69.
3. *Петков А. А.* Расчет параметрической надежности генератора импульсов тока / *А. А. Петков* // Электротехника. – 1993. - №5. – С. 69–71.

4. *Князев В. В.* Оценка неопределенности результатов подтверждения соответствия технических средств требованиям технического регламента Украины по электромагнитной совместимости / *В.В. Князев* // Системи обробки інформації. Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба. – 2011. – №1(91). – С. 139–142.
5. IEC standard 62305-1, Ed. 1. Protection against lightning – Part 1: General principles. – IEC, 2003. – 61 p.
6. *Петров А. А.* Расчет допусков разрядных цепей высоковольтных импульсных испытательных устройств / *А. А. Петков* // Електротехніка і електромеханіка. – 2008. – №6. – С. 68 – 71.
7. *Петков А.А.* Статистические характеристики распределения времени нарастания значений импульса тока высоковольтного испытательного устройства / *А. А. Петков* // Електротехніка і електромеханіка. – 2009. – №1. – С. 62 – 64.
8. *Shannon R.. E.* System Simulation: The Art and Science. / *R. E. Shannon*. – Englewood, New Jersey : Prentice-Hall Inc., 1975. – 387 p.
9. *Korn G.* Mathematical handbook for scientists and engineers / *G. Korn, T. Korn.* – N. Y. : McGraw-Hill Book Company, 1968. – 832 p.
10. *Hauschild V.* Statistik für Elektrotechniker. Eine Darstellung an Beispielen aus der Hochspannungstechnik / *V. Hauschild, V. Mosch.* – Berlin. : VEB Verlag Technik, 1984. – 312 s.
11. *Пєтков О. О.* Розрахунок і проектування резистивно-індуктивних елементів високовольтних імпульсних установок / *О. О. Пєтков*. – Х.: Вид-во "Підручник НТУ "ХПІ", 2014. –196 с.

References (transliterated)

1. Charles K. Alexander. *Fundamentals of Electric Circuits*. N.Y., Mcgraw-hill Science/engineering/math, 2001. 992 p.
2. Petkov A. A. Raschet parametrov razryadnoy cepi vysokovoltnyh impulsnyh ispytatelnyh ustroystv, formiruyuschih impulsy aperiodicheskoy formy [Calculation of the parameters of the discharge circuit of high-voltage pulse test devices of forming aperiodic pulses form]. *Elektrotehnika ta elektroenergetika*. 2005. no. 1, pp. 65-69.
3. Petkov A. A. Raschet parametricheskoy nadezhnosti generatora impulsov toka [Calculation of the parametric reliability of the current pulse generator]. *Elektrotehnika*. 1993, no. 5, pp. 69-71.
4. Knyazev V. V. Ocenka neopredelennosti rezultatov podtverzhdeniya sootvetstviya tehnicheskih sredstv trebovaniyam tehnicheskogo reglamenta Ukrainy po elektromagnitnoy sovmestimosti [Evaluation of uncertainty in the results of conformity assessment of technical equipment of technical regulations in Ukraine requirements of the EMC]. *Sistemi obrobki informacii. Zbirnik naukovih prac Harkivskogo universitetu Povitryanih Sil imeni Ivana Kozheduba* [Information processing systems. Scientific works of Kharkiv Air Force University named after Ivan Kozhedub]. Kharkiv, 2011, no. 1(91), pp. 139–142.
5. IEC standard 62305-1, Ed. 1. Protection against lightning, Part 1. General principles. IEC, 2003. 61 p.
6. Petkov A. A. Raschet dopuskov razryadnyh cepey vysokovoltnyh impulsnyh ispytatelnyh ustroystv [Calculation of tolerances of discharge circuits of high-voltage of pulse test devices]. *Elektrotehnika i elektromehanika*. 2008, no. 6, pp. 68–71.
7. Petkov A. A. *Statisticheskie harakteristiki raspredeleniya vremeni narastaniya znacheniy impulsa toka vysokovoltnogo ispytatelnogo ustroystva* [The statistical characteristics of the distribution of the rise time of the current pulse of high-voltage test devices]. *Elektrotehnika i elektromehanika* [Electrotechnics and electromecanics]. 2009, no. 1, pp. 62–64.
8. Shannon R. E. System Simulation: *The Art and Science*. Englewood, New Jersey, Prentice-Hall Inc., 1975. 387 p.
9. Korn G., Korn T. Mathematical handbook for scientists and engineers. N. Y., McGraw-Hill Book Company, 1968. 832 p.
10. Hauschild V., Mosch V. Statistik für Elektrotechniker. Eine Darstellung an Beispielen aus der Hochspannungstechnik. Berlin, VEB Verlag Technik, 1984. 312 p.
11. Petkov O. O. *Rozrahunok i proektuvannya rezistivno-induktivnih elementiv visokovoltnih impulsnih* ustanovok : navch. posib [Calculation and design of resistive and inductive elements of the high-voltage pulse devices]. Kharkov, Pidruchnik NTU "HPI", 2014. 196 p.

Поступила (received) 04.02.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Имитационное моделирование распределения времени нарастания импульса тока / О. О. Пєтков // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 15–19. – Библиогр.: 11 назв. – ISSN 2409-9295..

Имитационное моделирование распределения времени нарастания импульса тока / А. А. Петков // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 15–19. – Библиогр.: 11 назв. – ISSN 2409-9295.

Simulation of the distribution of the current pulse rise time / A. A. Petkov // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2016. – No. 11 (1183). – P. 15–19. – Bibliogr.: 11. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Пєтков Олександр Олександрович – доктор технічних наук, старший науковий співробітник, професор кафедри «Інженерна електрофізика», Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»; тел.: (067) 572–00–58; e-mail: apetkov@yandex.ua.

Петков Александр Александрович – доктор технических наук, старший научный сотрудник, профессор кафедры «Инженерная электрофизика», Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»; тел.: (067) 572–00–58; e-mail: apetkov@yandex.ua.

Petkov Alexander Alexandrovich – Doctor of technical sciences, Senior researcher, Professor of the Department "Engineering Electrophysics", National Technical University "Kharkov Polytechnic Institute"; tel.: (067) 572–00–58; e-mail: apetkov@yandex.ua.

УДК 621.316.933.064.4

Т.П. ПАВЛЕНКО

МЕТОДОЛОГИЯ РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ КОНТАКТОВ С ЖИДКОМЕТАЛЛИЧЕСКИМ ЭФФЕКТОМ, ДЛЯ МНОГОАМПЕРНЫХ АВТОМАТИЧЕСКИХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Создания конструкций многоамперных автоматических выключателей со значительными величинами номинальных токов требуют изменения и повышения характеристик их контактных систем, которые определяют энергоемкость, материалоемкость, экономичность и другие параметры. Учитывая особенности составов композиций контактных системах многоамперных автоматических выключателей и их многоступенчатую конструкцию, в данной работе рассмотрены перспективные составы бессеребряных контактов, работающие и расчет их основных параметров. В основу методологического расчета положены методы определения энергетических параметров, отображающие особенности работы контактных систем с жидкометаллическим эффектом.

Ключевые слова: многоамперный автоматический выключатель, бессеребряные контакты, составы композиций, энергетические параметры, структуры композиций.

Створення конструкцій багатоамперних автоматичних вимикачів зі значними величинами номінальних струмів вимагають зміни та підвищення характеристик їх контактних систем, які визначають енергоємність, матеріалоємність, економічність і інші параметри. Враховуючи особливості складів композицій у контактних системах багатоамперних автоматичних вимикачів та їх багатоступінчасту конструкцію, в даній роботі розглянуті перспективні безсрібні контакти, та розрахунок їх основних параметрів. В основу методологічного розрахунку покладені методи визначення енергетичних параметрів, які відображують особливості роботи контактних систем з рідинометалевим ефектом.

Ключові слова: багатоамперний автоматичний вимикач, без срібні контакти, склади композицій, енергетичні параметри, структури композицій.

Purpose. Determination of the energy parameters of promising structures without silver contact with liquid metal effect for high current circuit-breakers. ***Methodology.*** Based on the analysis of the contact systems containing electrical contacts with liquid metal effect, determine their parameters, which determine the electro dynamic stability and energy high current circuit-breakers. The features of models for calculating the main parameters of a liquid-metal contacts (GMK), and a pseudo-liquid-metal contacts (PGMK), intended for the main contacts for high current circuit-breakers. The basis for calculating the parameters of the effect lies conductivities phase changing material properties under the influence of temperature. ***Results.*** Display and analyze the calculation model of conduction in the three-dimensional field for the liquid-metal contact with the mesh being. Identify the most promising design silver contacts, which are based on liquid-metal-effectiveness ones. We compared the composition of liquid metal contacts (GMK) with a mesh base and pseudo liquid metal contacts (PGMK), whose operation is based on the change of the aggregate state during operation. calculation feature parameters PZGMK is a mathematical model of the contacts, which allows to determine the geometric parameters of conducting a heterogeneous surface. ***Originality.*** For the first time shown in the methods of calculation of the dependence of the material parameters of contact systems of contact pads and shapes, with state-of the contact surface, contact pressure, the value of the flowing current. The promising designs of electric for high current circuit-breakers for the first time reflected the composition of solid contacts (PGMK), which during operation act as liquid-metal contacts (GMK). A feature of the composition of such contacts is to have solid metal matrix in the pores of which are low-melting component. For contact PGMK analysis model, distribution of filler material on a conductive surface and the parameters of the porosity of the base material. It is shown that the method of solution, the problem of determining the transition resistance in the ground contacting surface of the contacts. ***Practical value.*** The use of such contacts in the main contact high current circuit breakers and other electrical switching apparatus with current without switching arc to the sustainability of their electro dynamic, reduced transient resistance in comparison with silver-containing compositions, reduced size and weight designs of circuit breakers by using a lightweight mechanism for trip free.

Key words: high current circuit-breaker, without silver contacts, the compositions formulations, the energy parameters, the structure of the compositions.

Введение. Современные мощности промышленных предприятий и систем электроснабжения требуют создания конструкций автоматических выключателей, которые способны выдерживать значительные токи и напряжения. При этом многоамперные автоматические выключатели со значительными токами должны также выполнять функции распределения электрической энергии и защиты энергетических цепей от токов короткого замыкания и перегрузок.

Значительная часть электрической нагрузки проходит через многоамперные автоматические выключатели, которые располагаются в комплектных трансформаторных подстанциях, цеховых распределительных устройствах и в других электроустановках.

Одним из основных элементов таких автома–тических выключателей является контактная система. Для многоамперных автоматических выключателей характерна 2-х или 3- ступенчатая конструкция контактной системы, на которой расположены главные (ГК) и дугогасительные (ДК) контакты.

В современных конструкциях многоамперных автоматических выключателей контактная система содержит контактные накладки, содержащие дефицитные и дорогостоящие элементы, например серебро.

Для уменьшения расхода дорогостоящих контактных элементов исследователи идут по пути создания новых конструктивных узлов контактных систем и их композиций. Применяемые новые решения способствуют экономии материалов, уменьшению габаритов конструкций контактных систем, улучшению характеристик и повышению быстродействия срабатывания многоамперных автоматических выключателей в аварийных ситуациях.

Анализ основных достижений. Низковольтное электроаппаратостроение развивается, в целом, в на–правлении уменьшения материалоемкости и массо–габаритных показателей электрических аппаратов, повышении их эксплуатационных характеристик,

© Т.П. Павленко, 2016

уменьшении расхода остродефицитного серебра в контактных композициях.

В настоящее время в многоамперных автомати–ческих выключателях наряду с серебросодержащими композициями в контактных системах нашли применение жидкометаллические контакты (ЖМК). Такие контакты имеют значительные преимущества по сравнению с твердыми серебросодержащими композициями, а именно [1–6]:

– низкое переходное сопротивление;

–значительную площадь контактирования, что приводит к равномерному распределению тока по рабочей поверхности контактов;

– незначительное контактное нажатие, что способствует использованию облегченного приводного механизма;

– отсутствие явления сваривания и залипания рабочих поверхностей контактных пар,

– отсутствие вибрации из-за воздействия электродинамических сил отталкивания

Конструкции контактных систем с ЖМК весьма разнообразны, при этом в их работе используются различные принципы контактирования жидкой и твердой фазы [1–4] .

Цель работы – определение энергетических па–раметров перспективных конструкций бессеребряных контактов с жидкометаллическим эффектом для многоамперных автоматических выключателей.

Материал и анализ исследований. Современные контактные композиции (ЖМК), для многоамперных автоматических выключателей, состоят из пористых, слоистых, сетчатых материалов, пропитанных или смоченных жидким металлом [1–5]. Принцип действия таких контактов основан на жидкометаллическом эффекте, который заключается в расположении твердых электродов в среде жидкого легкоплавкого металла и во взаимодействии необходимых элементов, участвующих в работе контактной системы.

Одним из основных параметров ЖМК является их проводимость тока, которая анализируется с помо–щью модели, показанной на рис. 1 и рис. 2 [1, 4–7].

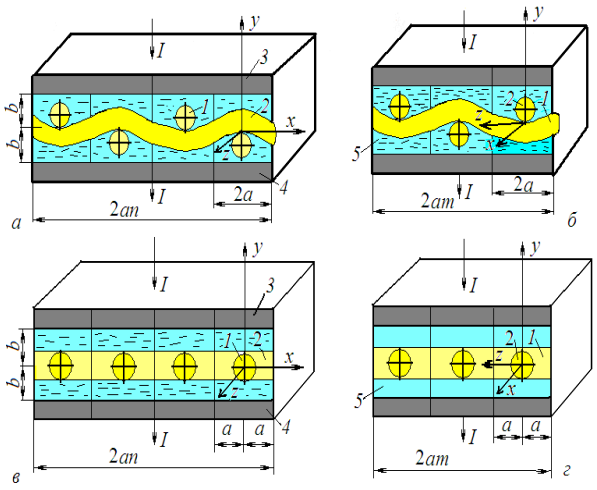


Рис. 1 – Модель композиционного жидкометаллического контакта с сетчатой основой

Структура композиции ЖМК с сетчатой основой (см. рис. 1) представляет собой волокна *1* и *2*, которые находятся между твердометаллическими электродами *3* и *4* в среде жидкого металла *5*.

Для расчета проводимости контактной поверхности принимаются следующие условия:

– поверхность сетчатой основы полностью смочена жидким металлом;

– расстояние между соседними волокнами ячеек *1* и *2* равно *2a* (по осям *x* и *z*), высота ячеек равна *2b* (по оси *y*);

– *n* – число ячее по оси *x*;

– *m* – число ячеек по оси *z*.

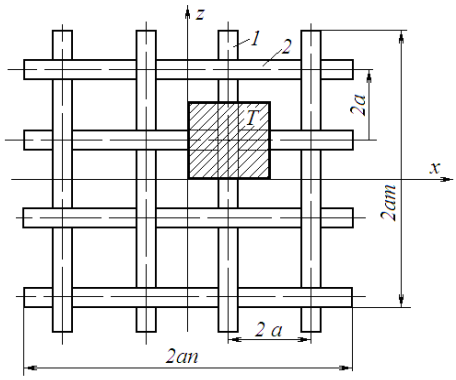


Рис. 2 – Сетчатая структура основы жидкометаллического контакта: *1* и *2* волокна основы

Проводимость контакта ЖМК определяется как:

$$Y_k = n \cdot m \cdot Y \,, \qquad (1)$$

где Y – проводимость ячейки с волокнами *1* и *2*.

Электрическое поле, изображенное на рис. 1 композиционного ЖМК трехмерно, что затрудняет решение задачи. Для упрощения задачи строится модель двухмерного поля, где волокна сетчатой структуры основы композиционного ЖМК заменяются на прямые цилиндры радиуса *r*, рис. 2.

Проводимость ячейки (см. рис. 2 – заштрихованная область), заполненная только жидким металлом и имеющая удельную электропроводностью γ_0, с учетом однородного электрического поля, определяется выражением:

$$Y_0 = \frac{1}{R_0} = \frac{\gamma_0 \cdot 2a^2}{b}, \qquad (2)$$

где R_0 – сопротивление ячейки, которая заполнена жидким металлом, Ом

При неоднородном (трехмерном) поле удельная проводимость волокон основы обозначается γ_1. С учетом того, что ток проходит как через жидкий металл, так и через волокна основы.

Сопротивление ячейки определяется как:

$$R = \frac{1}{Y} = R_0 + \Delta R \,, \qquad (3)$$

где ΔR – сопротивление однородного поля волокон основы *1* и *2*, Ом.

Это соотношение остается справедливым и в частном случае, когда в ячейке имеется лишь одно

волокно *1* или *2*:

$$R_i = \frac{1}{Y_i} = R_0 + \Delta R_i, \quad i = 1, 2. \qquad (4)$$

Поскольку каждое из волокон *1* и *2* в отдельности вносит одинаковое возмущение и ячейка T симметрична относительно осей x, y, z, то с учетом выражения (4), получим:

$$R_1 = R_2; \quad \Delta R_1 = \Delta R_2, \qquad (5)$$

где R_1, R_2 – сопротивления, соответствующие ячейке T, которая содержит только одно волокно *1* или *2*;

$\Delta R_1, \Delta R_2$ – приращения сопротивлений ячеек, обусловленные возмущением однородного поля соответственно волокнами *1* и *2*. Поэтому:

$$\Delta R = \Delta R_1 + \Delta R_2 = 2\Delta R_1 \qquad (6)$$

С учетом соотношений (4) – (6) проводимость Y (3) ячейки T, которая содержит волокна *1* и *2* может быть представлена в виде:

$$Y = (R_0 + \Delta R)^{-1} = (R_0 + 2\Delta R_1)^{-1} = \\ = (R_0 + 2R_1 - 2R_0)^{-1} = (2R_1 - R_0)^{-1}. \qquad (7)$$

Таким образом, задача проводимости композиционного сеточного жидкометаллического контакта в трехмерном поле сводится к расчету сопротивления R_0 по выражению (2) и сопротивления R_1 ячейки T (см. рис. 2.), содержащей лишь одно волокно и образующей двухмерное поле [1, 7].

Для расчета проводимости $Y_1 = \frac{1}{R_1}$ ячейки T композиционного ЖМК, с заданной характеристикой среды (удельной электропроводностью) и содержащей только одно волокно, применяется координатно-структурный метод определения проводимостей. Данный метод основан на интерпретации геометрической структуры поля как криволинейной системы координат, названной системой координат поля.

Замена неизвестных координат поля некоторыми известными координатами (координатами аппроксимации) позволяет получить два приближенных значения Y^* и Y^{**} для проводимости Y с заданной характеристикой среды, причем

$$Y^* \le Y \le Y^{**}, \qquad (8)$$

что дает возможность произвести оценку точности определения Y.

Поскольку в среде жидкого металла находятся волокна основы с удельной электропроводностью γ_1, отличающейся от удельной электропроводности жидкого металла γ_0, то можно показать, что если γ в любой части области ячейки T уменьшается (увеличивается), то проводимость ячейки также уменьшается (увеличивается). В частности, если в ячейку T поместить бесконечно тонкие пластины с удельной электропроводностью $\gamma_1 = 0$; $\gamma_1 = \infty$, то это приведет к уменьшению (увеличению) проводимости Y. Это соответствует физическим представлениям о явлении проводимости.

Для определения заниженного Y^* и завышенного Y^{**} значений проводимости ячейки T композиционного ЖМК рассмотрим ¼ ее часть, показанную на модели рис. 3. В данном случае проводимость равна проводимости всей ячейки T в результате симметрии относительно осей координат.

Для аппроксимации значений применяется прямоугольная система координат x, y, z (см. рис. 3).

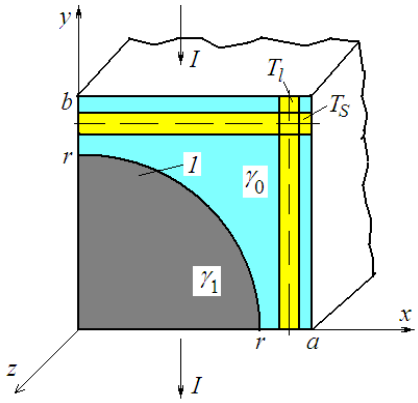


Рис. 3 – Одна четвертая часть ячейки T композиционного жидкометаллического контакта с сетчатой основой

При определении заниженного значения проводимости Y^* ячейки T предположим, что в нее поместили ряд бесконечно тонких пластинок с удельной электропроводностью $\gamma = 0$, поверхности которых совпадают с осями y и z. Отсюда следует, что ячейка T окажется разбитой на ряд параллельно включенных трубок поля T_l конечной длины $l = b$ и элементарным сечением dS (см. рис. 3). В свою очередь, эти трубки можно разбить на последовательно соединенные участки с элементарной длиной dl, имеющей проводимость $\frac{\gamma \cdot dS}{dl}$. Тогда проводимость $Y(T_l)$ трубок будет определяться из соотношения:

$$\frac{1}{Y(T_l)} = \int_l \frac{dl}{\gamma \cdot dS}. \qquad (9)$$

Учитывая, что проводимость ячейки T равна сумме проводимостей $Y(T_l)$, исходя из (7), получим:

$$Y^* = \int_S \frac{1}{\int_l \frac{dl}{\gamma \cdot dS}}. \qquad (10)$$

Данное выражение определяет проводимость ячейки T с измененной характеристикой среды, которая имеет в области ячейки множество бесконечных тонких пластинок с удельной электропроводностью $\gamma = 0$. Это может приводить к уменьшению проводимости.

Следовательно,

$$\gamma^* \le Y. \qquad (11)$$

Для композиционного ЖМК (см. рис. 1) заниженная проводимость Y_1^* ячейки T с одним волокном может быть определена как проводимость бесконечного числа элементарных трубок T_l длиной b и проводимостью Y_l (см. рис. 3). Величина их имеет различные значения в области T по длине трубки, т.к. ток I последовательно проходит через жидкий металл с удельной электропроводностью γ_1. Тогда согласно рис. 3 и соотношению (10)

$$Y_1^* = 2a\int_0^a Y_l \cdot dx, \qquad (12)$$

где $Y_l = \left(\int_0^b \frac{dy}{\gamma}\right)^{-1}$ – проводимость трубки поля элементарного сечения, отнесенная к величине этого сечения.

Поскольку функция $\gamma = \gamma(x, y)$ принимает значения γ_0 или γ_1, то с учетом рис. 3 для величины Y_l имеем:

при $0 \le x \le r$

$$Y_l = \frac{1}{\int_0^b \frac{dy}{\gamma}} = \frac{1}{\int_0^{\sqrt{r^2-x^2}} \frac{dy}{\gamma_1} + \int_{\sqrt{r^2-x^2}}^b \frac{dy}{\gamma_0}} = \frac{1}{\frac{\sqrt{r^2-x^2}}{\gamma_1} + \frac{b-\sqrt{r^2-x^2}}{\gamma_0}} = \frac{\gamma_0}{b + \left(\frac{\gamma_0}{\gamma_1} - 1\right)\cdot\sqrt{r^2-x^2}}, \qquad (13)$$

при $r \le x \le a$

$$Y_l = \frac{1}{\int_0^b \frac{dy}{\gamma_0}} = \frac{\gamma_0}{b}. \qquad (14)$$

Подставив (13) и (14) в выражение (12), получается соотношение

$$\frac{Y_1^*}{2a} = \int_0^r \frac{\gamma_0 \cdot dx}{b + \left(\frac{\gamma_0}{\gamma_1} - 1\right)\cdot\sqrt{r^2-x^2}} + \int_r^a \frac{\gamma_0 \cdot dx}{b} = \frac{dx}{b + \left(\frac{\gamma_0}{\gamma_1} - 1\right)\cdot\sqrt{r^2-x^2}} + \frac{\gamma_0(a-r)}{b}. \qquad (15)$$

Обозначим из (15):

$$J_1 = \int_0^r \frac{dx}{b + \left(\frac{\gamma_0}{\gamma_1} - 1\right)\cdot\sqrt{r^2-x^2}}, \qquad (16)$$

С учетом рис. 3 следует, что:

при $x = 0,\ \alpha = 0$; при $x = r,\ \alpha = \frac{\pi}{2}$,

$$x = r \cdot \sin\alpha \qquad (17)$$

Подставив (17) в выражение (16), и проведя преобразования, получим

$$J_1 = \int_0^{\pi/2} \frac{r \cdot \cos\alpha \cdot d\alpha}{b + \left(\frac{\gamma_0}{\gamma_1} - 1\right)\cdot r \cdot \cos\alpha} = \frac{r}{b}\int_0^{\pi/2} \frac{\cos\alpha \cdot d\alpha}{1 + \left(\frac{\gamma_0}{\gamma} - 1\right)\cdot \frac{r}{b} \cdot \cos\alpha} \qquad (18)$$

Введя обозначения:

$$p = \left(\frac{\gamma_0}{\gamma_1} - 1\right)\cdot\frac{r}{b};\ t = \frac{r}{b} \le 1; \qquad K = \frac{r}{a} \le 1. \qquad (19)$$

Подставив (19) в выражение (18), получим

$$J_1 = \frac{r}{b}\int_0^{\pi/2} \frac{\cos\alpha \cdot d\alpha}{1 + p \cdot \cos\alpha} = \frac{r}{b \cdot p}\left[\frac{\pi}{2} - \int_0^{\pi/2} \frac{d\alpha}{1 + p \cdot \cos\alpha}\right]. \qquad (20)$$

Обозначив из (20):

$$M = \int_0^{\pi/2} \frac{d\alpha}{1 + p \cdot \cos\alpha}. \qquad (21)$$

Подставив выражение (21) в выражение (20), получим

$$J_1 = \frac{r}{b \cdot p}\left(\frac{\pi}{2} - M\right). \qquad (22)$$

Подставив (19) и (22) в выражение (15), получим

$$\frac{Y_1^*}{2a} = \frac{\gamma_0 \cdot r}{b \cdot p}\left(\frac{\pi}{2} - M\right) + \frac{\gamma_0(a-r)}{b}. \qquad (23)$$

Откуда

$$Y_1^* = \frac{2a\gamma_0}{b}\left[\frac{r}{p}\left(\frac{\pi}{2} - M\right) + a - r\right] = \frac{2a^2 \cdot \gamma_0}{b}\left[\frac{K}{p}\left(\frac{\pi}{2} - M\right) + 1 - K\right], \qquad (24)$$

где M – определяется из выражения (21)

$$M = \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{1-p^2}}\, arctg\sqrt{\frac{1-p}{1+p}}, & p^2 \le 1 \\ \frac{1}{\sqrt{p^2-1}} \ln\left|\frac{1+\sqrt{\frac{p+1}{p-1}}}{1-\sqrt{\frac{p+1}{p-1}}}\right|, & p^2 > 1. \end{cases} \qquad (25)$$

Для определения завышенного значения проводимости Y^{**} ячейки T необходимо представить расположенные в ней множества бесконечно тонких пластинок с удельной электропроводностью $\gamma = \infty$, поверхности которых ориентированы по осям x и z (см. рис. 3).

В результате ячейка T разбивается на множество последовательно включенных слоев T_S с конечным сечением S и элементарной толщиной dl. Эти же слои можно разбить на параллельно соединенные участки с элементарным сечением dS, которые имеют проводимость $\frac{\gamma \cdot dS}{dl}$. Поэтому проводимость $Y(T_S)$ слоев будет определяться выражением

$$Y(T_S)=\int_S \frac{\gamma\cdot dS}{dl}. \quad (26)$$

Учитывая, что обратная величина проводимости ячейки T равна сумме обратных величин проводимостей $Y(T_S)$ слоев T_S, имеем:

$$Y^{**}=\left(\int_l \frac{1}{\int_S \frac{\gamma\cdot dS}{dl}}\right)^{-1}. \quad (27)$$

Это выражение определяет проводимость ячейки T с измененной характеристикой среды, которое заключается в том, что в область ячейки T было помещено множество бесконечно тонких пластин с $\gamma=\infty$. Согласно выводам [1, 4–7] это может приводить лишь к увеличению проводимости.

Следовательно,

$$Y^{**}\geq Y. \quad (28)$$

Для композиционного ЖМК (см. рис. 1) завышенная проводимость Y_1^{**} ячейки T с одним волокном основы может быть определена как проводимость бесконечного числа слоев элементарной толщины dS с площадью S, совпадающей с поверхностью, образуемой осями x и z. Проводимость такого слоя Y_S имеет различные значения по оси x, поскольку ток I проходит как через жидкий металл, так и через волокно основы радиуса r, т.е.

$$Y_1^{**}=\left(\int_0^b \frac{dy}{Y_S}\right)^{-1}, \quad (29)$$

где $Y_S=2a\int_0^a \gamma\cdot dx$ – проводимость слоя элементарной толщины, умноженной на величину этой толщины.

В этом случае функция $\gamma=\gamma(x,y)$ также принимает значения или γ_0, или γ_1.

Поэтому, с учетом рис. 3 для величины Y_S:

при $0\leq y\leq r$

$$Y_S=2a\int_0^{\sqrt{r^2-y^2}}\gamma_1\cdot dx+2a\int_{\sqrt{r^2-y^2}}^{a}\gamma_0\cdot dx=2a\cdot\gamma_1\sqrt{r^2-y^2}+$$
$$+2a\cdot\gamma_0\left(a-\sqrt{r^2-y^2}\right)=$$
$$=2a\cdot\gamma_0\left[a+\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_0}-1\right)\cdot\sqrt{r^2-y^2}\right], \quad (30)$$

при $r\leq y\leq b$

$$Y_S=2a\int_0^a\gamma_0\cdot dx=2a^2\cdot\gamma_0 \quad (31)$$

Подставив (30) и (31) в выражение (29), получается соотношение:

$$Y_1^{**}=\frac{1}{\int_0^r\frac{dy}{2a\gamma_0\left[a+\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_0}-1\right)\cdot\sqrt{r^2-y^2}\right]}+\int_r^b\frac{dy}{2a^2\gamma_0}}=$$
$$=\frac{\frac{2a^2\cdot\gamma_0}{b}}{\frac{1}{b}\int_0^r\frac{dy}{1+\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_0}-1\right)\cdot\frac{1}{a}\cdot\sqrt{r^2-y^2}}+\frac{1}{b}\cdot(b-r)}= \quad (32)$$
$$=\frac{2a^2\cdot\gamma_0}{b}\cdot\frac{1}{1-\frac{r}{b}+\frac{1}{b}\cdot\int_0^r\frac{dy}{1+\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_0}-1\right)\cdot\frac{1}{a}\cdot\sqrt{r^2-y^2}}}.$$

Обозначим из (32):

$$J_2=\frac{1}{b}\cdot\int_0^r\frac{dy}{1+\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_0}-1\right)\cdot\frac{1}{a}\sqrt{r^2-y^2}}. \quad (33)$$

Подставив (17) в выражение (33), получается выражение:

$$J_2=\frac{1}{b}\cdot\int_0^{\pi/2}\frac{r\cdot\cos\alpha\cdot d\alpha}{1+\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_0}-1\right)\cdot\frac{r}{a}\cdot\cos\alpha}=$$
$$=\frac{r}{b}\cdot\int_0^{\pi/2}\frac{\cos\alpha\cdot d\alpha}{1+\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_0}-1\right)\cdot\frac{r}{a}\cdot\cos\alpha}. \quad (34)$$

При обозначении:

$$q=\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_0}-1\right)\cdot\frac{r}{a} \quad (35)$$

$$N=\int_0^{\pi/2}\frac{d\alpha}{1+\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_0}-1\right)\cdot\frac{r}{a}\cdot\cos\alpha}. \quad (36)$$

Подставив (35) и (36) в выражение (34), получается соотношение

$$J^2=\frac{r}{b\cdot q}\left(\frac{\pi}{2}-N\right). \quad (37)$$

Подставив (19) и (37) в выражение (32), получается

$$Y_1^{**}=\frac{2a^2\cdot\gamma_0}{b}\cdot\frac{1}{1-t+\frac{t}{q}\left(\frac{\pi}{2}-N\right)}=$$
$$=\frac{2a^2\cdot\gamma_0}{b}\left[\frac{t}{q}\cdot\left(\frac{\pi}{2}-N\right)+1-t\right]^{-1}, \quad (38)$$

где N определяется из выражения (36)

$$N=\begin{cases}\dfrac{2}{\sqrt{1-q^2}}arctg\sqrt{\dfrac{1-q}{1+q}}, & q^2\le 1\\ \dfrac{1}{\sqrt{q^2-1}}\ln\left|\dfrac{1+\sqrt{\dfrac{q+1}{q-1}}}{1-\sqrt{\dfrac{q+1}{q-1}}}\right|, & q^2>1\end{cases} \quad (39)$$

Таким образом, с помощью одних и тех же коор–динат аппроксимации (прямоугольной системы коор–динат) выражения (23) и (38) позволяют определить заниженное Y_1^* и завышенное Y_1^{**} значения проводимости ячейки T композиционного ЖМК, которые удовлетворяют неравенствам (8), (11) и (28).

Среднегеометрическая величина $Y_{1\Gamma}$ от заниженного и завышенного значений полученных проводимостей

$$Y_{1\Gamma}=\sqrt{Y_1^*\cdot Y_1^{**}} \quad (40)$$

также как и Y_1, удовлетворяет соотношениям (7), (11) и (28) и дает более точное, чем Y_1^* и Y_1^{**}, приближение к Y_1.

Поэтому, выражение (40) говорит о повышении точности определения проводимости.

Соотношения (23), (38) и (40) позволяют рассчитать сопротивление $R_1=\dfrac{1}{Y_1}$, входящее в выражение (7), с помощью которого можно определить проводимость ячейки T композиционного ЖМК со слоистой сетчатой структурой. Используя соотношение (1), можно определить полную проводимость Y_k, зная геометрические параметры сетчатой основы композиционного ЖМК (диаметр волокна, размеры ячейки, а также площадь поверхности контакта).

Важнейшим параметром электрических контактов, по которому оценивается качество контакта и его работоспособность, являются электрические тепловые потери, выделяющиеся при прохождении через контакт электрического тока. Величина тепловых потерь зависит от величины проводимости контакта Y_k и определяется выражением:

$$P=U^2\cdot Y_k=\frac{I^2}{Y_k}, \quad (41)$$

где U – падение напряжения на контактах.

Поскольку в композиционных ЖМК ток протекает и через жидкий металл, и через волокна основы, то общие тепловые потери в нем равны сумме тепловых потерь, выделяющихся в жидком металле P_2 и в волокнах P_1:

$$P=P_1+P_2 \quad (42)$$

Для выяснения влияния геометрических параметров сетчатой основы композиционного ЖМК на его сопротивление, и следовательно, общие тепловые потери необходимо определить их распределение между жидким металлом и волокнами композиции контакта.

Данное решение задачи построено на уравнении Лапласа в цилиндрической системе координат, которое имеет следующий вид:

$$\frac{1}{r}\cdot dr\left(r\cdot\frac{d\varphi}{dr}\right)+\frac{1}{r^2}\cdot\frac{d^2\varphi}{d\alpha^2}=0, \quad (43)$$

где φ – потенциал электрического поля.

В качестве проводящей среды в композиционном ЖМК используется жидкий металл, в который помещается цилиндрическое волокно основы.

Решением уравнения Лапласа (43) является [1]:

для волокна основы

$$\varphi_1=-\frac{2\gamma_0}{\gamma_1+\gamma_0}\cdot E_0x; \quad (44)$$

для области T, занятой жидким металлом

$$\varphi_2=E_0\cdot\left(\frac{\gamma_1-\gamma_0}{\gamma_1+\gamma_0}\cdot\frac{r_1}{r}-r\right)\cdot\cos\alpha. \quad (45)$$

Напряженность электрического поля внутри волокна

$$E_1=2\gamma_0\left(\gamma_1+\gamma_0\right)^{-1}\cdot E_0, \quad (46)$$

где E_0 – напряженность поля в области T, заполненной жидким металлом.

Плотность тока в области T, при отсутствии в ней волокон

$$\delta_0=\gamma_0E_0=I\left(4ab\right)^{-1}. \quad (47)$$

Напряженность поля в области T:

$$E_0=I\left(\gamma_0\cdot 4ab\right)^{-1}. \quad (48)$$

Напряженность поля области T вне волокна основы

$$E_2=\sqrt{E_\alpha^2+E_r^{\,2}}, \quad (49)$$

где E_α^2 – составляющая E_2, направленная под углом к оси x.

$$E_\alpha=\frac{1}{r}\cdot\frac{\partial\varphi}{\partial\alpha}; \quad (50)$$

где E_r – радиальная составляющая вектора E^2

$$E_r=\frac{\partial\varphi_2}{\partial r} \quad (51)$$

Подставив (50), (51) и (45) в (49), окончательно после преобразований получается

$$E_2=\sqrt{\left(\frac{1}{r}\cdot\frac{\partial\varphi_2}{\partial\alpha}\right)^2+\left(\frac{\partial\varphi_2}{\partial r}\right)^2}= \quad (52)$$
$$=E_0\sqrt{\left[\frac{\gamma_1-\gamma_0}{\gamma_1+\gamma_0}\cdot\frac{r_1^2}{r^2}-1\right]^2\sin^2\alpha+\left[-\frac{\gamma_1-\gamma_0}{\gamma_1+\gamma_0}\cdot\frac{r_1^2}{r^2}-1\right]^2\cos^2\alpha}.$$

Обозначив

$$h=\frac{\gamma_1-\gamma_0}{\gamma_1+\gamma_0}. \quad (53)$$

Подставив (53) в выражение (52), окончательно после преобразований получается:

$$E_2 = E_0\sqrt{\left(h\cdot\frac{r_1^2}{r^2}-1\right)^2\sin^2\alpha+\left(h\cdot\frac{r_1^2}{r^2}+1\right)^2\cos^2\alpha} = \cdot$$

$$= E_0\sqrt{h^2\left(\frac{r_1}{r}\right)^4+1+2h\left(\frac{r_1}{r}\right)^2\cos 2\alpha}. \quad (54)$$

Максимальное значение напряженность $\overline{E}_2$ принимает при углах $\alpha = 0$ или $\alpha = \pi$.

В этом случае

$$E_2 = E_{2m} = E_0\cdot\left[h\cdot\left(\frac{r_1}{r}\right)^2+1\right]. \quad (55)$$

Область, занятая жидким металлом в объеме T и ограниченная радиусом r_1 волокна, начинается при $r = r_1$. Тогда

$$E_{2m} = E_0(h+1) = E_0\frac{\gamma_1-\gamma_0+\gamma_1+\gamma_0}{\gamma_1+\gamma_0} = E_0\frac{2\gamma_1}{\gamma_1+\gamma_0}. \quad (56)$$

Таким образом, выражения (46), (48) и (56) позволяют определить напряженности электрического поля области T (см. рис. 3) композиционного ЖМК внутри волокна основы – E_1, однородной области T, занятой только жидким металлом – E_0 и вне волокна основы – E_2.

Тепловые потери в объемной области T определяются как:

$$P = \gamma\cdot E^2, \quad (57)$$

где γ – удельная электропроводимость среды;

E – напряженность электрического поля.

Тепловые потери, выделяющиеся в волокне:

$$P_1 = \gamma_1\cdot E_1^2. \quad (58)$$

Тепловые потери в жидком металле:

$$P_2 = \gamma_2\cdot E_{2m}^2. \quad (59)$$

Подставив (46) и (48) в выражение (58), получим соотношения:

$$P_1 = \frac{\gamma_1(2\gamma_0)^2\cdot I^2}{(\gamma_1+\gamma_0)^2\cdot\gamma_0^2\cdot 16a^2b^2} = \frac{\gamma_1^2\cdot I^2}{4a^2b^2\cdot(\gamma_1+\gamma_0)^2}. \quad (60)$$

Подставив (46) и (56) в выражение (59), получим

$$P_2 = \frac{\gamma_0(2\gamma_1)^2\cdot I^2}{(\gamma_1+\gamma_0)^2\cdot\gamma_0^2\cdot 16a^2b^2} = \frac{\gamma_1^2\cdot I^2}{4a^2b^2\cdot\gamma_0(\gamma_1+\gamma_0)^2} \quad (61)$$

Поскольку поле плотности тока внутри волокна однородно, то тепловые потери, выделяющиеся в волокне равны:

$$P_1 = PV_1, \quad (62)$$

где V_1 – объем волокна

$$V_1 = 2a\pi\cdot r_1^2. \quad (63)$$

Подставив (60) и (63) в выражение (62), получим

$$P_1 = \frac{\gamma_1\cdot I^2\cdot 2a\pi\cdot r_1^2}{4a^2b^2(\gamma_1+\gamma_0)^2} = \frac{\gamma_1\cdot I^2\cdot\pi\cdot r_1^2}{2ab^2(\gamma_1+\gamma_0)^2} \quad (64)$$

Тепловые потери в жидком металле:

$$P_2 = P - P_1 \quad (65)$$

Суммарные потери в волокнах основы (см. рис.1)

$$P_{1\Sigma} = 2n\cdot m\cdot P_1 = n\cdot m\cdot\frac{\gamma_1\cdot I^2\cdot\pi\cdot r_1^2}{ab^2(\gamma_1+\gamma_0)^2} \quad (66)$$

Суммарные тепловые потери в жидком металле:

$$P_{2\Sigma} = P - P_{1\Sigma} = \frac{I^2}{Y_k} - n\cdot m\cdot\frac{\gamma_1\cdot I^2\cdot\pi\cdot r_1^2}{ab^2(\gamma_1+\gamma_0)^2} \quad (67)$$

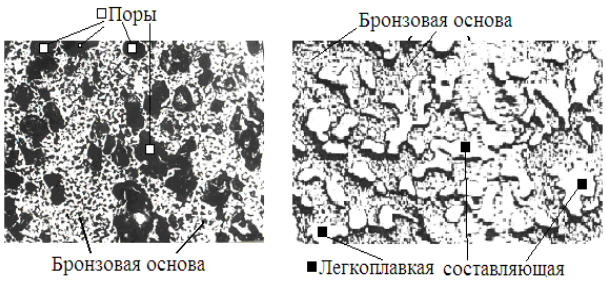
Таким образом, с учетом выражений (41), (66) и (67) и проводимости Y_k, можно определить общие тепловые потери, выделяющие в композиции ЖМК, а также распределение этих потерь между областями, занятыми жидким металлом и материалом волокон основы.

Преимущества контактных композиций ЖМК по сравнению с твердыми серебросодержащими составами, позволяет создавать автоматические выключатели на большие номинальные токи в цепях с ожидаемыми величинами токов короткого замыкания.

Однако композиционные конструкции ЖМК пока не нашли широкого применения из-за токсичности или дефицитности применяемых элементов в контактах их композиций, а также резкого увеличения переходного сопротивления с течением времени из-за окисления контактов в процессе их эксплуатации.

Перспективным является направление работ по созданию бессеребряного контактного материала, реализующего принцип жидкометаллического эффекта в точках контактирования при пропускании тока, Данное явление обеспечивает низкое переходное сопротивление и высокую электродинамическую устойчивость (ЭДУ) за счет увеличения площади контактирования (рис. 4).

Специфика работы разрабатываемых контактов заключается в изменении агрегатного состояния материала под влиянием джоулева тепла при протекании тока. В результате увеличивается эффективная площадь контактирования рабочих поверхностей контактных пар и, таким образом уменьшается переходное сопротивление R_n контактов [8–10].



а *б*

Рис. 4 –Структура рабочей поверхности псевдожидкометаллических контактов
а – после спекания с образованием пор;
б – после пропитки легкоплавкой составляющей

Изменение переходного сопротивления зависит от многих факторов – соотношения объемов туго– и легкоплавких составляющих, от размера пор матрицы, заполненных наполнителем, электро- и

теплопроводности композиции, ее твердости, взаимной смачиваемости материалов состава композиции, усилий контактного нажатия.

Путь экспериментального определения зависимостей является длительным и дорогостоящим. Для повышения эффективности исследований разработана математическая модель контактов, которая позволяет определить геометрические параметры их токопроводящей гетерогенной поверхности, рис. 5 [9, 10].

Распределение материала наполнителя по объему контакт-детали характеризуется коэффициентом пористости K_v. Формирование проводящей поверхности зависит от коэффициента поверхностной пористости K_{so}. Данные понятия тождественны, поэтому принимается $K_{so}= K_v$.

Распределение наполнителя по рабочей поверхности контакта характеризуется коэффициентом K_s, в общем случае с K_{so}. При расплавлении наполнителя происходит увеличение его объема, характеризующееся коэффициентом α, поэтому при условии смачиваемости наполнителя матрицы средний радиус контактных пятен R_1 превосходит радиус пор R_0.

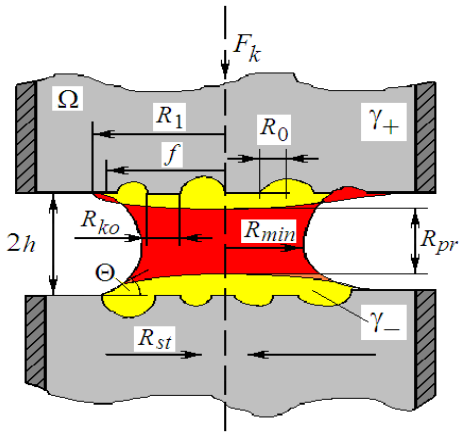


Рис. 5. – Жидкометаллический мостик контактной рабочей поверхности и его параметры

F_k – сила контактного нажатия; Ω – область контактной поверхности, R_1 – средний радиус пятна; f – максимальное значение распределения мостика; R_0 – радиус пор; γ_+ – электропроводность матрицы; R_{ko} – радиус одной поры; R_{min} –минимальный радиус перешейка; R_{pr} – радиус перешейка; Θ – угол смачивания; γ_- – электропроводность легкоплавкого наполнителя; R_{st} – сопротивление стягивания линий тока

При соприкосновении двух контактных пятен образуется жидкометаллический мостик с максимальной высотой $2h$ и осевым радиусом $y(x)$, принимающим максимальное значение f (y) основания и R_{min} в наиболее узком месте, которые в общем случае зависят от угла смачивания Q [9, 10].

Математическое решение задачи по определению характеристик мостика и переходного сопротивления дало следующие соотношения: средний радиус пятен R_1 превосходит радиус пор R_0 в Z раз, т.е.

$$R_1 = ZR_0, \tag{68}$$

где Z = max (1, Z_0) а Z_0 является решением нелинейного уравнения:

$$Z_0^3 = \left[1 + Ks_0 \cdot (Z_0^2 - 1)\right] \cdot \frac{\alpha e_*}{R_0 \varphi \cdot (Q)}, \tag{69}$$

где e_*- средняя глубина проплавления контакт-детали в контактной зоне;

Q – краевой угол смачивания наполнителем материала матрицы;

φ – функция угла смачивания

$$\varphi(Q) = \frac{tg\,\frac{Q}{2}}{2}\left\{1 + \frac{tg^2\,\frac{Q}{2}}{3}\right\}. \tag{70}$$

Величины K_s и K_{s0} связаны соотношением

$$K_s = K_{s0} Z^2. \tag{71}$$

Полное электрическое сопротивление, приходящееся на один жидкометаллический мостик, складывается из сопротивления жидкометаллического перешейка R_{km} и сопротивления стягивания R_{ctm}:

$$R_m = R_{km} + R_{ctm} \tag{72}$$

Сопротивление перешейка:

$$R_{km} \int_0^{2h} \frac{\alpha x}{\gamma_- \cdot \pi \cdot \varepsilon(x)} \tag{73}$$

где γ_- – удельная электропроводность расплава;

$\varepsilon(x)$ – радиус сечения мостика,

$$r(0) = r(2h) = f, \qquad r(h) = R_{\min} \tag{74}$$

Вычисляя интеграл по формуле Симпсона, с учетом геометрических параметров мостика, имеем:

$$R_{km} \approx \frac{2}{3\pi} \cdot \frac{\operatorname{ctg}\frac{Q}{2}}{\gamma R_1} \cdot \left[\frac{1}{(b - \operatorname{tg} Q)^2} + \frac{2}{(b - \sec Q)^2}\right] \tag{75}$$

Сопротивление линий стягивания :

$$R_{ctm} = \frac{2R_{ko}}{kf} + \frac{1}{2\gamma_+ f}, \tag{76}$$

где R_{ko} – сопротивление стягивания, приходящееся на одну пору,

γ_+ – удельная электропроводность материала ПЖМК. При этом $\gamma_- \le \gamma_+$.

С необходимой точностью для практических расчетов допустима линейная интерполяция:

$$R_{ko}(\varepsilon) \approx R_{ko}(0) \cdot (1 - \varepsilon) + R_{ko}(1) \cdot \varepsilon; \tag{77}$$

$$R_{ko}(1)=\frac{1}{4r\cdot R_0}. \qquad (78)$$

Величина $R_{ko}(0)$ находится посредством решения краевой задачи Дирихле для уравнения Лапласа и равна:

$$R_{ko}(0)=\frac{4}{\pi R_0\gamma_-}\cdot\sum_{j=1}^{\infty}\frac{1}{x_j^3}, \qquad (79)$$

где x_j – положительные корни уравнения $I_0(x_j)=0$ занумерованы в порядке возрастания,

$I_0(x)$ – функция Бесселя I рода нулевого порядка.

Таким образом,

$$R_{ko}(0)\approx\frac{1}{R_0\gamma_-}\cdot\left[x\cdot(1-\varepsilon)+\frac{\varepsilon}{4}\right] \qquad (80)$$

где обозначено:

$$x=\frac{4}{\pi}\cdot\sum_{j=1}^{\infty}\frac{1}{x_j^3}. \qquad (81)$$

Значение константы согласно численному суммированию на ПЭВМ составляет $x=0.1024728\approx 0.1$.

Для последующих вычислений целесообразно представить выражение для сопротивления мостика в виде:

$$R_{km}=\frac{C_0}{\gamma_- R_1}, \qquad (82)$$

где значение постоянной C_0 определяется как:

$$C_0=\frac{2}{3\pi}\operatorname{ctg}\frac{Q}{2}\cdot\left[\frac{1}{(b-\operatorname{tg}Q^2)}+\frac{2}{(b-\sec Q)^2}+\frac{2z}{f}\right]\times \times\left[x\cdot(1-\varepsilon)+\frac{\varepsilon}{4}\right]+\sum\frac{\operatorname{ctg}\frac{Q}{2}}{2(b-tgQ)}. \qquad (83)$$

В целом сопротивление контакта из материала ПЖМК можно определить как:

$$R_*=\min\left\{R_f\cdot\frac{\frac{K_s^2\cdot\varepsilon}{C_0\cdot R_1}+\left[\left(\frac{K_s^2\cdot\varepsilon}{C_0\cdot Q\cdot R_1}\right)^2+\frac{4K_s^2\cdot\varepsilon}{C_0\cdot Q\cdot R_1}R_{ko}\right]^{\frac{1}{2}}}{\frac{4k^2\cdot s\cdot\varepsilon}{C_0\cdot Q\cdot R_1}\cdot R_{ko}}\right\}, \qquad (84)$$

где учтено, что радиус проводящей поверхности не может превосходить радиус воспринимающей усилие области Ω.

Изотермы в окрестности проводящей поверхности являются эллипсоидальными, причем глубина проплавления связана с выражением R_*.

$$\mathring{a}_*=\left(\frac{\pi}{4}-\frac{1}{\pi}\right)\cdot R_* \qquad (85)$$

Расчет параметров с помощью программ ПЭВМ показал, что с увеличением пористости до K_{so}= 0,5 сопротивление заметно падает, далее стабилизируется, а при малой электропроводности легкоплавкого наполнителя даже несколько повышается. Оптимальной пористостью контактной композиции ПЖМК следует считать значения в пределах K_{so}= 0,5–0,7.

Выводы. Показанные методы расчета параметров перспективных электрических контактов с жидкометаллическим эффектом соответствуют цели, поставленной в работе. В результате были определены основные энергетические показатели, а также показаны изменения свойств и параметров материалов в процессе эксплуатации электрических контактов. С помощью методов аппроксимации определены проводимости тока в элементах состава композиции ЖМК, где в качестве проводящей составляющей используется жидкий металл, в который помещается цилиндрическое волокно сетчатой основы.

Для повышения эффективности исследований состава композиции ПЖМК разработана математическая модель контактов, с учетом их особенностей, которая позволяет определить геометрические параметры их токопроводящей гетерогенной поверхности. Данная модель основана на определении распределения материала наполнителя по всему объему контакт-детали, которое зависит от пористости материала основы.

Список литературы

1. *Беляев В. Л.* Особенности работы и конструкций многоамперных автоматических выключателей / *В.Л. Беляев.* – СПб.: СЗТУ, 2005. – 254 с.
2. *Woodard, Jr K. E.* Пат. 4513904, США. Способ уменьшения сопротивления между контактными поверхностями / *K. E Woodard, Jr., R.. L. Dotson* –1983.
3. Xen Li. Пат. 53-3431б Япония. Выключатель на основе металла с низкой температурой плавления. / Xen Li. – 1995.
4. *Брон О.Б.* Электрическая стойкость композиционных жидкометаллических контактов / *О.Б. Брон, В.Л. Беляев* // Электромеханика, 1984. № 8. – С. 76–81.
5. *Брон О.Б.* Исследование проводимости слоистых жидкометаллических контактов / *О.Б. Брон, В.Л. Беляев, В.Н Острейко* // Электромеханика, 1983. № 8. – С. 44–48.
6. *Дегтярь В.Г.* Жидкометаллические контакты / *В.Г. Дегтярь, В.В. Вячкис* // Аппараты низкого напряжения. – М.: Информэлектро, 1980. – С. 63.
7. *Острейко В.Н.* Координатно-структурный метод определения проводимостей / *В.Н. Острейко* // Электромеханика. 1980. № 12. – С. 1269–1274.
8. *Павленко Т.П.* Псевдоріднометалеві електричні контакти для низьковольтних автоматичних вимикачів / *Т.П. Павленко* // Сб. научн. тр. ДонГТУ. 2013. Вип. 39. – С. 217–221.
9. *Павленко Т.П.* Анализ параметров переходных процессов в псевдожидкометаллических контактах / *Т.П. Павленко* // Вісник КДУ ім. М. Остроградського. 2013. Вип. 4/2013(81). – С .15–18.
10. *Павленко Т.П.* Математическая модель определения параметров состава композиции псевдожидкометаллических контактов / *Т.П. Павленко* // Електротехніка та Електроенергетика. Наук. журнал. 2013. № 1. – С. 14–18.

References (transliterated)

1. Belyaev V.L. *Osobennosti rabotyi i konstruktsiy mnogoampernyih avtomaticheskih vyiklyuchateley* [Features of operation and design of high current circuit breakers]. *SPb.:SZTU*, 2005. – 254 p.
2. Woodard, Jr K. E. Sposob umensheniya soprotivleniya mezhdu kontaktnyimi poverhnostyami [A method of reducing contact resistance between the surface]. Patent UShA, no 4513904, 1983.
3. Xen Li. Vyiklyuchatel na osnove metalla s nizkoy temperaturoy plavleniya [The circuit breaker on the basis of a metal with a low melting point] Patent Japan, no 53-3431,1995.
4. Bron O.B., Belyaev V.L. Elektricheskaya stoykost kompozitsionnyih zhidkometallicheskih kontaktov [The electrical resistance of composite liquid-metal contacts] / *Elektromehanika – M.: Izv. vuzov*, 1984. no 8, pp. 76–81.
5. Bron O.B., Belyaev V.L., Ostreyko V.N. Issledovanie provodimosti sloistyh zhidkometallicheskih kontaktov [A study of the conductivity of layered liquid-metal contacts] / *Elektromehanika – M.: Izv. vuzov*, 1983. no 8, pp.c. 44–48.
6. Degtjar' V.G, Vjachkis V.V. Zhidkometallicheskie kontakty [Liquid metal contacts]. *Apparaty nizkogo naprjazhenija* [Vehicles of low tension]. Moskow, Informjelektro, 1980, p. 63.
7. Ostrejko V.N. Koordinatno-strukturnyj metod opredelenija provodimostej [Coordinate structural method for determination of conductivity]. / *Elektromehanika – M.: Izv. Vuzov*. 1980. no 12, pp. 1269–1274.
8. Pavlenko T.P. Psevdoridinnometalevi elektrichni kontakti dlja niz'kovol'tnih avtomatichnih vimikachiv [Contacts pseudo liquid metal for low-voltage circuit breakers]. *Sbornik nauchnyh trudov Doneckogo GTU* [Collection of scientific works of Donetsk state technical University]. Alchevs'k, DonSTU, 2013, issue 39, pp. 217–221.
9. Pavlenko T.P. Analiz parametrov perehodnyh processov v psevdozhidkometallicheskih kontaktah [Analysis of parameters of transients in contacts pseudo liquid metal]. *Visnik KDU im. M. Ostrograds'kogo* [Bulletin of the Kremenchuk state universitet named M. Ostrogradskogo]. Kremenchuk, KDU, 2013, issue 4/2013(81), pp. 15–18.
10. Pavlenko T.P. Matematicheskaja model' opredelenija parametrov sostava kompozicii psevdozhidkometallicheskih kontaktov [Mathematical model determination of the parameters of composition of the pseudo liquid metal contacts]. *Elektrotehnika ta Elektroenergetika* [Electronics and Electricity]. Zaporozh'e, ЗНТУ, 2013, no. 1. pp. 14–18.

Поступила (received) 29.03.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Методология расчета параметров контактов с жидкометаллическим эффектом, для многоамперных автоматических выключателей / Т.П. Павленко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 20–29. – Библиогр.: 10 назв. – ISSN 2409-9295.

Методология расчета параметров контактов с жидкометаллическим эффектом, для многоамперных автоматических выключателей / Т.П. Павленко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 20–29. – Бібліогр.: 10 назв. – ISSN 2409-9295.

The methodology for calculating the parameters of contact with liquid metal effect for high current circuit-breakers /T.P. Pavlenko // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2016. – No. 11 (1183). – P. 20–29. – Bibliogr.: 10. – ISSN 2409-9295.

«Відомості про авторів / *Сведения об авторах / About the Authors*»

Павленко Тетяна Павлівна, доктор технічних наук, професор, Харківський національний університет міського господарства ім. О.М. Бекетова, професор кафедри електричного транспорту, +38(0975734425); e-mail: khpavlenko@yandex.ru;

Павленко Татьяна Павловна, доктор технических наук, профессор, Харьковский национальный университет городского хозяйства им. А.Н. Бекетова, профессор кафедры электрического транспорта, +38(0975734425); e-mail: khpavlenko@yandex.ru;

Pavlenko Tatyana Pavlovna, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Kharkiv national university of municipal economy O.V. Beketova, Full Professor Department of electric transport, +38(0975734425); e-mail: khpavlenko@yandex.ru.

УДК 621.313.333

Ю. М. ВАСЬКОВСЬКИЙ, О. А. ГЕРАСКІН, Н. В. БЕЛЕНОК

ДІАГНОСТИКА КУТОВОГО ЕКСЦЕНТРИСИТЕТУ РОТОРА АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ НА ОСНОВІ АНАЛІЗУ ВІБРОЗБУДЖУЮЧИХ СИЛ

Методами математичного моделювання досліджено зміни величин і характеру електромагнітних віброзбуджуючих сил, які виникають при появі кутового ексцентриситету ротора асинхронного двигуна. Досліджено допустимі діапазони величин кутового ексцентриситету, при яких можлива подальша експлуатація машин без обмежень. Показано, що для забезпечення процесу вібраційної діагностики кутового ексцентриситету потрібно використання двох датчиків, які розташовані на протилежних торцях осердя статора двигуна в одній площині.

Ключові слова: асинхронний двигун, діагностика, ексцентриситет, спектр, вібрація, електростанція.

Методами математического моделирования исследованы изменения величин и характера электромагнитных вибровозбуждающих сил, возникающих при появлении углового эксцентриситета ротора асинхронного двигателя. Исследованы допустимые диапазоны величин углового эксцентриситета, при которых возможна дальнейшая эксплуатация машин без ограничений. Показано, что для обеспечения процесса вибрационной диагностики углового эксцентриситета требуется использование двух датчиков, расположенных на противоположных торцах сердечника статора двигателя в одной плоскости.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, диагностика, эксцентриситет, спектр, вибрация, электростанция.

Rotor angular eccentricity of induction motor is damage, which should be investigated in a three-dimensional setting, because the value of air gap varies along the length of induction motor, which requires significant computational power of computers. However, in order to simplify the analysis of vibroperturbing forces, it can be analyzed in two-dimensional planes staged as a set in which the rotor is shifted relative to the stator in the radial direction. Vibration sensors located on the surface of the stator, take off diagnostic information in only one of these planes. Sensor signals are located in one plane at different ends of the stator core. So enough to explore displacement of the rotor relative to the stator in a two-dimensional formulation of these two planes. Diagnostic signs of angular eccentricity appearance, which can be used in systems of vibrodiagnosis, were determined: a significant increase in noise and rotary teeth harmonics spectrum of vibroperturbing forces in one of the sensors, which is located in the zone of minimum air gap of induction motor; the absence rotational harmonics in vibroperturbing forces spectrum. Permissible range of angular eccentricity values at which there is possible further using of machines without restrictions were investigated. It is proved that the rotor angular eccentricity is dangerous kind of damage due to the appearance of longitudinal torque of force, which leads to accelerated wearing of motor bearings.

Keywords: induction motor, diagnostics, eccentricity, spectrum, vibration, power station.

Вступ. На теплових і атомних електростанціях у переважній більшості використовуються електроприводи на базі потужних асинхронних двигунів (АД) з короткозамкненим ротором для виконання відповідальних технологічних функцій. Одним з характерних ушкоджень потужних АД є кутовий ексцентриситет ротора (КуЕР). Кутовим ексцентриситетом називається нахил повздовжньої вісі ротора відносно повздовжньої вісі статора під певним кутом. Як відомо, величина повітряного проміжку АД у порівнянні з радіусом ротора є дуже малою, тому найменше порушення положення ротора відносно геометричного центра статора створює появу ексцентриситету. КуЕР є більш небезпечним для нормальної роботи АД видом ексцентриситету, ніж радіальний ексцентриситет і може виникнути в наступних випадках: АД є приводом механізму зі значною незрівноваженістю обертових мас (наприклад, кульових млинів на теплових електростанціях для подрібнення вугілля), неспіввісне встановлення підшипникових щитів в процесі ремонту АД, неоднакове зношування підшипників. Відомі порівняно прості методи виявлення КуЕР, наприклад, метод контролю зміни параметрів споживаного струму, акустичний метод, використання якого в машинному залі зі значним шумом є малоефективним, не забезпечують необхідну достовірність. Ці методи можуть дати достовірні результати тільки при значних ушкодженнях ротора АД, коли режим роботи АД наближається до аварійного і його потрібно терміново виводити в ремонт. Наявність навіть невеликого значення кута нахилу вісі ротора відносно вісі статора АД може суттєво впливати на роботу АД і призводити до ряду негативних явищ: розподіл магнітного поля в повітряному проміжку АД стає несиметричним як в радіальному, так і в осьовому напрямках, виникає сила одностороннього магнітного тяжіння, яка збільшує перекіс ротора і спричиняє прискорене руйнування двигуна; збільшуються електричні втрати і зменшується ККД. Для запобігання цим негативним процесам актуальним є розробка та застосування більш чутливих методів діагностування КуЕР.

Аналіз основних досягнень. Діагностичні ознаки, які засвідчують наявність КуЕР, визначалися і досліджувалися різними методами. В порівнянні з відомим методом діагностики на основі аналізу спектрального складу споживаного струму [9, 10], методом діагностики на основі аналізу зміни миттєвої потужності [5], метод вібраційної діагностики [1–4] має перевагу, оскільки має більшу чутливість тому, що при прояві ушкодження АД виникаючі додаткові віброзбуджуючі сили пропорційні квадрату збурення магнітної індукції в повітряному проміжку машини. Метод вібраційної діагностики належить до методів неруйнівного контролю, що є його перевагою.

Ефективними методами досліджень діагностичних ознак при появі ушкоджень АД є методи математичного моделювання. Оскільки аналітичні методи потребують прийняття суттєвих спрощень в моделі АД і відрізняються значною складністю, то на даний час широкого розповсюдження набули польові методи аналізу, в

© Ю.М. Васьковский, О.А. Гераскін, Н.В. Беленок, 2016

основу яких покладено чисельне розв'язання рівнянь електромагнітного поля за допомогою методу скінченних елементів. Такий підхід використовується і в даній роботі.

В статті [3] авторами проводилися дослідження електромагнітних віброзбуджуючих сил в АД при наявності радіального (статичного і динамічного) ексцентриситетів ротора з метою створення основ науково-методичного забезпечення для вібраційної діагностики зазначених ушкоджень. Дана стаття є продовженням досліджень віброзбуджуючих сил в АД при появі ексцентриситету іншого типу – кутового ексцентриситету.

Теоретична і практична цінність отриманих результатів полягає в подальшому їх використані в системах вібраційного контролю та діагностики технічного стану потужних АД для виявлення КуЕР на ранній стадії його розвитку.

Мета досліджень. Метою статті є дослідження методами математичного моделювання змін віброзбуджуючих сил та визначення в них діагностичних ознак, які виникають внаслідок появи кутового ексцентриситету ротора АД.

Математична модель. Математична модель досліджуваного АД базується на диференціальному рівнянні в часткових похідних в роторній системі координат [1], що чисельно розв'язується методом скінченних елементів в програмі COMSOL Multiphysics:

$$\frac{\partial^2 \underline{A_z}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \underline{A_z}}{\partial y^2} - j\omega_1 s\mu\gamma \underline{A_z} = -\mu \underline{J}_{z\,\text{стор}} ,$$

де $\omega_1 = 2\pi f_1$ – кутова частота струму статора;

S – ковзання ротора;

μ – магнітна проникність;

γ – електропровідність;

$J_{z\,стор}$ – густина сторонніх струмів.

Важливою складовою зазначеної математичної моделі є модель електромагнітних сил [1, 2], які визначаються за допомогою тензора магнітного натягу Максвела, що характеризує густину електромагнітної сили, прикладеної до поверхні розточки статора. Сигнали п'єзоелектричних датчиків віброприскорення [1], які встановлюються на статорі машини і вимірюють її вібрації, пропорційні нормальній складовій тензора магнітного натягу.

КуЕР АД є ушкодженням, яке має досліджуватися в тривимірній постановці, оскільки величина повітряного проміжку є різною по довжині АД, що потребує значних розрахункових потужностей комп'ютерів. Однак з метою спрощення аналізу віброзбуджуючих сил в АД, що має КуЕР, його можна аналізувати в двовимірній постановці як сукупність площин, в яких ротор зміщується відносно статора в радіальному напрямку. Датчик вібрації, розташований на поверхні статора, знімає діагностичну інформацію тільки в одній з таких площин. Інтерес представляють сигнали датчиків, які розташовані в одній площині на різних торцях осердя статора. Тому достатньо дослідити зміщення ротора відносно статора в двовимірній постановці в цих двох площинах.

В подальшому без втрати загальності результатів будемо досліджувати випадок КуЕР, при якому вісь ротора нахилена до вісі статора симетрично по відношенню до центра АД, тобто в середині довжини машини вісі статора і ротора співпадають. Для подальшого аналізу введемо коефіцієнт КуЕР, який характеризує кут нахилу φ вісі ротора відносно вісі статора:

$$k_\varphi = \varphi/\varphi_{кр},$$

де φ – поточне значення кута нахилу вісі ротора відносно повздовжньої вісі статора;

$\varphi_{кр}$ – критичне (максимально можливе) значення кута нахилу вісі ротора.

Величина φ розраховується за формулою:

$$\varphi = \arcsin((\delta_{max} - \delta_{min})/l),$$

де $\delta_{max} = \delta_н + \Delta\delta$, $\delta_{min} = \delta_н - \Delta\delta$ – максимальна і мінімальна величини повітряного проміжку АД;

$\delta_н$ – номінальний повітряний проміжок в неушкодженому АД;

Δδ –величина зміщення повітряного проміжку на торцях статора в ушкодженому АД;

l – аксіальна довжина статора.

Величина $\varphi_{кр}$ розраховується за формулою:

$$\varphi_{кр} = \arcsin(2\delta_н/l).$$

Значення кута φ в АД є дуже малим і зазвичай вимірюється в кутових хвилинах. Наприклад, для двигуна типу АТД, який розглядається надалі, допустимим кутом нахилу є $\varphi_{кр}$ = 10,88 хв., при якому ротор торкається статора на обох торцях АД, що є аварійним режимом. Коефіцієнт КуЕР k_φ змінюється в межах від 0 (відсутність КуЕР) до 1 (ротор торкається статора). На практиці зручно вимірювати величини δ_{max} і δ_{min} на торцях АД і, знаючи ці значення, розраховувати k_φ. Числові значення величин, що характеризують КуЕР для АТД наведені в табл. 1.

Таблиця 1 – Числові значення величин, що характеризують КуЕР

k_φ	0	0,47	0,91
φ, хв.	0	5,14	9,88
δ_{max}, мм	6	7,3	8,5
δ_{min}, мм	6	4,7	3,5
Δδ, мм	0	1,3	2,5

При дослідженнях віброзбуджуючих сил виконується їх спектральний аналіз. Для знаходження діагностичних ознак, які з'являються в спектрах віброзбуджуючих сил АД при появі ушкоджень, необхідно досліджувати зміну амплітуд певних гармонік в порівнянні з неушкодженим АД. Зокрема, потрібно аналізувати зміни наступних складових в спектрі віброзбуджуючих сил.

1. Величину постійної складової спектру T_a_0.

2. Амплітуду обертової складової спектру T_a_{ob}, яка має частоту f_{a_ob}, що визначається за формулою:

$$f_{a_ob} = f_1 \cdot (1-s)/p.$$

Для досліджуваного далі АТД f_{a_ob} = 50 Гц (1 – 0,005)/1 = 49,75 Гц.

3. Амплітуду складової спектру подвійної частоти $\boldsymbol{T}_a_{100}$, яка має частоту 100 Гц.

4. Амплітуду зубцевої гармоніки статора $\boldsymbol{T}_a_{z1}$, що має частоту f_{z1}, яка визначається за формулою: $f_{z1}=f_1 \cdot z_1/p$. Для досліджуваного АТД: f_{z1}=50 Гц 54/1=2700 Гц (рис.1).

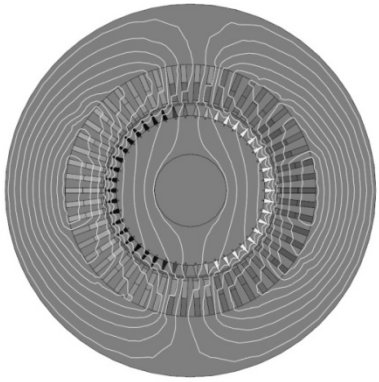


Рис. 1 – Активна зона досліджуваного АТД

5. Амплітуду зубцевої гармоніки ротора $\boldsymbol{T}_a_{z2}$, що має частоту f_{z2}, яка визначається за формулою:

$$f_{z2} = f_1 \cdot z_2/p.$$

Для досліджуваного АД: f_{z2} = 50 Гц 46/1=2300 Гц.

6. Середньоквадратичне значення $\boldsymbol{T}_a_{SKZ}$, що визначається за формулою:

$$T_a_SKZ=\text{sqrt}((T_{a1}^2+ T_{a2}^2+ T_{a3}^2+\ldots+ T_{an}^2)/n).$$

7. Середньоквадратичне значення шумових гармонік спектру $T_a_{SKZ_sh}$. Шумовими гармоніками називаються гармоніки, що меньші по амплітуді певного встановленого рівня (наприклад 10–15% від амплітуди гармоніки $\boldsymbol{T}_a_{100}$) і не є кратними основній $\boldsymbol{T}_a_{100}$ і зубцевим гармонікам $\boldsymbol{T}_a_{z1}$, $\boldsymbol{T}_a_{z2}$.

Результати моделювання. Для моделювання та дослідження діагностичних ознак КуЕР був вибраний потужний трифазний АД типу АТД потужністю 5000 кВт, що має наступні параметри: номінальна напруга – 6 кВ; струм статора 545 А; коефіцієнт корисної дії 94,8%; коефіцієнт потужності 0,89; номінальна частота обертання 2985 об/хв; число пар полюсів – 1; повітряний проміжок $\delta_н$ = 6 мм; аксіальна довжина статора l=1740 мм; діаметр розточки статора 675 мм. На рис. 1 показано розподіл векторного магнітного потенціалу та густини струмів в обмотках статора і ротора в поперечному перетині АТД.

В процесі чисельних досліджень було проведено ряд розрахунків електромагнітних віброзбуджуючих сил (тензора магнітного натягу) АТД впродовж періоду часу одного повного оберту ротора при варіюванні коефіцієнта $k_φ$. Розрахунки проводилися в двох точках на поверхні статора: в зонах мінімального і максимального повітряних проміжків. На рис. 2 показано часові розподіли віброзбуджуючих сил в неушкодженому АД, $k_φ$ = 0 (рис. 2, *а*, *г*) та АД, що мають КуЕР з величинами $k_φ$ = 0,47 (рис. 2, *б*, *д*) і $k_φ$ = 0,91 (рис. 2, в, є).

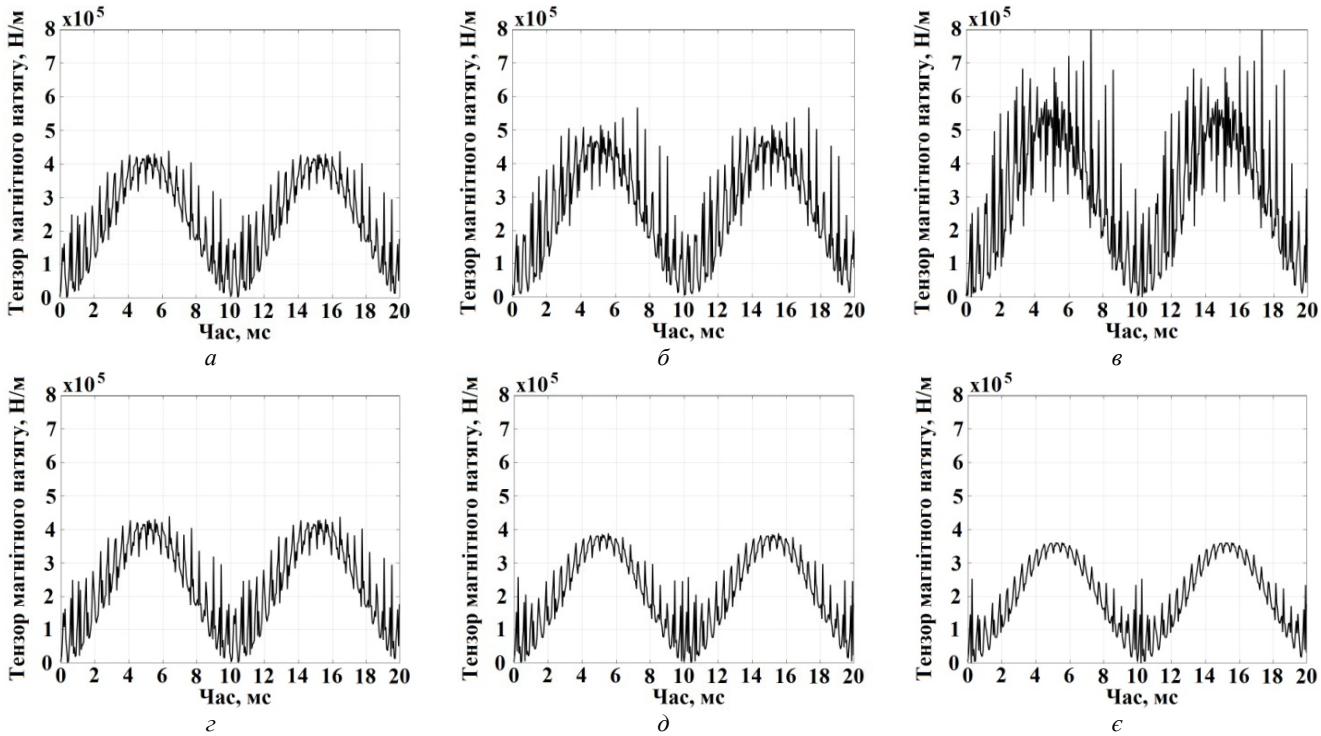


Рис. 2 – Розподіл віброзбуджуючих сил в точках з мінімальним (*а–в*) і з максимальним (*г–є*) повітряними проміжками при різних величинах $k_φ$: *а*, *г*) неушкоджений АД, $k_φ$ = 0; б, д) $k_φ$ = 0,47; *в*, *є*) $k_φ$ = 0,91

З аналізу розподілів тензора магнітного натягу (рис. 2), видно що в зоні максимального повітряного проміжку в точці умовного розташування датчика вібрації (на поверхні зубця статора) в часовому розподілі сигналу датчика спостерігається менша частка зубцевих гармонік (рис. 2, *г-є*), а в зоні мінімального повітряного проміжку в розподілі сигналу спостерігаються суттєве збільшення зубцевих гармонік (рис. 2, *а-в*), що відображається в спектральному складі тензора магнітного натягу. Тензор магнітного натягу через врахування довжини АД має розмірність Н/м. Величини досліджуваних складових спектрів неушкодженого АД і АД, що має КуЕР, наведені в табл. 2.

Таблиця 2 – Числові значення досліджуваних величин

Позначення величини	Значення складових тензора магнітного натягу при КуЕР, Н/м		
	неушкоджений АД, $k_\varphi = 0$	$k_\varphi = 0{,}47$	$k_\varphi = 0{,}91$
T_a_0	237224	268363	316100
T_a_{ob}	1315	1458	2131
T_a_{100}	162281	181273	213763
T_a_{z1}	2962	2319	1117
T_a_{z2}	13970	29126	52542
T_a_{SKZ}	9745	11349	14353
$T_a_{SKZ\ sh}$	3986	4262	6515

На рисунках 3 – 4 представлено отримані результати у вигляді графіків, що характеризують зміну амплітуд гармонік віброзбуджуючих сил в залежності від коефіцієнту КуЕР k_φ, зокрема, представлено зміни в спектральному складі сигналу датчика вібрації, який розташований над точкою з мінімальним повітряним проміжком.

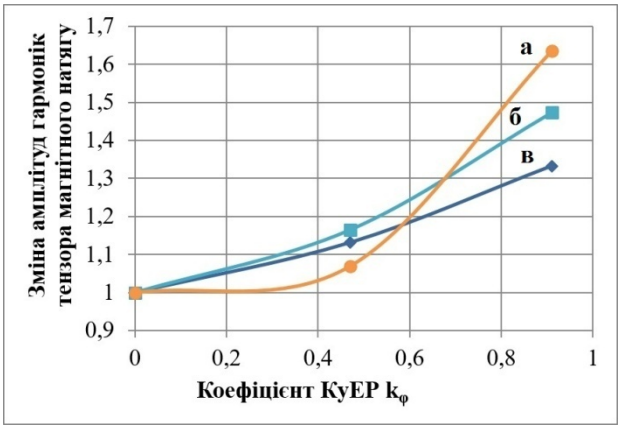


Рис. 3 – Зміна величин амплітуд гармонік віброзбуджуючих сил: а – $T_{a_SKZ_sh}$; б – T_{a_skz}; в – T_{a_0}

З рис. 4 видно, що амплітуди зубцевих гармонік змінюються різнонапрямлено: при величині $k_\varphi = 0{,}91$ амплітуда зубцевої гармоніки ротора збільшилася на 267%, а амплітуда зубцевої гармоніки статора зменшилася на 62%.

Постійна складова спектру (рис. 3, в) і амплітуда гармоніки подвійної частоти 100 Гц (рис. 4, в) зростають зі збільшенням величини КуЕР. При величині $k_\varphi = 0{,}91$ ці значення становлять відповідно 33% і 31%.

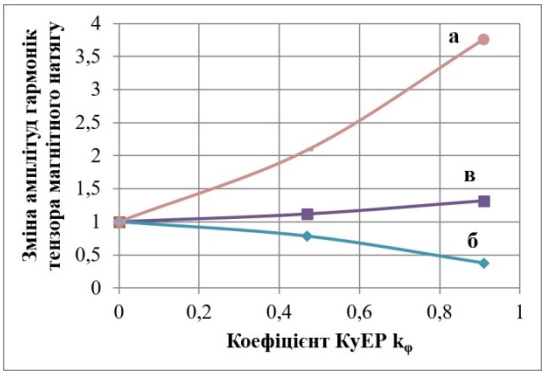


Рис. 4 – Зміна величин амплітуд гармонік віброзбуджуючих сил: а – T_{a_z2}; б – T_{a_z1}; в – T_{a_100}

Зі збільшенням величини КуЕР зростає середньоквадратичне значення спектру в першу чергу завдяки зростанню постійної складової (рис. 3, *в*) і амплітуди гармоніки подвійної частоти (рис. 4, *в*). При $k_\varphi = 0{,}91$ це значення збільшується на 47%. Зі збільшенням величини КуЕР зростає середньоквадратичне значення шумових гармонік в спектрі (рис. 3, *а*) завдяки зростанню шумових гармонік (рис. 2, *б*, *в*). При величині $k_\varphi = 0{,}91$ це значення збільшується на 63 %.

Діагностичною ознакою наявності КуЕР в АД є відсутність в спектрі обертової гармоніки.

За результатами проведених досліджень можна зробити наступні висновки. Якщо коефіцієнт k_φ має значення в діапазоні 0,05…0,15, то наявний КуЕР не є небезпечним і можлива подальша експлуатація зазначеного АД. Якщо ж коефіцієнт k_φ є більшим за 0,15, то АД необхідно виводити в ремонт.

За результатами спектрального аналізу віброзбуджуючих сил можна також визначати наявну величину кута нахилу вісі ротора.

Особливості процесу вібраційної діагностики при наявності КуЕР АД. Суттєвою особливістю методу вібраційної діагностики КуЕР АД є необхідність використання щонайменше двох датчиків вібрації, які розташовані на протилежних торцях осердя статора АД (рис. 5). При цьому слід одночасно знімати вібраційні сигнали з датчиків, визначати і фіксувати значення змін діагностичних ознак. Якщо в конкретний момент часу в одному датчику фіксується значення складових в спектрі віброзбуджуючих сил такими, що відповідають розташуванню мінімального повітряного проміжку під датчиком, а в іншому датчику сигнали відповідають розташуванню максимального повітряного проміжку під датчиком, тобто сигнали в двох датчиках є протилежними в сенсі числових значень кількісних діагностичних ознак, то це вказує на наявність КуЕР в АД. Рівень розвитку КуЕР визначається рівнем зміни значень складових в спектрі віброзбуджуючих сил. Оскільки досліджується статичний КуЕР (зміщена вісь ротора не обертається), а не динамічний КуЕР (зміщена вісь ротора обертається), то можливий випадок, при якому під обома встановленими на торцях датчиками буде однакова величина повітряного проміжку. Це буде

проявлятися в однаковому спектральному складі гармонік віброзбуджуючих сил. Для остаточного визначення наявності статичного КуЕР в АД необхідно повернути обидва датчики в одній площині на кут 90º і зробити нові вимірювання. Точно визначити місце розташування найменшого повітряного проміжку в АД при статичному КуЕР можна завдяки виконанню ряду вимірів сигналів при поступовому зміщенні датчика вібрації уздовж зовнішньої торцевої поверхні осердя статора АД. Ця інформація може бути корисною, наприклад, для вирівнювання вісей підшипників в процесі ремонтних робіт АД.

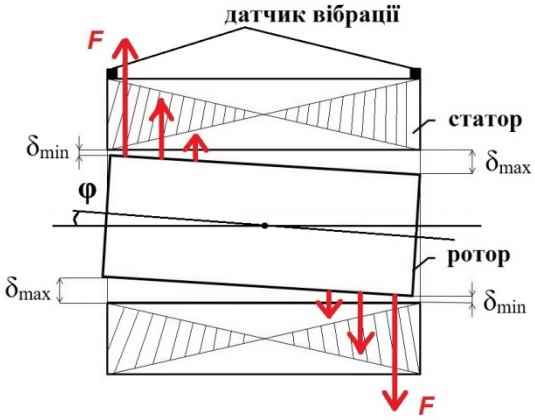


Рис. 5 – Розташування датчиків вібрації АД для дослідження КуЕР і пара сил, що діє на ротор

КуЕР є більш шкідливим і небезпечним ушкодженням ротора АД в порівнянні з радіальними видами ексцентриситету. Це пояснюється появою пари сил одностороннього магнітного тяжіння (рис. 5), яка створює шкідливий повздовжній момент сили, який призводить до прискореного зношування підшипників двигуна. Величина цього моменту може бути визначена за допомогою розробленої математичної моделі.

Висновки. 1. Методами математичного моделювання досліджено зміну електромагнітних віброзбуджуючих сил та відповідних складових їх спектрів, які виникають при появі КуЕР АД.

2. Встановлено, шо у разі, якщо за результатами поточних вимірювань нерівномірність повітряного проміжку АД, яка викликана появою КуЕР, визначається діапазоном числових значень коефіцієнта k_φ в межах 0,05…0,15, то можлива подальша експлуатація АД без суттєвих обмежень. При k_φ=0,15…0,5 двигун потребує виводу в поточний ремонт, а при $k_\varphi > 0,5$ буде спостерігатися значне збільшення вібрацій і АД потребує термінового виводу в ремонт для усунення КуЕР.

3. Встановлено, що діагностичними ознаками, які свідчать про наявність статичного КуЕР в АД, є: а) суттєве збільшення шумових і роторних зубцевих гармонік спектру віброзбуджуючих сил в одному з датчиків, який розташований в зоні мінімального повітряного проміжку АД; б) відсутність в спектрі віброзбуджуючих сил оборотної гармоніки;

4. При появі КуЕР створюється пара сил, що утворює момент сили, який діє в напрямку збільшення величини КуЕР;

5. Для проведення вібраційної діагностики КуЕР АД необхідно використання двох датчиків, розташованих в одній площині на протилежних торцях осердя статора АД.

Список літератури

1. *Васьковский Ю. Н.* Анализ сигналов датчиков вибрации в короткозамкнутых асинхронных двигателях на основе математических моделей вибровозмущающих электромагнитных сил / *Ю. Н. Васьковский, А. А. Гераскин* // Електротехніка і електромеханіка.– 2010. – Вип. 5. – С. 12–16.
2. *Васьковский Ю. Н.* Математическое моделирование электромагнитных полей в короткозамкнутом асинхронном двигателе с поврежденной обмоткой ротора / *Ю.Н. Васьковский, А. А. Гераскин* // Технічна електродинаміка. – 2010. – Вип. 2. – С. 56–61.
3. *Васьковский Ю.Н.* Вибродиагностика эксцентриситета ротора асинхронных машин на основе анализа вибровозмущающих сил / *Ю.Н. Васьковский, А.А. Гераскин* // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Сер.: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2014. – Вип. 38 (1081). – С. 52–62.
4. *Калінов А.П.* Оцінювання впливу неякісності напруги живлення на віброхарактеристики асинхронних двигунів / *А.П. Калінов, Д.Г. Мамчур, О.В. Браташ, О.І. Простак* // Вісник КДПУ. – 2009. – Вип. 4/2009(57). – С. 78–81.
5. *Мамчур Д.Г.* Діагностика асинхронних двигунів на основі показників якості перетворення енергії : автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук : спец. 05.09.01. «Електричні машини і апарати» / *Д.Г. Мамчур*. – Кременчук, 2010. – 20 с.
6. *Nandi S.* Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages Energy Conversion, / *S. Nandi, A. Shehad., and Toliyat H.A.* // IEEE Transactions on Magnetics. – 2001. vol. 16, no. 3, pp. 253–260.
7. *Keller S.* Large low-speed hydro-generators – unbalanced magnetic pulls and additional damper losses in eccentricity conditions / *S. Keller, M.T. Xuan, and J.J. Simond* // Electrical Power Application. – 2007, vol. 1(5), pp. 657–664.
8. *Wallin M.*. Damper winding influence on unbalanced magnetic pull in salient pole generators with rotor eccentricity / *M. Wallin , J. Bladh, and U. Lundin* // IEEE Transactions on Magnetics. – 2013, vol. 9(49), pp. 5158–5165.
9. *Szabo L.* Virtual Instruments for detecting rotor faults in induction motors / *L. Szabo, J.B. Dobai, and K.A. Biro* // Advances in Electrical and Electronic Engineering. – 2011, vol. 3, no 2, pp. 119–122.
10. *Zhen D.* Fault diagnosis of motor drives using stator current signal analysis based on dynamic time warping / *D. Zhen, T. Wang, F. Gu, and A.D. Ball* // Mechanical Systems and Signal Processing. – 2013, vol. 34, no 1, pp. 191–202.

References (transliterated)

1. Vaskovskiy Yu.N., Geraskin A.A. Analiz signalov datchikov vibratsii v korotkozamknutyih asinhronnyih dvigatelyah na osnove matematicheskih modeley vibrovozmuschayuschih elektromagnitnyih sil [Analysis of signals of vibration sensors in the squirrel cage induction motors on the basis of mathematical models of vibrating electromagnetic perturbing forces]. *Elektrotehnika i elektromehanika* [Electrical and electromechanical]. Kharkiv, 2010, issue 5, pp. 12–16.
2. Vaskovskiy Yu.N., Geraskin A.A. Matematicheskoe modelirovanie elektromagnitnyih poley v korotkozamknutom asinhronnom dvigatele s povrezhdennoy obmotkoy rotora [Mathematical modeling of electromagnetic fields in the squirrel cage induction motor with damaged rotor winding]. *Tehnichna elektrodinamika* [Technical electrodynamics]. Kyev, 2010, issue 2, pp. 56–61.
3. Vaskovskiy Yu.N., Geraskin A.A. Vibrodiagnostika ekstsentrisiteta rotora asinhronnyih mashin na osnove analiza vibrovozmuschayuschih sil [Vibration diagnostics of rotor eccentricity of induction machines based on vibration analysis

perturbing forces]. *Visnik Natsionalnogo tehnichnogo universitetu «HPI». Zbirnik naukovih prats. Seriya: Elektrichni mashini ta elektromehanichne peretvorennya energiyi* [Bulletin of the National Technical University "KhPI". Collection of scientific papers. Series: Electrical machines and electro-mechanical energy conversion]. Kharkiv, 2014. issue 38 (1081), pp. 52–62.

4. Kalinov A.P., Mamchur D.G., Bratash O.V., Prostak O.I. Otsinyuvannya vplivu neyakIsnosti naprugi zhivlennya na vibroharakteristiki asinhronnih dviguniv [Assessing the impact of low-quality supply voltage on the vibration characteristics of induction motors]. *Visnik KDPU* [Bulletin of the KSPU]. Kremenchuk, 2009, issue 4/2009(57), pp. 78–81.
5. Mamchur D.G. Diagnostika asinhronnih dviguniv na osnovi pokaznikiv yakosti peretvorennya energiyi: avtoref. dis. na zdobuttya nauk. stupenya kand. tehn. nauk: spets. 05.09.01. “Elektrichni mashini i aparati” [Diagnosis of of induction motors on the basis of indicators of the quality of energy conversion. Abstract of a thesis candidate eng.sci.diss. (Ph. D.) 05.09.01. "Electrical machinery and apparatus"]. Kremenchuk, 2010. 20 p.
6. Nandi S., Shehad A., and Toliyat H.A. Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages Energy. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2001, vol. 16, no. 3, pp. 253–260.
7. Keller S., Xuan M.T., and Simond J.J. Large low-speed hydro-generators – unbalanced magnetic pulls and additional damper losses in eccentricity conditions. *Electrical Power Application*. 2007, vol. 1(5), pp. 657–664.
8. Wallin M., Bladh J., and Lundin U. Damper winding influence on unbalanced magnetic pull in salient pole generators with rotor eccentricity. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2013, vol. 9(49), pp. 5158–5165.
9. Szabo L., Dobai J.B., and Biro K.A. Virtual Instruments for detecting rotor faults in induction motors. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 2011, vol. 3, no. 2, pp. 119–122.
10. Zhen D., Wang T., Gu F., and Ball A.D. Fault diagnosis of motor drives using stator current signal analysis based on dynamic time warping. *Mechanical Systems and Signal Processing*. 2013, vol. 34, no. 1, pp. 191–202.

Надіслано (received) 03.04.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Діагностика кутового ексцентриситету ротора асинхронних двигунів на основі аналізу віброзбуджуючих сил / Ю.М. Васьковський, О.А. Гераскін, Н.В. Беленок // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 30–35. – Библиогр.: 10 назв. – ISSN 2409-9295.

Диагностика углового эксцентриситета ротора асинхронных двигателей на основе анализа виброзбуджуючих сил / Ю.Н. Васьковский, А.А. Гераскин, Н.В. Беленок // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 30–35. – Бібліогр.: 10 назв. – ISSN 2409-9295.

Induction motors angular rotor eccentricity diagnosis by analyzing vibroperturbing forces / Yu.N. Vaskovskiy, A.A. Geraskin, N. V. Belenok // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2016. – No. 11 (1183). – P. 30–35. – Bibliogr.: 10. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Васьковський Юрій Миколайович – доктор технічних наук, професор, професор кафедри електромеханіки, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»; тел.: (050) 10-220-10; e-mail: vun157@gmail.com.

Васьковский Юрий Николаевич – доктор технических наук, профессор, профессор кафедры электромеханики, Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»; тел.: (050) 10-220-10; e-mail: vun157@gmail.com.

Vaskovskiy Yuriy Nikolaevich – Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Professor at the Department of Electromechanics, National Technical University of Ukraine "Kiyv Polytechnic Institute", tel.: (050) 10-220-10; e-mail: vun157@gmail.com.

Гераскін Олександр Анатолійович – кандидат технічних наук, асистент кафедри електромеханіки, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»; тел.: (099) 364-75-94; e-mail: nirbikalpasamadhi@ukr.net.

Гераськин Александр Анатольевич – кандидат технических наук, ассистент кафедры электромеханики, Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»; тел.: (099) 364-75-94; e-mail: nirbikalpasamadhi@ukr.net.

Geraskin Alexandr Anatolievich – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Lecturer at the Department of Electromechanics, National Technical University of Ukraine "Kiyv Polytechnic Institute", tel.: (099) 364-75-94; e-mail: nirbikalpasamadhi@ukr.net.

Беленок Надія Володимирівна – старший викладач кафедри теоретичної електротехніки, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»; e-mail: nv_kpi@ukr.net.

Беленок Надежда Владимировна – старший преподаватель кафедры теоретической электротехники, Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»; e-mail: nv_kpi@ukr.net

Belenok Nadiya Volodimirivna – Senior Lecturer at the Department of Theoretical electrical Engineering, National Technical University of Ukraine "Kiyv Polytechnic Institute"; e-mail: nv_kpi@ukr.net.

УДК 629.12-8:629.12.037

В. А. ЯРОВЕНКО, Е. И. ЗАРИЦКАЯ

УПРАВЛЕНИЕ ГРЕБНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ ЭЛЕКТРОХОДОВ НА МАНЕВРАХ

Обґрунтовано доцільність пошуку оптимальних законів управління гребними електродвигунами електроходів за показниками якості роботи судна, як старшої системи. Надано стратегію, запропоновано метод та описана процедура пошуку оптимальних рішень. Знайдені оптимальні закони управління асинхронними частотно-керованими гребними електродвигунами при розгоні і гальмуванні електроходів. Проведено порівняльний аналіз роботи пропульсивних комплексів при управлінні за класичними й за знайденими оптимальними законами управління. Проілюстровано ефективність запропонованого метода пошуку оптимальних рішень.

Ключові слова: гребні двигуни електроходів, маневрування суден, оптимальне управління, системних підхід.

Обоснована целесообразность поиска оптимальные законов управления гребными электродвигателями электроходов по показателям качества работы судна, как старшей системы. Представлена стратегия, предложен метод и описана процедура поиска оптимальных решений. Найдены оптимальные законы управления асинхронными частотно-управляемыми гребными электродвигателями при разгоне и торможении электроходов. Проведен сравнительный анализ работы пропульсивных комплексов при управлении по классическим и найденным оптимальным законам управления Проиллюстрирована эффективность предложенного метода поиска оптимальных решений.

Ключевые слова: гребные двигателя электроходов, маневрирование судов, оптимальное управление, системный подход.

Investigations were carried out in relation to asynchronous frequency-controlled propulsion motors. Known laws of optimal control of asynchronous electric motors for propulsion electric drives are not suitable. The expediency of searching optimal laws of propulsion motors' control in terms of the quality of the ship's operation as the senior system is grounded. To solve these problems propulsion motors are considered as part of a single ship's propulsion complex. The structure included its heat engines, electric propulsion plant, wheel, screws and ship's hull. A special optimization method was developed. It showed high efficiency to solve the given tasks. The strategy was presented and the procedure of search for optimal solutions was described. The parameters that affect the quality of the vessel's performance were found. The optimal control laws of asynchronous frequency-controlled propulsion motors during electric vessels' acceleration and braking were found out. The research results cover a large class of vessels. A comparative analysis of the results of the control in terms of classic and discovered optimal laws was conducted. High efficiency of the proposed method, of search for optimal solutions was illustrated.

Keywords: electric vessels' propulsion motors, vessels' maneuvering, optimal control, system approach.

Введение. В качестве гребные электродвигатели (ГЭД) на современных электроходах используются асинхронные частотно-регулируемые электрические машины. Наибольшую сложность на этих судах представляет управление гребными двигателями при маневренных режимах. Система управления, как это принято в частотнорегулируемом электроприводе, должна сформировать два независимых управляющих сигнала – по частоте и по напряжению. Существующие [1] «классические» законы оптимального управления (а именно они и рекомендуются [2] для использования в гребном электроприводе) «привязаны» к наиболее характерным зависимостям момента сопротивления на валу двигателя $M_C(\omega)$ от угловой скорости его вращения ω. Чаще всего рассматриваются законы управления при постоянном моменте сопротивления, при постоянной мощности и при «вентиляторной» нагрузке.

Анализ основных достижений. У электроходов момент сопротивления гребного винта является сложной функцией угловой скорости его вращения и скорости движения судна *v*. Кроме того, при глубоком регулировании скорости вращения двигателей (а именно это и имеет место при работе судна на маневрах) неизбежен переход от одного классического закона регулирования к другому [1] (причем, переход – плавный). В связи с этим, назначение наилучшего закона управления гребными электродвигателями остается в настоящее время открытым.

При рассмотрении реальных объектов, появляются дополнительные критерии оценки качества управления. Зачастую эти критерии оказываются намного важнее тех, ориентируясь на которые разрабатывались классические законы оптимального управления. Для автономных движущихся объектов, к которым относятся суда и корабли, поиск оптимальных законов управления гребными электродвигателями требует применения комплексного критерия, учитывающего совокупность разнородных показателей полезности и в первую очередь критерии, учитывающие назначение и показатели качества работы самого объекта – судна.

Цель исследований. В основу поиска оптимальных законов управления гребными электродвигателями электроходов должен быть положен системный принцип, предусматривающий такое построение любой сложной системы (или системы управления объектом), которое будет удовлетворять требованиям старшей системы, для которой она построена [3]. Т.е. поиск оптимальных законов управления гребными электродвигателями электроходов должен осуществляться по критериям судна, для обеспечения движения которого электродвигатели предназначены. Разработка методов поиска таких решений и является целью настоящей работы.

Материал исследований. В соответствии с системным подходом к управлению движением электроходов, предлагается оптимальные законы управления электродвигателями отыскивать по критериям минимума:

– продолжительности выполнения маневра – t_{man};

– пройденный судном путь – X_{man};

– затрат энергии на выполнение маневра – W_{man};

© В.А. Яровенко, Е.И. Зарицкая, 2016

– электромагнитных потерь в гребных электродвигателях – P_{em}.

При такой постановке задач, гребные электро–двигатели должны рассматриваться в совокупности со всеми остальными составными частями всего судо–вого пропульсивного комплекса [4], в состав которой входят источники энергии – тепловые двигатели, гребная электрическая установка, гребные винты, руль, корпус судна и система управления. Это в еще большей степени затрудняет поиск оптимальных законов управления гребными электродвигателями.

Для поиска оптимальных законов управления гребными электродвигателями предлагается использовать обобщенную математическую модель переходных режимов работы пропульсивных комплексов электроходов, представленную в работе [4]. Модель представлена в безразмерных единицах, что позволило выявить критерии динамического подобия (обобщенные безразмерные параметры) пропульсивных комплексов. Такой подход позволяет охватить результатами исследований большой класс судов – комплексы с равными значениями критериев подобия имеют одинаковые законы изменения режимных показателей и равные значения показателей качества маневрирования. С помощью математической модели можно рассчитывать текущие значения основных режимных показателей всех составных частей комплекса и оценивать показатели качества выполнения маневров.

Система управления частотно-управляемыми гребными электродвигателями электроходов должна формировать два независимых сигнала управления – по частоте и по напряжению. Значение относительной частоты α питающего двигатель напряжения зависит от положения рукоятки поста управления (ПУ), а скорость изменения α (в общем случае – оптимизируемый параметр) определяется настройками задатчика интенсивности изменения управляющего сигнала. Второй канал регулирования – по напряжению $\gamma = \gamma(\alpha)$ – должен обеспечить оптимальный режим работы гребной электрической установки в соответствии с выбранными критериями качества регулирования.

Поскольку «классические» законы оптимального управления, как было отмечено выше, не дают желаемого результата, предлагается [5] отыскивать законы управления в виде

$$\left.\begin{aligned} \alpha &= \alpha_{\text{уст}}\left[1-\exp\left(-k_4 t_*\right)\right] \\ \gamma &= k_0 + k_1\alpha + k_2\alpha^2 + k_3\alpha^3 \end{aligned}\right\}, \qquad (1)$$

где k_0, k_1, k_2, k_3, k_4 – оптимизируемые параметры; t_* – безразмерное время; $t_* = v_0 t / L$ (здесь: v_0 – скорость движения судна в установившемся базовом режиме работы) t – текущее время, L –длина судна

В соответствии с постановкой задачи, определе–ние оптимальных законов управления ГЭД для каж–дого электрохода осуществляется по результатам рас–чета текущих значений режимных показателей всего пропульсивного комплекса (включающего в себя пер–вичные двигатели, генераторы электрического тока, преобразователи электроэнергии, гребные элек–тродвигатели, гребные винты, корпус электрохода, систему автоматического регулирования) на протяжении всего маневра. При этом имеется большое число ограничений, обеспечивающих нормальное функционирование энергетической установки. Каждое решение (решение в каждой точке оптимизируемого пространства) – это многократный (несколько сотен) полный расчет всего маневра.

По своей постановке решаемые задачи относятся к области нелинейного программирования и заключаются в отыскании экстремумов целевой функции

$$f(\boldsymbol{k}),\ \boldsymbol{k} \in K^n, \qquad (2)$$

при p линейных ограничениях в виде неравенств

$$p_j(\boldsymbol{k}) \geq 0,\ j=1,\ 2,...,\ p. \qquad (3)$$

Оптимальным решением будет являться пара

$$\boldsymbol{k}_*=[k_0, k_1,..., k_4],\ f_* = f(\boldsymbol{k}_*). \qquad (4)$$

Решение подобных задач требует огромных зат–рат времени на вычислительные процедуры, поэтому выбору метода оптимизации следует уделить особое внимание. Детальные исследования поведения целе–вой функции в оптимизируемом пространстве, пока–зали, что существующие методы оптимизации при–водят к затяжным процедурам и к недостоверным ре–зультатам. Потребовалась разработка «своего» метода оптимизации, учитывающего в полной мере характер целевых функций. Как показали исследования, целе–вые функции, построенные из выбранных критериев качества, являются многоэкстремальными, с не–известным количеством точек локальных минимумов. Поэтому в основу алгоритмов поиска оптимальных решений были положены методы глобальной оптимизации. Использован метод глобального случайного поиска – случайный мультистарт. Для предотвращения повторных спусков к точкам локальных оптимумов в алгоритм глобальной оптимизации была заложена комбинация пассивного метода покрытий – метода случайной сетки – с модифицированным методом туннельного алгоритма.

Еще одной отличительной особенностью целе–вых функций является то, что они имеют вид крутых, вытянутых оврагов. Исходя из этого, поиски локаль–ных оптимумов осуществлялись комбинацией мето–дов локальных спусков со способами овражного пои–ска. Поиски локальных минимумов осуществлялись по методу Нелдера-Мида с модифицированной (для сокращения числа расчетов) процедурой сжатия [5]. При этом точка шага сжатия приближалась к лучшей вершине многогранника. Используемые методы оптимизации сочетались с методом штрафных функций, что позволило свести задачу нелинейного программирования с ограничениями к эквивалентной последовательности задач без ограничений

В работе [6], показано решение похожих задач, связанных с вопросами оптимального проектирования пропульсивных комплексов электроходов. Оно выполнено на основе разработанного метода. Эти же методы оптимизации могут быть использованы и при поисках оптимальных законов управления ГЭД электроходов на маневрах.

Ниже приведены некоторые результаты оптимизации применительно к двум основным маневрам: разгону электрохода и его реверсу.

Разгон электрохода. Стратегия поиска оптимальных решений зависит от критерия оптимальности. Как показывают иссле–дования, при оптимизации по критерию минимума затрат времени на разгон электрохода $T_{\min}$ коэффи–циент k_4 уравнения (1) должен оставаться постоянным и равным $k_4 = 5$. Поиски оптимальных законов уп–равления следует осуществлять по второму уравне–нию системы (1) при различных значениях $\alpha_{уст}$ (т.е. – для различных положениях органа управления). Це–лью исследования является получение оптимальных законов управления для всех электроходов рассмат–риваемого класса, т.е. для судов с теоретически лю–бым набором значений (в допустимой области) параметров пропульсивного комплекса. Количество параметров, влияющих на оптимальные законы управления велико [7]. Исследования, проведенные методами отсеивающих экспериментов, позволили выявить из всей их совокупности значимые парамет–ры, изменение значений которых существенно ска–зываются на выборе законов управления. Ими оказа–лись безразмерные:

$$C_{M16}=\frac{\beta_{M0}}{r'^2_M}\left[\left(b_M^2+c_M^2\alpha_0^2\right)+\left(d_M^2+e_M^2\alpha_0^2\right)\frac{r'^2_{2M}}{\beta^2_{M0}}+2r_{1M}\alpha_0\frac{r'_{2M}}{\beta_{M0}}\right];$$

$$C_{G7}=\frac{K_{GE}W_{GV}}{E_{G0}}\omega_{D0}I_{GV0};\ C_{G3}=\frac{E_{G0}}{U_{G0}};$$

$$C_{G11}=\frac{2I_{M0}X_{G0}}{E_{0G0}},$$

где β_{M0} – абсолютное скольжение ротора; r_{1M} – активное сопротивление статора; r_{2M}' – приведенное активное сопротивление ротора; b_M, c_M, d_M, e_M – постоянные коэффициенты частотно-управляемого асинхронного электродвигателя; ω_{D0} – угловая скорость вращения первичного двигателя; I_{GV0} – ток возбуждения синхронного генератора; K_{GE} и W_{GV} – конструктивные параметры генератора; E_{G0} – продольная составляющая результирующей э.д.с. генератора; U_{G0} – напряжение на выходе генератора; E_{0G0} – ЭДС намагничивания генератора; X_{G0} – реактивное сопротивление генератора; I_{M0} – ток электродвигателя. (Индекс «0» здесь и далее относится к базовому режиму работы, соответствующему движению судна по спокойной глубокой воде с номинальной мощностью двигателей.)

Для всех вариантов сочетаний этих параметров были проведены расчеты и найдены оптимальные законы управления ГЭД вида (1).

В качестве примера, в табл. 1 приведен небольшой фрагмент возможных вариантов сочетаний этих параметров из расчета их варьирования на трех (минимальном, среднем и максимальном), а $\alpha_{уст}$ – на двух (среднем и максимальном) уровнях (при средних значениях параметров C_{G11} = 0,12 и C_{G3} = 1,01). На рис. 1 приведены оптимальные законы управления (в соответствии с найденными $\boldsymbol{k}_* = [\,k_0, k_1, ..., k_4]$) гребными электродвигателями $\gamma_* = \gamma(\alpha)$ для отдельных вариантов сочетаний этих параметров.

Таблица 1 – Сочетания значений значимых параметров и оптимальные по критерию t_{min} решения

Вариант (кривая)	Значения значимых параметров комплексов					Оптимальные решения		
	$\alpha_{уст}$	C_{M16}	C_{G7}	C_{G3}	C_{G11}	k_{1*}	k_{2*}	t_{min*}
1	0,6	4,16	1,5	1,01	0,12	2,056	-0,087	9,69
2	1	4,16	1,5	1,01	0,12	1,638	-0,100	8,26
3	0,6	7,15	1,5	1,01	0,12	2,050	-0,087	8,21
4	1	7,15	1,5	1,01	0,12	1,663	-0,094	5,15
5	0,6	14,1	1,5	1,01	0,12	2,063	-0,100	7,48
6	1	14,1	1,5	1,01	0,12	1,75	-3,094	4,65
7	0,6	4,16	1,72	1,01	0,12	2,094	-0,1	9,7
8	1	4,16	1,72	1,01	0,12	1,737	-0,094	8,25
9	0,6	7,16	1,72	1,01	0,12	2,094	-0,1	8,21
10	1	7,5	1,72	1,01	0,12	1,775	-0,1	5,15
11	0,6	14,1	1,72	1,01	0,12	2,094	-0,014	7,48
12	0,85	14,1	1,72	1,01	0,12	1,819	-0,10	9,69
13	0,6	4,16	1,91	1,01	0,12	2,219	-0,094	9,69
14	1	4,16	1,91	1,01	0,12	1,969	-0,094	7,64
15	0,6	7,15	1,91	1,01	0,12	2,219	-2,094	8,71
16	1	7,15	1,91	1,01	0,12	1,981	-0,10	5,46
17	0,6	14,1	1,91	1,01	0,12	2,219	0,087	7,57
18	1	14,1	1,91	1,01	0,12	1,915	0,037	4,69
19	0,6	4,16	1,5	1,017	0,12	2,044	-0,094	9,69
20	1	4,16	1,5	1,017	0,12	1,713	-0,094	7,62
21	0,6	7,15	1,5	1,017	0,12	2,044	-0,094	8,20
22	1	7,15	1,5	1,017	0,12	1,719	-0,094	5,44
23	0,6	14,05	1,5	1,017	0,12	2,044	-0,094	7,57
24	1	14,05	1,5	1,017	0,12	1,731	-0,10	4,66
25	0,6	4,6	1,72	1,017	0,12	2,039	-0.094	9,09
26	1	4,16	1,72	1,017	0,12	1,756	-0,094	7,63
27	0,6	7,5	1,72	1,017	0,12	2,069	-0,10	8,21

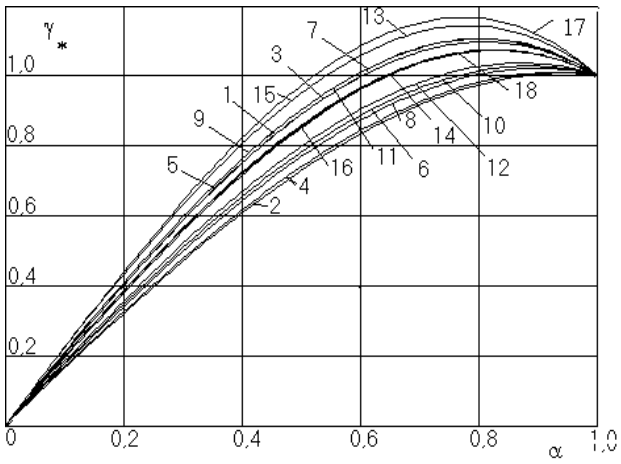


Рис. 1– Оптимальные по критерию t_{min} законы управления при C_{G3}=1,01

С изменением целевой функции меняется стратегия поиска оптимальных решений. При оптимизации по критериям $W_{\min}$ и $P_{em\,min}$ поиск оптимальных решений необходимо производить по обоим уравнениям системы (1), т.е. и по частоте $\alpha = \alpha\,(t)$, и по напряжению $\gamma = \gamma(\alpha)$. Часть результатов проведенных оптимизационных расчетов представлена на рис. 2.

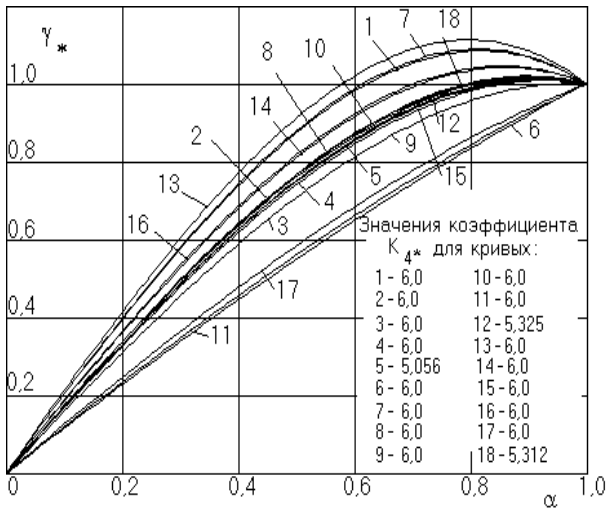


Рис. 2 – Оптимальные по критерию $P_{em\,min}$ законы управления при C_{G3}=1,017

Здесь показаны оптимальные законы управления $\gamma_* = \gamma(\alpha)$ и оптимальные значения коэффициента k_4 при оптимизации по критерию $P_{em\,min}$ при значении коэффициента C_{G3} =1,017. Обозначения кривых соответствует табл. 1.

Как видно из рисунков, с переходом к «электрическому» критерию оптимальности – $P_{em\,min}$ – оптимальные законы управления при больших значениях C_{M16} начинают все больше приближаться к «классическим» законам.

Реверс электрохода. Реверс состоит из двух этапов. На первом этапе осуществляется динамическое торможение гребных электродвигателей подачей в цепь статора постоянного напряжения. С момента перехода угловой скорости вращения ГЭД через нулевое значение начинается второй этап реверса – ГЭД вновь переходит в режим частотного управления. Система управления гребной установкой электрохода формирует на этом режиме, как и при разгоне электрохода, два независимых управляющих сигнала: по частоте – $\alpha=\alpha\,(T)$ и по напряжению – $\gamma = \gamma(\alpha)$. Они могут быть представлены в виде:

$$\alpha = \alpha_{н} + (\alpha_{уст.} - \alpha_{н})(1 - \exp(-k_4 t_*))\,; \qquad (6)$$

$$\gamma = k_1\alpha + k_2\alpha^2 + (1 - k_1 - k_2)\alpha^3. \qquad (7)$$

В уравнении (6) $\alpha_{н}$ – начальное значение относительной частоты питающего ГЭД напряжения (ненулевое значение $\alpha_{н}$ необходимо для реализации процесса торможения и реверса гребного винта).

При маневрировании перекладка рукоятки ПУ может осуществляться в различное положение. Поэтому $\alpha_{уст.}$ необходимо рассматривать как варьируемый параметр, а оптимизацию управления осуществлять по относительному напряжению $\gamma = \gamma(\alpha)$.

Задача по своей постановке очень широкая. Попытаемся найти оптимальные законы управления гребными электродвигателями при реверсе по критерию минимального минимума затрат энергии (топлива) на выполнение маневра и сравним результаты оптимизации с рекомендуемым "классическим" пропорциональным законом управления.

В качестве примера, ниже приведены результаты поисков оптимальных законов управления гребными электродвигателями для реализации такого торможения.

Проведенные расчеты влияния различных факторов на затрат энергии $W_{\min}$ показали, что существенными из них являются $\alpha_{уст.}$ и безразмерные параметры C_{G7}, C_{M16}, C_{M20}, N_X. Параметры C_{M20} и N_X вычисляются по выражениям:

$$C_{M20} = \frac{\omega_{M0}}{\omega_{1MH}};$$

$$N_X = \frac{L \cdot P_{e0}}{(m + \lambda_{11})v_0^2},$$

где ω_{M0} и ω_{1MH} – угловые скорости вращения двигателя и магнитного поля статора при номинальной частоте; L, m и λ_{11} – длина судна, его масса и присоединенные массы воды вдоль продольной оси судна; P_{e0} – полезный суммарный упор гребных винтов.

Небольшая часть возможных вариантов сочетаний значимых параметров (по сути – это различные суда) приведена в табл. 2.

Оптимальные решения по каждому варианту сочетаний, а также значения показателя качества W_{man} при рекомендуемом [2] для гребных электроприводов классическом (γ/α= const) законе управления – $W_{кл.}$ – приведены в табл.3 и на рис. 3.

Таблица 2 – Сочетания значений значимых по критерию W_{min*} параметров

Вариант (кривая)	Значения значимых параметров				
	$\alpha_{уст.}$	C_{G7}	C_{M20}	C_{M16}	N_x
1	0,5	1,68	0,6	10	0,13
2	0,8	1,68	0,6	10	0,13
3	0,5	1,72	0,6	10	0,13
4	0,8	1,72	0,6	10	0,13
5	0,5	1,76	0,6	10	0,13
6	0,8	1,76	0,6	10	0,13
7	0,5	1,68	0,75	10	0,13
8	0,8	1,68	0,75	10	0,13
9	0,5	1,72	0,75	10	0,13
10	0,8	1,72	0,75	10	0,13
11	0,5	1,76	0,75	10	0,13
12	0,8	1,76	0,75	10	0,13
13	0,5	1,68	0,9	10	0,13
14	0,8	1,68	0,9	10	0,13
15	0,5	1,72	0,9	10	0,13
16	0,8	1,72	0,9	10	0,13
17	0,5	1,76	0,9	10	0,13
18	0,8	1,76	0,9	10	0,13

Таблица 3 –Оптимальные решения по критерию W_{min*}

Вариант (кривая)	Оптимальные решения			$W_{кл}$
	k_{1*}	k_{2*}	W_{min*}	
1	1,80	-0,075	11	19
2	1,075	-2,5	39	39
3	1,825	-0,075	11	18
4	3,284	-4,23	38	39
5	1,85	-0,15	11	18
6	1,0	-0,475	38	38
7	2,35	-0,100	6,8	15
8	3,20	-7,25	33	34
9	3,830	-4,46	6,6	15
10	3,20	-7,20	33	34
11	2,40	-0,075	6,6	15
12	3,620	8,095	32	33
13	2,325	-0,075	5,5	13
14	1,17	-2,52	27	29
15	2,35	-0,075	5,5	12
16	1,144	-2,48	27	29
17	2,375	-0,05	5,4	13
18	0,975	-0,975	26	28

Оптимальные законы управления $\gamma_* = \gamma(\alpha)$ при $C_{M16} = 10{,}05$ показаны на рис. 3. Они существенно отличаются от классических законов управления.

Сравнение результатов расчета реверса ГЭД электрохода с управлением по "классическому" и оптимальным законам показало следующее.

С переходом к оптимальному управлению ГЭД затраты энергии (затраты топлива) на выполнение маневра резко падают. Существенное влияние на этот показатель оказывает интенсивность выполнения маневра. При "ненапряженном" реверсе ($\alpha = 0{,}5$) правильный выбор законов управления позволяет снизить затраты топлива на выполнение маневра в среднем до 57 %.

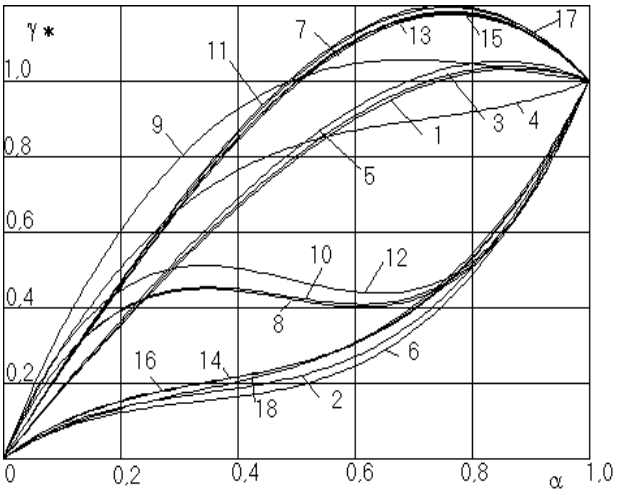


Рис. 3 – Оптимальные по W_{min} законы управления при реверсе гребного электродвигателя

Выводы. 1. Разработанный метод оптимизации позволяют решать задачи оптимизации законов управления асинхронными частотно-управляемыми гребными электродвигателями судов с электродвижением, а системный подход обеспечивает поиск оптимальных законов управления, обеспечивающих повышение эффективности эксплуатации всего пропульсивного комплекса электрохода.

2. Проведенные исследования и полученные результаты наглядно показывают, что переход от одного иерархического уровня оптимизации к другому, изменение критериев оптимальности существенно влияют на оптимальные решения. Оптимальное управление гребными электродвигателями способствует повышению маневренных качеств судов электроходов.

3. Полученные результаты наглядно показывают эффективность предложенного способа формирования управляющих сигналов по сравнению с рекомендуемыми классическими законами управления.

4. Предложенные рекомендации позволяют достаточно просто находить оптимальные законы управления гребными электродвигателями. Для этого необходимо для любого конкретного судна рассчитать (по приведенным выше несложным соотношениям) численные значения соответствующих безразмерных параметров и отыскать по рисункам нужные кривые. При отличающихся значениях параметров можно воспользоваться любым интерполяционным методом.

Список литературы

1. *Туганов М.С.* Бесконтактный судовой электропривод / *М.С. Туганов.* –- Л.: Судостроение, 1972. – 344 с.
2. *Горбунов Б.А.* Современные и перспективные гребные электрические установки судов / *Б.А. Горбунов, А.С Савин, В.В Сержантов* – Л. : Судостроение, 1979. – 180с.
3. *Флацбаум Д.И.* Методы выбора варианта судовых ЭЭС на основании комплексных технико-экономических оценок /

Д.И. Флацбаум // Судостроительная промышленность. Сер. Судовая электротехника и связь.– 1989. – Вып.10. – С. 3–11.
4. *Яровенко В.А.* Математическая модель переходных режимов работы силовых установок электроходов / *В.А. Яровенко* // Зб. наук. пр. УДМТУ. – 1999. – № 4 (364). – С. 44–54.
5. *Яровенко В.А.* Методы поиска оптимальных решений при проектировании энергетических установок электроходов / *В.А. Яровенко* // Зб. наук. пр. УДМТУ. – 2000. – № 1 (367). – С. 29–36.
6. *Яровенко В.А.* Системный подход в проектировании гребных электрических установок электроходов /В.А. Яровенко, Е.И. Зарицкая // Вісник НТУ «ХПІ». Тематичний випуск: Електричні машини та електромеханічне перетворювання енергії. – 2015. – № 5 (1114) – С. 102–108.
7. *Яровенко В.А.* Влияние параметров пропульсивных комплексов на показатели качества работы силовых установок электроходов на маневрах / *В.А. Яровенко* // Зб. наук. пр. УДМТУ. –1999. – № 3 (363). – С. 79–87.

References (transliterated)

1. Tuganov, M.S. *Beskontaktnii sudovoi elektroprivod* [Contactless electric drive of ship]. Lenindrad. Sudostroenie, 1972. 344 p.
2. Gorbunov, B.A., A.S. Savin and V.V. Serzhantov. *Sovremennye i perspektivnye grebnye jelektricheskie ustanovki sudov* [Modern and perspective rowing electrical installation of ships]. Lenindrad. Sudostroenie, 1979. 180 p.
3. Flacbaum D.I. Metody vybora varianta sudovyh JES na osnovanii kompleksnyh tehniko-jekonomicheskih ocenok [Methods of selection options ship EPS based on complex technical and economic assessments]. *Sudostroitel'naja promyshlennost' Ser.: Sudovaja jelektrotehnika i svjaz'*. 1989. vol. 10, pp. 3–11.
4. Jarovenko V.A. Matematicheskaja model' perehodnyh rezhimov raboty silovyh ustanovok jelektrohodov [A mathematical model of transient modes of propulsion electric vessels]. *Zb. nauk. pr. UDMTU* [Proceedings of USMTU]. Mykolayiv. 1999. no 4 (364). pp. 44–54.
5. Jarovenko, V.A. Metody poiska optimal'nyh reshenij pri proektirovanii jenergeticheskih ustanovok jelektrohodov [Methods of search for optimal solutions in the design of power systems electric vessels]. *Zb. nauk. pr. UDMTU* [Proceedings of USMTU]. Mykolayiv. 2000. no 1 (367). pp. 29–36.
6. Jarovenko, V.A. and Zaritaskay E. I. Spstemny podhod v proektirovanii grebnih elektricheskih ustanovok elektrohodov [System approach to design of electrical installations electric vessels rowing]. *Visnik NTU "HPI". Seriya: Elektrichni mashini ta elektromehanichne peretvorennya energii* [Bulletin of the NTU "KPI". Special Edition: Electrical machines and electro-mechanical energy conversion] Kharkov. 2015. no. 5 (1114), pp. 102–108.
7. Jarovenko, V.A. Vlijanie parametrov propul'sivnyh kompleksov na pokazateli kachestva raboty silovyh ustanovok jelektrohodov na manevrah [Influence of parameters of propulsion systems on indicators of performance propulsion electric vessels on maneuvers]. *Zb. nauk. pr. UDMTU* [Proceedings of USMTU]. Mykolayiv. 1999. no. 3 (363). pp. 79–87.

Поступила (received) 04.07.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Управление гребными двигателями электроходов на маневрах / В. О. Яровенко, О. І. Зарицька // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 36–41. – Библиогр.: 7 назв. – ISSN 2409-9295.

Управление гребными двигателями электроходов на маневрах / В. А. Яровенко, Е. И. Зарицкая // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 36–41. – Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2409-9295.

Control of electric vessels' propulsion motors on maneuvers / V.A. Yarovenko, E.I. Zaritskaya // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2016. – No. 11 (1183). – P. 36–41. – Bibliogr.: 7. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / «*Сведения об авторах /About the Authors*»

Яровенко Володимир Олексійович, доктор технічних наук, професор, Одеський національний морський університет, завідувач кафедри експлуатації судового електрообладнання і засобів автоматики, (050)598-06-83; e-mail: yarovenko@3g.ua

Яровенко Владимир Алексеевич, доктор технических наук, профессор, Одесский национальный морской университет, заведующий кафедры эксплуатации судового электрооборудования и средств автоматики, (050)598-06-83; e-mail: yarovenko@3g.ua

Yarovenko Vladimir Alecseevich, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Odessa National Maritime University, Chair of the Department of exploitation of ship's electrical equipment and means of automation, +38 (050)598-06-83; e-mail: yarovenko@3g.ua

Зарицька Олена Ігорівна, кандидат технічних наук, доцент, Одеський національний морський університет, доцент кафедры експлуатації судового електрообладнання і засобів автоматики, (093)368-49-16; e-mail: zarickayalena74@mail.ru

Зарицкая Елена Игоревна, кандидат технических наук, доцент, Одесский национальный морской университет, доцент кафедры эксплуатации судового электрооборудования и средств автоматики, (093)368-49-16; e-mail: zarickayalena74@mail.ru

Zaritskaya Elena Igorevna, Candidate of Technical Sciences, Odessa National Maritime University, Associate Professor of the Department of exploitation of ship's electrical equipment and means of automation, +38 (093)368-49-16; e-mail: zarickayalena74@mail.ru

УДК 621.313.17

В. В. ГРЕБЕНИКОВ, М. В. ПРЫЙМАК

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МАГНИТНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОБУСА

Приведены результаты численного исследования влияния количества и высоты пазов статора, а также конфигурации постоянных магнитов в роторе на характеристики электродвигателей для городского электробуса. Показано, что при неизменных габаритных размерах электродвигателя путем увеличения высоты пазов статора и жидкостного охлаждения можно повысить электромагнитный момент и мощность электродвигателя. Выполнен расчет рабочих характеристик в программном пакете Infolytica MotorSolve, тепловой расчет выполнен в пакете Comsol.

Ключевые слова: постоянные магниты, высота паза статора, электромагнитный момент, рабочие характеристики, температура обмоток.

Наведено результати чисельного дослідження впливу кількості та висоти пазів статора, а також конфігурації постійних магнітів в роторі на характеристики електродвигунів для міського електробуса. Показано, що при незмінних габаритних розмірах електродвигуна шляхом збільшення висоти пазів статора і рідинного охолодження можна підвищити електромагнітний момент і потужність електродвигуна. Виконано розрахунок робочих характеристик в програмному пакеті Infolytica MotorSolve, тепловий розрахунок виконаний в пакеті Comsol.

Ключові слова: постійні магніти, висота паза статора, електромагнітний момент, робочі характеристики, температура обмоток.

The numerical investigation results of the influence of the number and the height of stator slots, as well as the configuration of the permanent magnets in the rotor on the characteristics of electric motors for urban electric bus are presented. It is shown, that at constant overall dimensions of the motor, the electromagnetic torque and motor power can be significantly improved by increasing of the stator slots height and liquid cooling. The optimum height of stator slots is found, at which the maximum electromagnetic torque and motor power at the set restrictions: induction in the magnetic circuit elements, the minimum diameter of the rotor provided its mechanical strength. To analyze the thermal state of electric motor models for operating with overload (at a current density of more than J = 5 A/mm^2) a three-dimensional model of the electric motor sector is created. It is equal to one pole pitch, which takes into account the heat exchange processes not only in the volume of the electric motor, but in the system of liquid cooling. The simulation of electric motors with a different configuration of the magnetic system determined that the configuration with increased height of the groove and tangential magnetization of the magnets has the highest electromagnetic torque. This motor may be used instead of diesel engine for the average capacity bus. The operating characteristics have been calculated by Infolytica MotorSolve software package. Thermal calculation of electric motors with liquid cooling is made by Comsol software package.

Keywords: permanent magnets, height of the stator slot, electromagnetic torque, operating characteristics, temperature of the windings.

Введение. Применение электродвигателя вместо дизельного двигателя в городском автобусе позволяют повысить комфортность для пассажиров за счет уменьшения уровня шума в салоне. Кроме того, отсутствие вредных выбросов, простота технического обслуживания и низкие эксплуатационные расходы делают электробусы наиболее приоритетным видом пассажирского транспорта в условиях современного города. Согласно прогнозам специалистов к 2030 г. будет произведено более 60 млн. электро-транспортных средств. Разработкой и исследованием тяговых электродвигателей для транспортных средств занимаются по всему миру более 30 университетов, исследовательских институтов и лабораторий и более 50 производителей разрабатывают и производят новые типы тяговых электродвигателей, при этом уделяется значительное внимание их энергоэффективности [1].

Наряду с чисто электрическим приводом эффективным решением относительно экономии топлива и снижения уровня выброса вредных веществ является применение комбинированной (гибридной) энергетической системы. В последовательной кинематической схеме гибридной энергетической установки, чаще всего используемой в электробусах, двигатель внутреннего сгорания механически сочленен с электрическим генератором, который через буферную аккумуляторную батарею питает электродвигатель.

В последнее время для электротранспортных средств все чаще применяются электродвигатели с постоянными магнитами (ПМ) на основе редкоземельных элементов, т.к. эти двигатели имеют лучшие удельные показатели по сравнению с другими типами электродвигателей.

Анализ основных достижений. Для достижения лучших удельных показателей электродвигателей с ПМ: удельной мощности $P_{уд}$ (кВт/кг), удельного момента $M_{уд}$ (Нм/кг) разработчики сосредоточены на исследовании различных конфигураций магнитной системы. В настоящее время в основном разрабатываются и применяются электродвигатели с поверхностными магнитами на роторе (SPM motor) и с встроенными – (IPM motor) [1–5]. Также в последнее время появились публикации, посвященные иследованию PMA–SynRM (Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machine). Каждый из полюсов ротора этих электродвигателей имеет несколько магнитов, разделееных тонким слоем электротехнической стали [6, 7]. Железо ротора в этом случае изготавливается путем штамповки либо лазерной резки электротехнической стали. Перечисленные типы электродвигателей с ПМ имеет свои преимущества и недостатки и при их разработке

© В.В. Гребеников, М.В. Прыймак, 2016

необходимо учитывать условия эксплуатации, назначение и другие требования.

Применительно к электродвигателям для транспорта можно выделить ряд специфических требований: большое значение момента при трогании и малые скорости в момент старта; способность к кратковременным перегрузкам; малое значение «зубцового» момента; большое значение мощности при скоростном движении; характеристика M=f(n) должна содержать горизонтальный участок в заданном диапазоне частоты вращения [1].

Следует отметить, что исследованию влияния высоты пазов статора в сочетании с различной конфигурацией ПМ в роторе применительно электродвигателям для электробуса не уделено достаточно внимания.

Цель исследований. В работе исследовано влияние высоты пазов статора и их количества, конфигурации постоянных магнитов в роторе, а также жидкостного охлаждения на характеристики электродвигателя, используемого для городского электробуса и определена оптимальная высоты пазов и геометрия магнитной системы ротора, при которой достигается максимум электромагнитного момента и мощности.

Постановка задачи. Для городских автобусов средней вместимости используется, как правило, дизельные двигатели основные показатели одной из модификаций такого двигателя следующие: мощность – P = 140 кВт (155 л.с.) при частоте вращения – n = 2300 об/мин; крутящий момент – M = 680 Нм при n = 1200÷1700 об/мин.

Таким образом постановка задачи на разработку электродвигателя для электробуса может быть сформулирована следующим образом. При заданых габаритах активной части электродвигателя (внешний диаметр статора d_{se} = 313 мм, длина активной части сердечника l_{Fe} =170 мм) определить конфигурацию магнитной системы, при которой достигается макасимальное значение момента и мощности.

Варьируемые параметры: число пазов статора, высота пазов статора, конфигурация постоянных магнитов в роторе. При этом используются следующие ограничения: масса магнитов одинакова для всех исследуюмых моделей; при вариации геометрией магнитной системы магнитная индукция в спинке статора должна быть не выше B_c = 1,65 Тл, а в зубцах статора – B_z = 2 Тл; минимальное значение наружного диаметра ротора d_r должено быть таковым, чтобы обеспечить заданный электромагнитный момент без механического повреждения вала ротора; жидкосная система охлаждения должна обеспечить охлаждение обмоток до уровня соответствующего классу Н.

Для реализации поставленной цели на первом этапе были исследованы несколько конфигураций магнитной системы, в которых варьировалась высота пазов статора и их количество при неизменной структуре магнитной системы ротора. На рис. 1 приведены две конфигурации магнитной системы.

В электродвигателе М1 размеры статора такие же как у стандартного асинхронного двигателя АИР180М8 (число пазов статора – Z = 72), наружный диаметр статора – d_{se} = 313 мм, внутренний диаметр статора – d_{si} =220 мм, ротор этого электродвигателя имеет восемь полюсов с ПМ тангенциальной намагнитченности; в электродвигателе М2 – статор имеет меньшее количество пазов – Z = 24, а их высота существенно больше, наружный диаметр статора – d_{se} = 313 мм, внутренний диаметр статора – d_{si} = 140 мм, ротор этого двигателя также имеет восемь полюсов тангенциальной намагниченности. Масса магнитов во всех исследуемых электродвигателях одинакова и равна $m_{ПМ}$ = 6.15 кг, зазор между статором и ротором – δ = 1 мм.

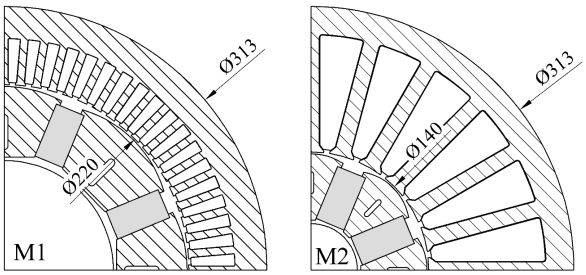


Рис. 1 – Конфигурация магнитной системы электродвигателей М1 и М2

Для уменьшения пульсаций «зубцового» момента в электродвигателях с ПМ и зубцово–пазовым статором применяется либо скос полюсов на роторе на одно зубцовое деление, либо профилирование ферромагнитных полюсов или магнитов, либо закрытие пазов статора с помощью ферромагнитных клиньев с малой проницаемостью [8, 9].

В данных исследованиях применено профилирование. Глубина профилирования – разность между максимальным и минимальным расстоянием от центра ротора до наружной поверхности полюсов. В результате численных исследований установлено, что применение глубины профилирования равной 2 мм приводит к значительному уменьшению пульсаций электромагнитного момента, поэтому для всех исследуемых моделей применялось эта величина глубины профилирования полюсов либо магнитов.

Основные значения массы элементов активной части электродвигателя М1 и М2 приведены в табл. 1. У электордвигателя М2 с высокими пазами масса обмоток статора в 2,78 раза больше, а общая масса активной части больше в 1,24 раза, чем у электродвигателя М1.

Таблица 1 – Основные значения массы элементов электродвигателей М1 и М2

Параметр	М1	М2
Масса железа ротора, кг	20.6	7.9
Масса постоянных магнитов, кг	6.15	6.15
Масса железа статора, кг	34.6	41.3
Масса обмоток статора, кг	13.3	37.0
Общая масса активной части, кг	74.7	92.4

Результаты численного исследования. Так как рабочий диапазон частоты вращения дизельного двигателя, применяемого для городских автобусов средней вместимости, находится в пределах $n = 500 \div 5000$ об/мин, то рабочие характеристики исследуемых электродвигателей также расчитаны в этом диапзоне.

Расчет рабочих характеристик для всех исследуемых электродвигателей производился в пакете Infolytica MotorSolve при следующих условиях: обмотки статора включены в «звезду»; форма питающего тока в фазах статора – трапециидальная; магнитопровод ротора – конструкционная сталь СТ20 (с учетом нелинейности кривой намагничивания стали); магнитопровод статора – сталь СТ2211; коэрцитивная сила постоянных магнитов при температуре $T = 20$ °С задавалась равной $H_{cB} = 1011$ кА/м, остаточная индукция $B_r = 1{,}33$ Тл, магнитная проницаемость магнитов принята равной – $\mu_{ПМ} = 1{,}04$ (с учетом зависимости магнитной проницаемости и коэрцитивной силы от температуры магнитов).

Предварительные расчеты показали, что количество полюсов статора не существенно влияет на значение электромагнитного момента. Так у электродвигателя М1 с внутренним диаметром ротора $d_{si} = 220$ мм и числом пазов статора Z = 72 среднее значение электромагнитного момента для диапазона частоты вращения $n = 1200 \div 1700$ об/мин составляет $M_{(Z=72)} = 251$ Нм, у электродвигателя с такой же высотой пазов как и у двигателя М1, но с числом пазов статора Z=24 – $M_{(Z=24)} = 252$ Нм.

Расчетные значения параметров исследуемых электродвигателей (мощности при частоте вращения n = 2300 об/мин и среднего значения электромагнитного момента для диапазона частоты вращения $n = 1200 \div 1700$ об/мин) в зависимости от числа пазов и внутреннего диаметра статора, полученные при плотности тока $J = 5$ А/мм^2 сведены в табл. 2.

Таблица 2 – Параметры исследуемых электродвигателей при плотности тока J = 5 А/мм^2

Параметр	Дизельный двигатель	М1	М2.1	М2.2	М2.3	М2.4	М2
Z	-	72	24	24	24	24	24
d_{se}, мм	-	220	220	200	180	160	140
P_{out}, кВт при n = 2300 об/мин	140	60.5	60.8	85	95.8	105	108
M, Нм при $n = 1200 \div 1700$ об/мин	640	251	252	352	400	436	450

Если сравнивать эти модели при плотности тока $J = 5$ А/мм^2, например, для диапазона частоты вращения $n = 1200 \div 1700$ об/мин, то электромагнитный момент электродвигателя М2 равен $M_{(M2)} = 445 \div 450$ Нм, крутящий момент дизельного двигателя для этого диапазона частоты вращения составляет $M = 680$ Нм. При частоте вращения $n = 2300$ об/мин мощность на валу электродвигателя равна $P_{out(м2)} = 108$ кВт, мощность дизельного двигателя составляет $P = 140$ кВт. Анологичные данные для электродвигателя М1 следующие: электромагнитный момент – $M_{(M1)} = 247 \div 251$ Нм, мощность – $P_{out(м1)} = 60{,}8$ кВт.

Если сравнивать эти две модели по удельному моменту (средний момент отнесенный к общей массе активной части) и по удельной мощности (мощность электродвигателя при частоте вращения $n = 2300$ об/мин отнесенная к общей массе активной части), то они следующие: $M_{уд(M1)} = 3{,}36$ Нм/кг; $M_{уд(M2)} = 4{,}87$ Нм/кг; $P_{уд(M1)} = 0{,}81$ кВт/кг; $P_{уд(M2)} = 1{,}17$ кВт/кг.

Сопоставление рабочих характеристик электродвигателей М1 и М2 представлено на рис. 2.

Таким образом при номинальной плотности тока электромагнитный момент и мощность на валу у двигателя М1 существенно ниже требуемого, у двигателя М2 электромагнитный момент на 30% ниже требуемого, а мощность соответственно на 23% ниже требуемой.

С целью повышения удельных показателей электродвигателей (кВт/кг), применяемых в транспортных средствах необходимо использовать жидкостное охлаждение с принудительной циркуляцией охлаждающей жидкости. Для анализа теплового состояния моделей М1 и М2 при работе с перегрузкой (при плотности тока более, чем $J = 5$ А/мм^2) создана трехмерная модель сектора электродвигателя равного одному полюсному делению. Данная модель (рис. 3а) учитывает процессы теплообмена не только в объеме электродвигателя, но и в системе жидкостного охлаждения. Система охлаждения представляет собой множество каналов, расположенных равномерно по всей внешней поверхности корпуса электродвигателя и сориентированных вдоль оси вращения электродвигателя. По этим каналам с помощью циркуляционного насоса пропускается теплоноситель (вода) с заданной скоростью и заданной начальной температурой. Перемещаясь по каналам системы охлаждения теплоноситель отбирает тепло, выделяемое обмотками электродвигателя.

Тепловая модель учитывает пазовую изоляцию

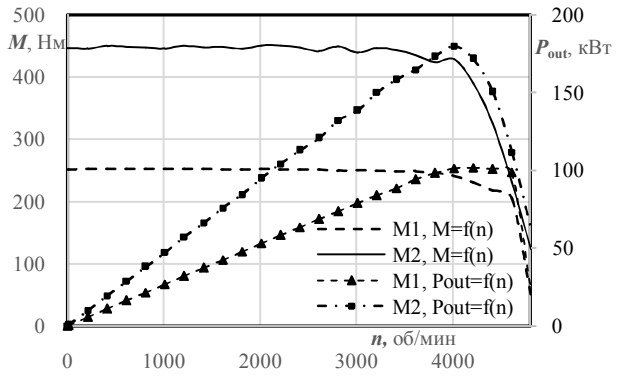
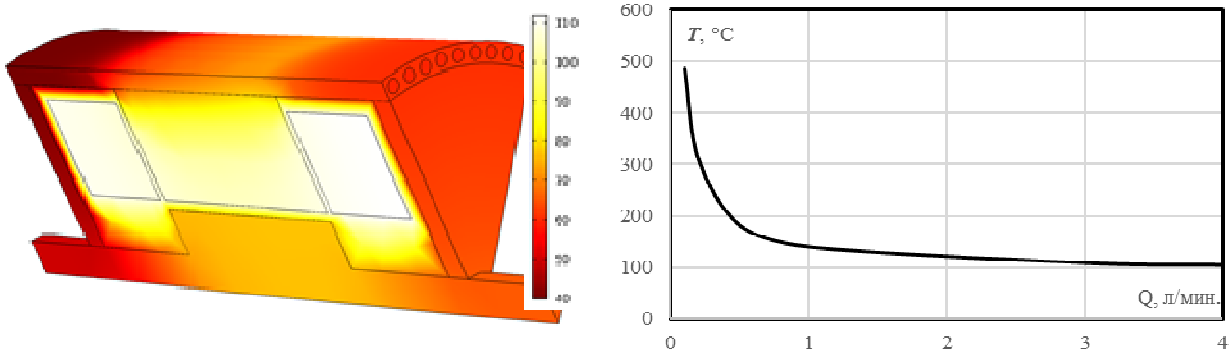


Рис. 2 – Сопоставление рабочих характеристик электродвигателей М1 и М2 при плотности тока J = 5 А/мм^2

обмоток, зазор между магнитопроводом статора и его корпусом и изменение скорости теплоносителя по мере приближения к стенкам канала. Исходные данные для теплового расчета, выполненого: температура охлаждающей жидкости на входе каналов $T_{вх}$ = 40 °С количество каналов $n_к$ = 72; число параллельных путей в системе каналов $n_п$ = 72; форма поперечного сечения проходного канала – круглая; диаметр каждого канала $d_к$ = 9 мм.

На рис. 3а приведена картина теплового поля электродвигателя М2 для случая, когда плотность тока равна J = 7.5 А/мм^2, объемный расход охлаждающей жидкости Q = 3 л/мин. По мере прокачивания охлаждающей жидкости с помощью циркуляционного насоса вдоль каналов часть тепла отбирается от элементов двигателя. На рис. 3б приведена зависимость температуры обмоток двигателя от производительности циркуляционного насоса.



а б

Рис. 3 – Результаты расчета теплового поля электродвигателя М2:
а – картина теплового поля; *б* – зависимость температуры обмоток от производительности циркуляционного насоса

При отсутствии циркуляции жидкости обмотки нагревались бы свыше 500 °С, что существенно выше допустимого, но при производительности циркуляционного насоса Q = 3 л/мин температура обмоток статора при плотности тока J = 7,5 А/мм^2 не превышает 108 С°, что существенно ниже допустимой температуры для изоляции класса Н.

Как видно из графика (рис. 3б) при производительности циркуляционного насоса свыше 3 л/мин температура обмоток уменьшается незначительно, поэтому все дальнейшие расчеты выполнены при производительности насоса Q = 3 л/мин.

На рис. 4 приведена зависимость температуры обмоток статора для электродвигателей М1 и М2 от плотности тока для случая, когда производительность циркуляционного насоса Q = 3 л/мин. Масса обмоток статора у электродвигателя М1 в 2,8 раза меньше, чем у электродвигателя М2, поэтому при одинаковой плотности тока у двигателя М2 обмотки нагреваются сильнее.

На рис. 5 приведены рабочие характеристики электродвигателей М1 и М2. Чтобы получить заданные параметры по электромагнитному моменту и мощности у электродвигателя М1 должна быть плотность тока равная J = 13 А/мм^2, у электродвигателя М2 плотность меньше и составляет – J = 7,5 А/мм^2. При этом с учетом производительности циркуляционного насоса обмотки статора электродвигателя М1 нагреваются до 140 °С, а электродвигателя М2 – до 108 °С.

При плотности тока J = 13 А/мм^2 для диапазона частоты вращения n = 1200÷1700 об/мин электромагнитный момент электродвигателя М1 составляет $M_{(M1)}$ = 640÷648 Нм, а для электродвигателя М2 при плотности тока J = 7,5 А/мм^2 крутящий момент составляет $M_{(M2)}$ = 690÷696 Нм. Крутящий момент дизельного двигателя для этого диапазона частоты вращения составляет M = 680 Нм. При частоте вращения n = 2300 об/мин мощность на валу электродвигателя М1 равна $P_{out(M1)}$ = 156 кВт, мощность электродвигателей М1 и М2 от плотности тока в обмотке (при Q = 3 л/мин.) электродвигателя М2 равна – $P_{out(M2)}$ = 168 кВт, мощность дизельного двигателя для этой частоты вращения составляет P = 140 кВт. Таким образом, при жидкосном охлаждении и увеличенной плотности тока электродвигатель М2 обладает лучшими характеристиками и обеспечивается запас по мощности и моменту, а значит улучшаются скоростные характеристики электробуса.

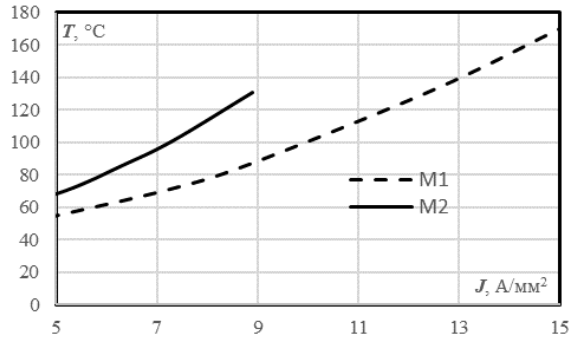


Рис. 4 – Зависимость температуры обмоток статора для

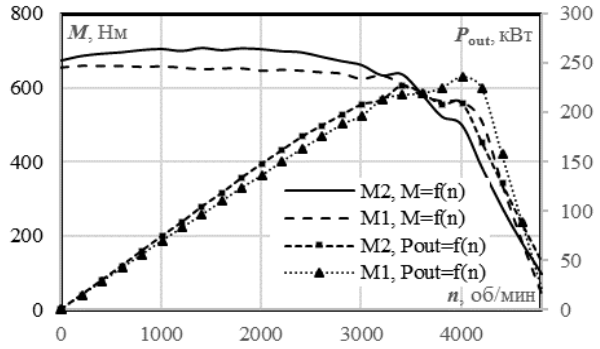
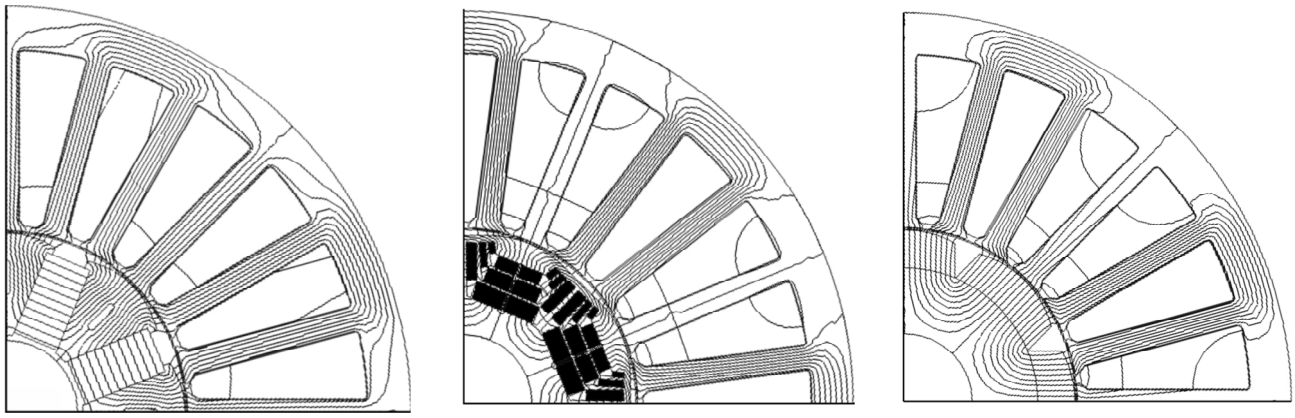


Рис. 5 – Рабочие характеристики электродвигателей М1 и М2 при плотности тока $J = 13$ А/мм^2 и $J = 7{,}5$ А/мм^2 соответственно

На втором этапе численных экспериментов исследовалось влияние конфигурации магнитной системы ротора на рабочие характеристики электродвигателя. За основу была взята конфигурация статора электродвигателя М2, для которого получены наибольшие значения мощности и элетромагнитного момента. Пакет Infoiytica MotorSolve позволяет задавать 30 типов различной конфигурации магнитной системы ротора, в том числе, с наружным и внутренним расположением магнитов в один, два и три слоя. На рис. 6 показаны линии равного потенциала для трех типов моделей с различной конфигурацией магнитной системы ротора: М2 – модель с тангенциальной намагниченностью (эта модель представлена на рис. 1); М3 – модель, в которой каждый из полюсов имеет девять магнитов, размещенных таким образом, что между ними имеется тонкий слой электротехнической стали; М4 – модель с радиальной намагниченностью магнитов. Число полюсов для каждой из моделей равно восьми. Для удобства восприятия материала на рис. 6,*б* магниты выделены черным цветом.



а *б* *в*

Рис. 6 – Картина магнитного потока в сечении магнитопроводов:
а – электродвигатель М2; *б* – электродвигатель М3; *в* – электродвигатель М4

Для уменьшения пульсаций электро-магнитного момента в каждой из моделей применено профилирование ферромагнитных полюсов (М2 и М3) либо магнитов (М3). Расчетные значения параметров электродвигателей с различной конфигурацией ротора, полученные при плотности тока $J = 7{,}5$ А/мм^2 сведены в табл. 3.

Таблица 3 – Параметры исследуемых электродвигателей при плотности тока $J = 7{,}5$ А/мм^2

Параметр	М2	М3	М4
P_{out}, кВт при n=2300 об/мин	168	143	166
M, Нм при n = 1200÷1700 об/мин	696	655	680

Таким образом, если сравнивать характеристики моделей электродвигателей М2, М3 и М4, то для заданного диапазона частоты вращения значения электромагнитного момента и мощности для двигателей с тангенциальным намагничиванием магнитов (М2) и радиальным намагничиванием (М4) практически совпадают, у модели двигателя М3 эти значения несколько ниже. Если сравнивать рабочие характеристики, например, моделей М3 и М4 для всего диапазона частоты вращения, то мощность и электромагнитный момент в диапазоне частоты вращения $n = 3000 \div 4000$ об/мин существенно выше для модели лектродвигателя М4 (рис. 7).

Выбор между конфигурацией магнитной системы ротора с тангенциальным намагничиванием магнитов (М2) или радиальным (М4) должен определятся в том числе и с учетом стоимости и технологичности изго–товления электродвигателя.

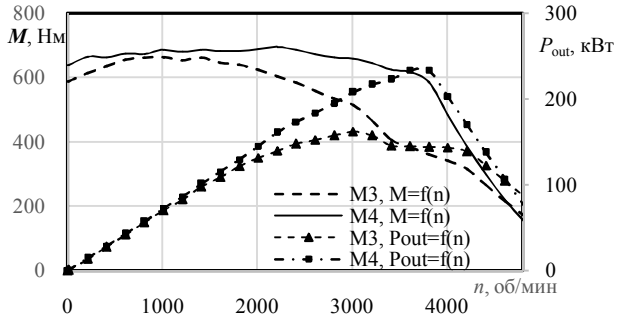


Рис. 7 – Рабочие характеристики электродвигателей М3 и М4 при $J = 7.5$ А/мм^2

При единичном или мелкосерийном производстве стоимость магнитов специальной формы будет существенно выше, чем прямоугольной формы, однако при крупносерийном производстве разница в стоимости ПМ специальной и прямоугольной формы не будет столь существенной. Поэтому при единичном и мелкосерийном производстве предпочтительней вариант с тангенциальным намагничиванием постоянных магнитов (М2). Удельные характеристики электродвигателя М2 при плотности тока $J = 7{,}5$ А/мм^2 следующие: $M_{уд(M2)} = 7{,}53$ Нм/кг; $P_{уд(M2)} = 1{,}81$ кВт/кг.

Электрогенератор для последовательной схемы электротрансмиссии гибридной силовой установки может быть таким же как и электродвигатель М2. Недостающая мощность может быть скомпенсирована аккумуляторными батареями.

Выводы. В результате моделирования электродвигателей с различной конфигурацией магнитной системы установлено, что наибольшим электромагнитным моментом обладает конфигурация с увеличенной высотой паза и тангенциальным намагничиванием магнитов (М2).

Результаты расчетов подтверждают, что электродвигатель (М2) может быть использован в автобусе средней вместимости вместо дизельного двигателя. При жидкостном охлаждении и плотности тока $J = 7{,}5$ А/мм^2 для диапазона частоты вращения $n = 1200 \div 1700$ об/мин электромагнитный момент электродвигателя М2 составляет $M_{(2)} = 690 \div 696$ Нм. Крутящий момент дизельного двигателя для этого диапазона частоты вращения составляет $M = 680$ Н·м.

Также электродвигатель М2 имеет запас по мощности. При частоте вращения $n = 2300$ об/мин мощность на валу электродвигателя М2 равна – $P_{out(M2)} = 168$ кВт, мощность дизельного двигателя составляет $P = 140$ кВт.

Список литературы

1. *Шумов Ю. Н.* Энергосберегающие электрические машины для привода электромобилей и гибридных автомобилей (Обзор зарубежных разработок) / *Ю. Н. Шумов, А. С. Сафронов.* // Электричество. – 2016. – №1. – С. 55–65.
2. *Da Ru D.* An SPM Motor Drive Dressed as IPM Motor Drive for a Flexible Test Bench of Salient Rotor Propulsion Machines / *D. Da Ru, M. Morandin, S. Bolognani, M. Castiello* // Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). – IEEE. – 2015. – P. 1–6.
3. *Tinazzi F.* Torque Estimation in High-Efficency IPM Synchronous Motor Drives / *F. Tinazzi, M. Zigliotto* // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2015. – Vol. 30. – № 3. – P. 983–990.
4. *Salimi A.* On the Role of Robustness in Multi-Objective Robust Optimization: Application to an IPM Motor Design Problem / *A. Salimi D. A. Lowther* // IEEE Transactions on Magnetics. – 2016. – Vol. 52. – No. 3. – P. 1–4.
5. Das *A.* Investigation of PMSM motor performance with different magnet configurations and rotor surface profiling / *A. Das, A. Konwar, A. Dalal, P. Kumar* // Transportation Electrification Conference (ITEC). – IEEE – 2015. – P. 1–6.
6. *Islam M. Z.* Obtaining optimized designs of multi-phase PMa-SynRM using lumped parameter model based optimizer / *M. Z. Islam, S. R. Bonthu, S. Choi* // IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC). – 2015. – P. 1722–1728.
7. *Lazari P.* Effect of Laser Cut on the Performance of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machines / *P. Lazari, K. Atallah, J. Wang* // IEEE Transactions on Magnetics. – 2015. – Vol. 51. – No. 11. – P. 1–4.
8. *Гребеников В. В.* Влияние высоты пазов статора на характеристики электрических машин с постоянными магнитами / *В. В. Гребеников, М. В. Прыймак* // Вісник НТУ «ХПІ»: Сер.: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – 2015.– Вип. 5 (1114). – С. 32–36.
9. *Гребеников В.В.* Сравнительный анализ модификаций магнитной системы электродвигателя для электробуса / *В. В. Гребеников, П. Шымчак, Приймак М. В.* // Праці ІЕД НАНУ: Зб. наук. пр. – 2016. – Вип. 43. – С.48–53.

References (transliterated)

1. Shumov Yu. N., Safonov A. S. Energosberegayuschie elektricheskie mashinyi dlya privoda elektromobiley i gibridnyih avtomobiley (Obzor zarubezhnyih razrabotok) [Energy-Saving Electrical Machines for Driving Electric and Hybrid Vehicles (a Review of Foreign Developments)]. *Elektrichestvo*, 2016, no. 1. pp. 55–65.
2. Da Ru D. et al. An SPM Motor Drive Dressed as IPM Motor Drive for a Flexible Test Bench of Salient Rotor Propulsion Machines, *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, IEEE, 2015, pp. 1–6.
3. Tinazzi F., Zigliotto M. Torque Estimation in High-Efficency IPM Synchronous Motor Drives, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2015, vol. 30, no. 3, pp. 983–990.
4. Salimi A., Lowther D. A. On the Role of Robustness in Multi-Objective Robust Optimization: Application to an IPM Motor Design Problem, *IEEE Transactions on Magnetics,* 2016, vol. 52, no. 3, pp. 1–4.
5. Das *A.* et al. Investigation of PMSM motor performance with

different magnet configurations and rotor surface profiling, *Transportation Electrification Conference (ITEC)*, IEEE, 2015, pp. 1–6.

6. Islam M. Z., Bonthu S. R., Choi S. Obtaining optimized designs of multi-phase PMa–SynRM using lumped parameter model based optimizer, *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC),* 2015, pp. 1722–1728.
7. Lazari P., Atallah K., Wang J. Effect of Laser Cut on the Performance of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machines. *IEEE Transactions on Magnetics,* 2015, vol. 51, no. 11, pp. 1–4.
8. Grebenikov V. V., Pryjmak M. V. Vliyanie vysoty pazov statora na harakteristiki ehlektricheskih mashin s postoyannymi magnitami [Influence of stator slots height on the characteristics of electrical machines with permanent magnets]. *Visnyk NTU «KhPI»:* Ser.: Elektrichni mashini ta elektromekhanichne peretvorennya energiï, 2015, vol. 5 (1114), pp. 32–36.
9. Grebenikov V.V., Shymchak P., Prijmak M.V. Sravnitel'nyj analiz modifikacij magnitnoj sistemy ehlektrodvigatelya dlya ehlektrobusa [Comparative analysis of magnetic systems modifications for electric motor of electric bus]. *Praci IED NANU*: *Zb. nauk. pr*., 2016, vol. 43, pp. 48–53.

Поступила (received) 14.07.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Сравнительный анализ магнитных систем электродвигателей с постоянными магнитами для электробуса / В. В. Гребеніков, М. В. Приймак // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 42–48. – Библиогр.: 9 назв. – ISSN 2409-9295.

Сравнительный анализ магнитных систем электродвигателей с постоянными магнитами для электробуса / В. В. Гребеников, М. В. Прыймак // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 42–48. – Бібліогр.: 9 назв. – ISSN 2409-9295.

Comparative analysis of magnetic electric motors with permanent magnets for electric buses / V. V. Grebrnikov, M. V. Pryimak // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2016. – No. 11 (1183). – P. 42–48. – Bibliogr.: 9. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Гребеников Віктор Володимирович – доктор технічних наук, провідний науковий співробітник, Інститут електродинаміки національної академії наук України; м. Київ; тел. (067) 441-73-72; e-mail: elm1153@gmail.com.

Гребеников Виктор Владимирович – доктор технических наук, ведущий научный сотрудник, Институт электродинамики национальной академии наук Украины; г. Киев; тел. (067) 441-73-72; e-mail: elm1153@gmail.com.

Grebenikov Viktor Vladimirovich – Doctor of Technical Sciences, Leading Reseacher, the Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv; tel. (067) 441-73-72; e-mail: ***elm1153@gmail.com***.

Приймак Максим Васильович – Інженер 1 категорії, Інститут електродинаміки національної академії наук України; м. Київ; тел. (044) 366-26-66; e-mail: ***maksim.prv@gmail.com***

Прыймак Максим Васильевич – Инженер 1 категории, Институт электродинамики национальной академии наук Украины, г. Киев; тел. (044) 366-26-66; e-mail: ***maksim.prv@gmail.com***

Pryjmak Maxim Vasilevich – engineer 1 category, Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv; tel. (044) 366-26-66; e-mail: ***maksim.prv@gmail.com***

УДК 621.313.322

А. И. ТИТКО, К. А. КУЧИНСКИЙ, В. А. ТИТКО

СТАТИСТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ТЕРМОДЕФЕКТОВ РОТОРА В УСЛОВИЯХ ПЕРЕМЕННОЙ НАГРУЗКИ ТУРБОГЕНЕРАТОРОВ

С использованием данных испытаний турбогенератора типа ТГВ-300 мощностью 300 МВт на Трипольской ТЭС проведены численные исследования температурных полей ротора в различных эксплуатационных режимах. Создана база данных для определения максимальных температур обмотки возбуждения в зависимости от степени развития в ней термодефектов и активной и реактивной нагрузки ТГ. Построены статистические модели зависимости температуры от технологических параметров и степени ухудшения условий охлаждения витков обмотки для диагностирования дефектов в системе охлаждения обмотки ротора.

Ключевые слова: статистические модели, диагностика, регрессионные зависимости, численное моделирование, турбогенератор, обмотка ротора, дефекты охлаждения, нагрев.

З використанням даних випробувань турбогенератора типу ТГВ-300 потужністю 300 МВт на Трипільській ТЕС проведено чисельні дослідження температурних полів ротора в різних експлуатаційних режимах. Створено базу даних для визначення максимальних температур обмотки збудження в залежності від ступеня розвитку в ній термодефектів і активного й реактивного навантаження ТГ. Побудовано статистичні моделі залежності температури від технологічних параметрів і ступеня погіршення умов охолодження витків обмотки для діагностування дефектів у системі охолодження обмотки ротора.

Ключові слова: статистичні моделі, діагностика, регресійні залежності, чисельне моделювання, турбогенератор, обмотка ротора, дефекти охолодження, нагрів.

The technique of numerical calculation heating of a rotor powerful turbogenerator is developed. The technique takes into account real geometry of object, presence of defects cooling, a condition thermolysis from a surface and in ventilating channels of a winding excitation, parameters of a loading mode. The technique can be applied for research of temperature fields of a rotor turbogenerator in asynchronous, asymmetrical, dynamic and other modes. The analysis of a technical condition turbogenerators on thermal power stations of Ukraine is carried out. The main malfunctions of TG influencing reliability of work are defined. On the basis of the given tests of a turbogenerator such as TGV-300 by capacity 300 MWt on Tripolskaya power station numerical researches of temperature fields of a rotor in various operational modes are carried out. The database for definition of the maximal temperatures of a excitation winding depending on a degree of development in her thermo defects and active and jet loading TG is created. Comparison of settlement and experimental values on heatings is carried out under nominal conditions of cooling of a rotor winding. Statistical models of temperature dependence from technological parameters and degrees of deterioration of cooling conditions of winding coils are developed. It enables to diagnose many defects in system of cooling of a rotor winding under operating conditions generators at constantly changing loadings and technological parameters. The received multiple-factor regression dependences are based on a method of the smallest squares. They provide high reliability of models. For all dependences confidential intervals are defined. It is shown, that the data are in significant correlation with a technical condition of a turbogenerator.

Keywords: statistical models, diagnostics, regression dependences, numerical modeling, turbogenerator, winding of the rotor, defects of cooling, having heated.

Введение. Около 80 % турбогенераторного оборудования электростанций составляют отечественные турбогенераторы (ТГ), изготовленные Харьковским заводом «Электротяжмаш» и находящиеся в эксплуатации в основном с 1961–1972 г.г. В частности, на ТЭС Украины установлены 42 ТГ типа ТГВ–300 мощностью 300 МВт. Срок службы этих машин в соответствие с нормативной документацией составляет 25–30 лет. К настоящему времени 38 ТГ эксплуатируются 35–48 лет и 4 ТГ – 22–29 лет. Поэтому большинство энергетических электромашин ТЭС уже практически полностью выработали свой нормативный ресурс [5, 17].

Анализ функционирования нескольких ТГ типа ТГВ–300, проведенный силами ГП НИЦ «Укрэнергодиагностика», показал, что их номинальные характеристики после 30–40 лет работы не могут быть выдержаны вследствие изменения технического состояния основных узлов конструкций и систем их охлаждения с момента ввода в эксплуатацию. На отечественных ТЭС выполнена вынужденная перемаркировка единичной мощности энергоблоков, введенных в эксплуатацию до 1970 г: для 18 энергоблоков по 300 МВт установлена допустимая нагрузка 275–285 МВт. В частности, в настоящее время ТГ типа ТГВ–300 мощностью 300 МВт (Трипольская ТЭС) несут нагрузку в среднем 225 МВт, т.е. 0,75 от номинальной. Тем не менее, эти ТГ остаются основным генерирующим оборудованием в электроэнергетике, т.к. при отсутствии программ изготовления машин их замена в ближайшие годы нецелесообразна как по техническим, так и по экономическим соображениям.

Опыт эксплуатации мощных ТГ выявил характерные неисправности [16], связанные как с длительными сроками, так и с режимами работы машин: повреждения активной стали и обмоток вследствие местных перегревов; закупорка элементарных проводников охлаждения обмоток; тепловой небаланс и увеличение вибрации вследствие нарушения системы охлаждения обмотки ротора и др.

Самыми серьезными считаются повреждения сердечников и обмоток статора и ротора, приводящие к значительным материальным и временным потерям. Одним из главных ограничивающих факторов, определяющих длительность или величину нагрузки в различных эксплуатационных режимах работы мощных ТГ, являются местные нагревы конструктивных элементов массивных роторов, зависящие от теплофизических свойств применяемых материалов [2].

Асимметричный нагрев (тепловой дисбаланс в

© А. И. Титко, К. А. Кучинский, В. А. Титко, 2016

плоскости поперечного сечения вследствие термоупругого прогиба [18]) ротора мощного ТГ является одной из причин его повышенной вибрации. Проявление асимметрии может быть связано как с технологией производства, так и с условиями эксплуатации [10].

Через ротор возможны утечки водорода из корпуса ТГ в отверстиях на бочке или валу для токоведущих болтов, соединяющих концы обмотки с токоподводом или токоподвод центрального отверстия с контактными кольцами; торцах центрального отверстия ротора (со стороны турбины и со стороны возбудителя). При эксплуатации возможна также закупорка витков ОР вследствие перекрытия выходного вентиляционного отверстия в средней части бочки из-за сдвига стеклотекстолитовых прокладок между витками или под пазовым клином; перекрытия прямоугольного окна в лобовой части или засорение канала витка ОР за счет случайно попавших посторонних предметов и т.д. [6].

Температурную диагностику на основе использования таблиц зависимости температуры ротора от степени развития термодефектов [8] сложно осуществлять на практике вследствие непостоянства нагрузки генераторов и их технологических параметров.

Целью данной работы является разработка методики построения базы знаний для температурного диагностирования роторов мощных турбогенераторов в условиях их роботы при переменных нагрузках.

Для построения статистических моделей в целях диагностирования термодефектов нужно провести многочисленные расчеты температур в элементах ротора в различных эксплуатационных режимах и при различных термодефектах, создать базу данных для определения максимальных и средних температур в зависимости от степени развития в ней термодефектов и активной и реактивной нагрузки турбогенераторов.

Метод моделирования температурного поля ротора ТГ. Математическая модель и методика тепловых расчетов базируются на основе численного решения задачи стационарной теплопроводности методом конечных элементов (МКЭ) [4, 14] в двумерной постановке в декартовой системе координат.

Сложная геометрия машины требует подробной ее детализации расчетными узлами при высоких нагрузках. Использование треугольной сетки либо элементов высокого порядка в МКЭ позволяет это наилучшим образом. МКЭ характеризуется значительной гибкостью в построении дискретной модели расчетной области, что дает возможность уменьшить общее количество расчетных точек за счет областей слабого изменения поля. Матрица коэффициентов разрешающей системы уравнений имеет ленточную, разреженную, симметричную структуру. Преимуществом МКЭ является также простота задания граничных условий.

Основные теоретические положения и особенности разработанной полевой методики приведены в работе [9]. Модели реализованы в виде комплексного пакета взаимосвязанных программ численного расчета температурных полей в многослойных составных областях на языке ФОРТРАН.

Объект исследований. Номинальные данные турбогенератора ТГВ–300 приведены в табл. 1.

Диаметр расточки статора – 1300 мм; диаметр активной части ротора – 1120 мм; односторонняя величина воздушного зазора – 90 мм; длина активной стали сердечника статора и активной части бочки ротора – 5800 мм. Конструкция обмотки статора (ОС) – трехфазная, двухслойная, петлевая, размещена в 60 пазах. Обмотка ротора (ОР) уложена в 36 продольных пазах бочки и выполнена в виде 18 концентричных катушек, в каждой из которых по семь витков. Витки состоят из П–образных проводников, сложенных попарно и образующих внутренний канал, через который проходит охлаждающий водород. Выход газа из каждого витка пазовой части в зазор машины осуществляется в средней части ротора по радиальным отверстиям в витках и пазовых клиньях. Число пазовых делений на роторе – 52 [15].

Таблица 1 – Номинальные данные турбогенератора ТГВ–300

Наименование	Значение
Полная мощность, МВ·А	353
Активная мощность, МВт	300
Коэффициент мощности	0,85
Напряжение, кВ	20
Частота, Гц	50
Номинальная скорость вращения, об/мин	3000
Номинальный ток обмотки статора, кА	10,2
Число полюсов	2
Номинальный ток обмотки ротора, кА	3,05
Охлаждение: Сердечник и обмотка статора – непосредственное Обмотка ротора – непосредственное	 водород водород
Давление водорода (при испытаниях), МПа	0,3

Анализ результатов расчета. Ротор ТГ является самой нагруженной и наиболее ответственной частью ТГ как в тепловом, так и в механическом отношениях. Максимальная рабочая температура ОР при номинальной нагрузке может граничить с допустимой по условиям нагревостойкости используемых изоляционных материалов [3]. Для подтверждения достоверности расчетных данных используются результаты технологических испытаний на Трипольской ТЭС турбогенератора мощностью 300 МВт в различных эксплуатационных режимах.

Программа испытаний на Трипольской ТЭС предусматривала проведение опытов при работе генератора ТГВ-300 в сети при различных нагрузках и изменении при этом $\cos\varphi$ от 0,85 до 1,0. Производились измерения по всем штатным датчикам (термометрам сопротивления – ТС) заводской схемы термоконтроля, определялась средняя температура обмотки ротора, фиксировались показания всех электроизмерительных приборов на блочном и

местном щитах управления. Полученные в процессе испытаний на Трипольской ТЭС результаты для различных эксплуатационных режимов сведены в табл. 2.

В [8] отражены результаты расчетов нагрева элементов ротора для номинальной электрической нагрузки ТГВ–300 в синхронном режиме при различных условиях охлаждения витков обмотки возбуждения, где установлено, при какой степени развития термодефекта эксплуатация генератора становится опасной с точки зрения теплового старения изоляции ОР.

В процессе эксперимента превышение средней температуры ОР ТГВ-300 при номинальном значении тока возбуждения составило 57,5 °С. Охлаждающий газ в номинальном режиме подогревается на пути от газоохладителей до выхода в зону «горячего» газа в максимальной точке на 50 °С. Результаты испытаний позволяют получить необходимые для дальнейших теоретических исследований данные.

Были выполнены комплексные расчетные исследования температурных полей ротора ТГ типа ТГВ–300 при наличии дефектов охлаждения для нескольких нагрузочных режимов на основе экспериментальных данных штатной системы термоконтроля на Трипольской ТЭС (табл. 2).

Таблица 2 – Данные испытаний турбогенератора типа ТГВ–300 на Трипольской ТЭС

№ реж.	P, МВт	Q, МВА	U_1, кВ	I_1, кА	cos φ	U_f, В	i_f, кА	$T_{ов}$, °С	$\Theta_{ов}$, °С
1	295	190	20,8	9,85	0,85	386	3,000	88,5	56,0
2	272	169	20,8	8,95	0,85	350	2,825	78,5	45,3
3	273	136	20,6	8,7	0,9	324	2,656	71,0	39,3
4	272	90	20,3	8,15	0,95	282	2,380	63,4	32,6
5	240	115	20,6	7,6	0,9	280	2,300	58,4	25,7
6	240	77	20,3	7,1	0,95	250	2,200	57,6	18,6

Расчетной областью является поперечное сечение полюсного деления в активной зоне генератора. На рис. 1 схематично показана условная минимальная разбивка (ротор – воздушный зазор – статор машины) на треугольные конечные элементы. Частичная дискретизация элементов заполнения каждого паза ротора и стержней обмотки статора осуществляется автоматически в соответствие с границами раздела сред материалов.

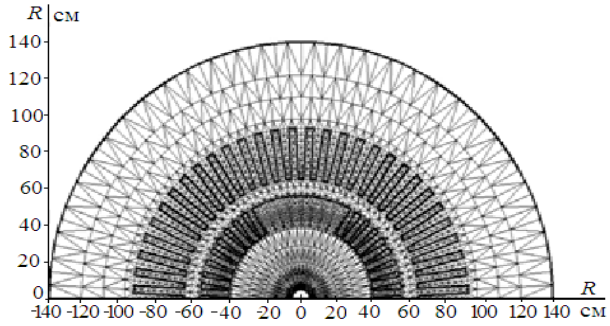


Рис. 1 – Дискретизация полюсного деления турбогенератора ТГВ-300

Для вариантных исследований теплового состояния элементов ротора при различных режимах нагрузки использовались величины тепловых потерь в основных узлах активной зоны машины из электромагнитного расчета турбогенератора.

Приближенное численное решение МКЭ задачи по определению электромагнитного поля [4, 11-14] имеет вид компактного ряда узловых значений магнитных вектор-потенциалов. Однако минимизация энергии дает поверхность решения, которое является единственным и точно определенным везде, а не только в вершинах треугольников. Поле ТГВ–300 определялось с помощью разработанного пакета программ FILDSTG.

На рис. 2 представлена картина распределения магнитного поля (линии равного векторного потенциала Re $\underline{A}$) в активном сечении ТГ, построенная для режима номинальной нагрузки.

В режиме номинальной нагрузки максимальные по абсолютной величине значения Re $\underline{A}$ достигают 1,049 Вб/м, изолинии на рисунке отображены с шагом ΔRe $\underline{A}$ = 0,0586 Вб/м (рис. 2).

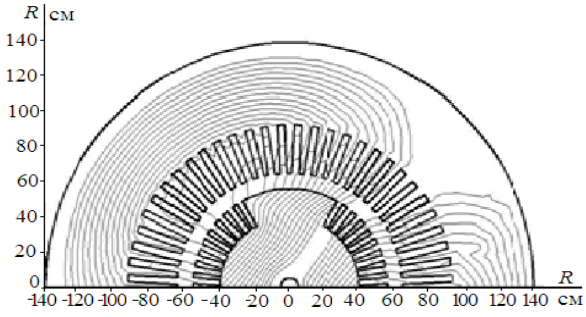


Рис. 2 – Распределение магнитного поля в активном сечении ТГ для режима номинальной нагрузки

Учитывались также значения механических потерь и расходов охлаждающих сред по трактам охлаждения из вентиляционного расчета.

На основе экспериментальных данных штатной системы термоконтроля ТГ для приведенных в табл. 2 эксплуатационных режимов были выполнены вариантные расчетные исследования МКЭ величин нагревов ОР при частичной закупорке вентиляционных каналов ее витков в пазу.

Температурное поле рассчитывалось на полюсном делении в наиболее нагретой зоне бочки ротора (в центральном сечении – на выходе горячего газа из обмотки). Расчетные максимальные температуры (°С) обмотки ротора ТГВ–300 при

наличии дефектов охлаждения приведены в табл. 3.

Так как температуры обмотки возбуждения регистрируются при разных нагрузках, то исследования для диагностики термодефектов в роторах проводились на основе построения статистических моделей, которые имели такой вид

$$T_{ов} = f(P, Q, U_l, I_l, \cos\varphi, U_f, i_f),$$

где $T_{ов}$ – температура обмотки возбуждения;

P и Q – активная и реактивная мощности соответственно;

U_l, I_l, U_f, i_f – напряжение и ток статора и ротора соответственно, cos φ – коэффициент мощности.

Таблица 3 – Расчетные максимальные температуры обмотки ротора ТГВ-300 при наличии дефектов охлаждения

№ реж.	Количество закупоренных каналов обмотки возбуждения в пазу ротора					
	0		1	3	5	7
	Экспе-римент	Расчет МКЭ				
1	88,5	85,7	94,7	113,2	134,2	187,0
2	78,5	80,7	88,8	105,5	124,2	170,9
3	71,0	76,6	84,0	99,1	115,8	156,8
4	63,4	71,3	77,7	90,5	104,5	136,3
5	58,4	70,1	76,2	88,5	101,7	131,0
6	57,6	67,7	73,5	84,9	97,2	123,8

Выбор моделей может быть и другим, и определяется наличием или отсутствием тех или иных статистических данных на электростанциях Украины.

Статистические модели построены с применением классических методов математической статистики с использованием компьютерного моделирования [7, 13].

На основе рассчитанных максимальных температур обмотки возбуждения в зависимости от степени развития в ней термодефектов (количества закупоренных каналов обмотки возбуждения в пазу ротора) и активной и реактивной мощности турбогенераторов (табл. 3) построены многофакторные регрессионные зависимости, основанные на методе наименьших квадратов и обеспечивающие высокую достоверность моделей [1]. Ниже приведены эти зависимости.

$T_{ов} = -39{,}66 + 0{,}105\,P - 0{,}0002\,P^2 - 0{,}106\,Q + 0{,}0004\,Q^2 + 2{,}56\,U_l + 0{,}00015\,U_l^2 - 0{,}97\,I_l + 10{,}94\cos\varphi + 0{,}103\,U_f + 7{,}653\,i_f$ – для варианта условно бездефектной машины.

$T_{ов} = -27{,}77 + 0{,}194\,P + 0{,}0002\,P^2 + 0{,}479\,Q + 0{,}0003\,Q^2 - 1{,}154\,U_l + 0{,}00043\,U_l^2 - 2{,}925\,I_l + 111{,}413\cos\varphi - 0{,}417\,U_f + 20{,}488\,i_f$ – для варианта закупорки 1 канала обмотки возбуждения.

$T_{ов} = -185{,}92 + 0{,}354\,P - 0{,}0003\,P^2 + 0{,}385\,Q + 0{,}0007\,Q^2 + 3{,}69\,U_l + 0{,}00093\,U_l^2 + 2{,}546\,I_l + 137{,}77\cos\varphi - 0{,}486\,U_f + 30{,}03\,i_f$ – для варианта закупорки 3 каналов обмотки возбуждения.

$T_{ов} = -118{,}05 + 0{,}538\,P - 0{,}001\,P^2 + 0{,}148\,Q + 0{,}00095\,Q^2 - 1{,}15\,U_l + 0{,}0017\,U_l^2 + 6{,}578\,I_l + 111{,}829\cos\varphi - 0{,}295\,U_f + 33{,}512\,i_f$ – для варианта закупорки 5 каналов обмотки возбуждения.

$T_{ов} = 124{,}11 + 0{,}353\,P - 0{,}0002\,P^2 + 1{,}15\,Q + 0{,}0009\,Q^2 - 18{,}68\,U_l + 0{,}0024\,U_l^2 + 13{,}11\,I_l + 259{,}44\cos\varphi - 1{,}34\,U_f + 94{,}35\,i_f$ – для варианта закупорки 7 каналов обмотки возбуждения.

Чтобы адекватно оценить значения контролируемого параметра, достаточно подставить фактические значения параметров, характеризующие текущий режим, в соответствующую регрессионную зависимость, чтобы получить ожидаемое значение, характерное данному режиму.

Для всех полученных зависимостей были просчитаны доверительные интервалы. Интервалы отклонений (для разных нагрузок, напряжений и токов статора и ротора соответственно и т.д.) от точек измерений не превышали 13 %, что показывает на то, что данные находятся в значительной корреляции с техническим состоянием турбогенератора, а случайная составляющая влияет менее значимо.

Такие зависимости можно построить также при различных иных дефектах в системе охлаждения ротора турбогенератора, в т.ч. при частичных закупорках каналов охлаждения, нарушениях роботы компрессоров и газоохладителей и др.

Проведенные исследования показывают, что температурная диагностика ротора электрических машин, которая проводится на основе построения статистических моделей, существенно повышает ее достоверность и эффективность.

Здесь приведены зависимости для максимальных температур обмотки возбуждения. Однако в эксплуатации контролируются, как правило, средние температуры. Тогда для использования при диагностики полученных соотношений их необходимо дополнить соотношениями зависимостей средних от максимальных температур. Так, для рассмотренного случая средняя температура обмотки возбуждения условно бездефектной машины будет иметь вид $T_{ср} = f(T_м)$. Диагностирование может осуществляться как по средней, так и по максимальной температуре. Однако, более целесообразно, оперировать с максимальными температурами, так как допусковый контроль осуществляется по максимальным температурам. Аналогично можно построить зависимости $T_м = f(T_{ср})$.

Выводы. 1. Разработана методика теплового расчета ротора ТГ при наличии дефектов в системе охлаждения. Сопоставление результатов численного расчета температурного поля ротора с экспериментальными данными натурных испытаний мощного ТГ показало на их удовлетворительное совпадение по температурам обмотки возбуждения в различных нагрузочных режимах.

2. Расчетные тепловые исследования ТГ мощностью 300 МВт показали, что при закупорке пяти вентиляционных каналов проводников максимальная температура изоляции обмотки возбуждения в режимах **1, 2** близка или превышает

предельно допустимую (130 °С) для класса нагревостойкости изоляции *B*. Поэтому эксплуатация ТГ при таких нагрузках и дефектах охлаждения снижает надежность машины и уменьшает остаточный ресурс с точки зрения теплового старения изоляции ОР. При семи закупоренных каналах работа ТГ в режимах **1–4** недопустима. Эти данные показывают на необходимость теплового контроля и диагностирования системы охлаждения роторов ТГ.

3. На основе эксплуатационного контроля температуры обмотки ротора мощных турбогенераторов и построенных статистических моделей зависимости температуры от технологических параметров, степени ухудшения условий охлаждения витков обмотки можно с большой достоверностью диагностировать многие дефекты в системе охлаждения обмотки ротора в условиях эксплуатации генераторов при постоянно изменяющихся нагрузках и технологических параметрах.

Список литературы:

1. *Главдзевич Ю. Г.* Синтез регрессионных зависимостей для исследования режимов работы турбогенераторов / *Ю .Г. Главдзевич, В. И. Герман, Я. А. Дирба, Я. А. Новик* // Изв. АН Латв. ССР. Серия физ. и техн. наук. – 1984. –№5. – С. 48–52.
2. *Брынский Е. А.* Вихревые токи, нагревы и обеспечение термостойкости массивных роторов крупных электрических машин переменного тока: дис. д-ра техн. наук : 05.09.01 / *Брынский Евгений Алексеевич.* – Л., 1987. – 419 с.
3. *Данько В. Г.* Аналіз теплового стану турбогенератора потужністю 325 МВт з аксіальним водневим охолодженням / *В. Г. Данько, Є. В. Гончаров, І. Я. Черемісов, Г. І. Сайног* // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2010. – Вип. 25. – С. 46–53.
4. *Зенкевич О.* Метод конечных элементов в технике / *О. Зенкевич.* –М.: Мир, 1975. – 541 с.
5. *Зозулін Ю. В.* Створення нових типів та модернізація діючих турбогенераторів для теплових електричних станцій / *Ю. В. Зозулін, О. Є. Антонов, В. М. Бичік* [и др.]. – Х.: ПФ «Колегіум», 2011. – 228 с.
6. *Иноземцев Е.К.* Ремонт турбогенераторов ТГВ–200 и ТГВ–300 / *Е.К. Иноземцев.* – М.: Энергия, 1977. – 120 с.
7. *Кремер Н. Ш.* Теория вероятностей и математическая статистика / *Н. Ш. Кремер.* – М: Юнити–Дана, 2002. – 543 с.
8. *Кучинский К. А.* Анализ температурного поля ротора турбогенератора мощностью 300 МВт при асимметрии охлаждения пазовой зоны / *К. А. Кучинский* // Технічна електродинаміка. – 2013. – № 4. – С. 59–66.
9. *Кучинский К. А.* Компьютерное моделирование и вариантный анализ тепловых процессов в роторе турбогенератора типа ТГВ–250 / *К. А. Кучинский, Г. М. Федоренко* // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2013. – Вип. 36. – С. 51–60.
10. *Левицкий А. С.* Измерение термодинамического прогиба турбогенератора / *А. С. Левицкий, Г. М. Федоренко* // Гідроенергетика України. – 2014. – № 1. – С. 5–6.
11. *Милых В. И.* Численно-полевые расчеты электромагнитных параметров турбогенераторов / *В. И. Милых, Н. В. Полякова* // Вісник НТУ «ХПІ». Серія «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – 2014. – № 38 (1081). – С. 3–18.
12. Милых В.И. Организация численного расчета магнитного поля турбогенератора в режиме нагрузки с обеспечением заданных его выходных параметров / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Електротехніка і електромеханіка. –2012. – №1. – С.36-41.
13. **13.** *Руденко В. М.* Математична статистика / *В. М. Руденко.* – К. : Центр учбової літератури, 2012, – 304 с.
14. *Сегерлинд Л.* Применение метода конечных элементов / *Л. Сегерлинд.* – М.: Мир, 1979. – 392 с.
15. *Пузаков С.Е.* Справочник по ремонту турбогенераторов / С. Е. Пузаков, О. С. Голоднова, Г. В. Ростик [и др.]. – М.: ИПК Госслужбы, ВИПКэнерго, 2006. – 724 с.
16. *Счастливый Г. Г.* Турбо- и гидрогенераторы при переменных графиках нагрузки / *Г. Г. Счастливый, Г. М. Федоренко, В. И. Выговский.* – К.: Наук. думка, 1985. – 208 с.
17. *Шидловский А. К.* Фундаментальные и прикладные исследования в области энергетического электромашиностроения на пороге III-го тысячелетия / *А. К. Шидловский, Г. М. Федоренко, В. В. Кузьмин* // Новини енергетики. – 2001. – № 9. – С. 20–28.
18. *Zawoysky R. J.*, *Genovese W. M.*. Generator Rotor Thermal Sensitivity – Theory and Experience / *R. J. Zawoysky*, *W. M. Genovese* // GE Power System. – GER-3809. – April 2010. – P. 1–18. – Режим доступа: http:// site.geenergy.com/ prod_serv/ products/ tech_docs/en/downloads/ger3809.pdf. – Дата звертання : 20 січня 2013.

References (transliterated):

1. Blavdzevich YU. G., German V. I., Dirba YA. A., Novik YA. A. Sintez regressionnyih zavisimostey dlya issledovaniya rezhimov rabotyi turbogeneratorov [Synthesis regression dependences for research of operating modes of turbogenerators]. *Izvestiya AN LSSR. Seriya fizicheskih i tehnicheskih nauk.* 1985, no. 5, pp. 48–52.
2. Brynskii E. A. *Vihrevyie toki, nagrevyi i obespechenie termostoykosti massivnyih rotorov krupnyih elektricheskih mashin peremennogo toka: dis. d-ra tekhn. nauk 05.09.01* [Eddy currents, heating and maintenance of thermal stability of massive rotors of large electric machines of an alternating current. Dr. eng. sci. diss.]. Leningrad, 1987. 419 p.
3. Danko V. G., Goncharov E. V., Cheremisov I. Ya., Sainog G. I. Analiz teplovogo stanu turbogeneratora potuzhnistyu 325 MVt z aksialnyim vodnevyim oholodzhennyam [The analysis of a thermal condition of the turbogenerator power 325 MW with axial hydrogen cooling]. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. Kiev, 2010, no. 25, pp. 46–53.
4. Zenkevich O. *Metod konechnyih elementov v tehnike* [The finite-elements method in techniques]. Moskow, Mir Publ., 1975. 541 p.
5. Zozulin Yu. V., Antonov O. E., Bychik V. M., Borichevskii A. M., Kobzar K. O., Livshits O. L., Rakogon V. G., Rogovyi I. Kh., Khajmovich L. L., Cherednik V. I. *Stvorennya novyih tyipiv ta modernizatslya diyuchyih turbogeneratorsv dlya teplovyih elektrichnyih stantsiy* [Creation of new types and modernization of acting turbogenerators for thermal power plants]. Kharkiv, PF «Kolegium» Publ., 2011. 228 p.
6. Inosemtsev E. K. *Remont turbogeneratorov TGV–200 i TGV–*300 [Repair of turbogenerators TGV–200 and TGV–300]. Moskow, Energiia Publ., 1977. 120 p.
7. Kremer N. Sh. *Teoriya veroyatnostey i matematicheskaya statistika* [Probability theory and mathematical statistics]. Moskow, Yuniti–Dana Publ., 2002. 543 p.
8. Kuchinskii K.A. *Analiz temperaturnogo polya rotora turbogeneratora moschnostyu 300 MVt pri asimmetrii ohlazhdeniya pazovoy zonyi* [The analysis of temperature field of rotor of turbogenerator capacity 300 MW at asymmetry of cooling of grooving zone]. *Tehnichna elektrodinamika*. Kiev, 2013, no.4, pp. 59–66.
9. Kuchynskyi K. A., Fedorenko G. M. *Kompyuternoe modelirovanie i variantnyiy analiz teplovyih protsessov v rotore turbogeneratora tipa TGV–250* [Computer modeling and the variant analysis of thermal processes in the rotor of the turbogenerator of type TGV–250]. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. Kiev, 2013, issue 36, pp. 51–60.
10. Levitsky A. S., Fedorenko G. M. *Izmerenie termodinamicheskogo progiba turbogeneratora* [Measurement of a thermodynamic bending flexure of the turbogenerator]. *Gidroenergetika Ukrainy*. Kiev, 2014. no 1, pp. 5–6.
11. Milykh, V. I., Polyakova N. V. Chislenno-polevyie raschetyi elektromagnitnyih parametrov turbogeneratorov. [Numerical field calculations of the electromagnetic parameters of turbogenerators] *Visnik NTU "HPI". Seriya "Elektrichni mashini ta elektromehanichne peretvorennya energii"*. Kharkov: NTU "KPI", 2014, no. 38(1081), pp. 3–18.
12. Milykh V. I., Polyakova N. V. Organizatsiya chislennogo rascheta magnitnogo polya turbogeneratora v rezhime nagruzki s obespecheniem zadannyih ego vyihodnyih parametrov [Organization of numerical calculation of the magnetic field of turbogenerator in

the mode of loading with providing of prescribed out parameters]. *Electrotekhnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromehanics*. 2012, no. 1, pp. 36-41.

13. Rudenko V. M. *Matematichna statistika* [Mathematical statistics]. Kiev, Tsentr uchbovoyi literatury Publ, 2012. 304 p.

14. Segerlind L. *Primenenie metoda konechnyih elementov* [Application of a finite-elements method]. Moskow, Mir Publ., 1979. 392 p.

15. Puzakov S. E., Golodnova O. S., Rostik G. V. *Spravochnik po remontu turbogeneratorov* [Reference book on repair of turbogenerators]. Moskow, IPK gossluzhby, VIPKenergo Publ., 2006. 724 p.

16. Schastlivyi G. G., Fedorenko G. M., Vygovskii V. I. *Turbo- i gidrogeneratoryi pri peremennyih grafikah nagruzki* [Turbo- and hydrogenerators at variable generation schedules]. Kiev, Naukova dumka Publ., 1985. 208 p.

17. Shidlovskii A. K., Fedorenko G. M., Kuzmin V. V. Fundamentalnyie i prikladnyie issledovaniya v oblasti energeticheskogo elektromashinostroeniya na poroge III-go tyisyacheletiya [Fundamental and applied researches in the field of power the electric machine industry on a threshold of III the millennium]. *Novyny energetici.* Kiev, 2001, no 9, pp. 20–28.

18. Zawoysky R. J., Genovese W. M.. Generator Rotor Thermal Sensitivity – Theory and Experience. *Journal of GE Power System.* GER-3809. April 2010, pp. 1–18. Available at: http://www.thg.ru/graphic/voxel_ray_casting. (accessed 20.01.2013).

Поступила (received) 18.07.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Статистические модели для диагностики термодефектов ротора в условиях переменной нагрузки турбогенераторов / О. І. Титко, К. А. Кучинський, В. О. Тітко // Вісник НТУ «ХПІ». Тематичний випуск «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 49–54. – Бібліогр.: 18 назв. – ISSN 2409-9295.

Статистические модели для диагностики термодефектов ротора в условиях переменной нагрузки турбогенераторов / А. И. Титко, К. А. Кучинський, В. А. Титко // Вісник НТУ «ХПІ». Тематичний випуск «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 49–54. – Библиогр.: 18 назв. – ISSN 2409-9295.

The statistical models for diagnostics of a rotor thermo defects in the conditions of variable loading of turbogenerators / O. I. Tytko, K. A. Kuchynskyi, V. O. Titko // Bulletin of NTU "KhPI". Thematic edition "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2016. – №11 (1183). – P. 49–54. – Bibliogr. 18. – ISSN 2409-9295.

«*Відомості про авторів / Сведения об авторах /About the Authors*»

Тітко Олексій Іванович, член-корр. НАН України, доктор технічних наук, професор, Інститут електродинаміки НАН України, завідувач відділом, (044)456-64-79; e-mail: otytko@ied.org.ua

Титко Алексей Иванович, член-корр. НАН Украины, доктор технических наук, профессор, Институт электродинамики НАН Украины, заведующий отделом, (044)456-64-79; e-mail: otytko@ied.org.ua

Tytko Oleksiy Ivanovich, Corresponding Member of NAS Ukraine, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Department Head, +38 (044)456-64-79; e-mail: otytko@ied.org.ua

Кучинський Костянтин Артурович, доктор технічних наук, старший науковий співробітник, Інститут електродинаміки НАН України, ведучий науковий співробітник, (044)366-26-88; e-mail: kuchynskyy@mail.ru

Кучинский Константин Артурович, доктор технических наук, старший научный сотрудник, Институт электродинамики НАН Украины, ведущий научный сотрудник, (044)366-26-88; e-mail: kuchynskyy@mail.ru

Kuchynskyi Kostiantyn Arturovich, Doctor of Technical Sciences, Senior Research Officer, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Leading Researcher; +38(044) 366-26-88; e-mail: kuchynskyy@mail.ru

Тітко Владислав Олексійович, кандидат технічних наук, Інститут електродинаміки НАН України, науковий співробітник; (044)366-24-79; e-mail: titko_ied@mail.ru

Титко Владислав Алексеевич, кандидат технических наук, Институт электродинамики НАН Украины, научный сотрудник; (044)366-24-79; e-mail: titko_ied@mail.ru

Titko Vladislav Olekseevich, Candidate of Technical Sciences, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Research Officer; +38(044) 366-24-79; e-mail: titko_ied@mail.ru

УДК 621.313.282

В. Ф. БОЛЮХ, С. В. ОЛЕКСЕНКО, И. С. ЩУКИН

ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ЛИНЕЙНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В ПРОМЫШЛЕННЫХ УСТРОЙСТВАХ

Розроблена математична модель лінійного імпульсного електромеханічного перетворювача індукційного типу. Встановлено, що у виконавчому механізмі реле, що чергується, локально виникають більш високі сили, але швидкість якоря вище у виконавчому механізмі дублюючого реле. Досліджено пристрій очищення проводів ЛЕП, в якому на провід діє подвійний удар, викликаний прямим і зворотним ходом якоря. Досліджено бункер з двома пристроями ударно-механічного очищення. Показано, що для забезпечення рівномірного очищення всієї поверхні бункера доцільний пристрій з якорем, а для локальної очистки - пристрій без якоря.

Ключові слова: лінійний імпульсний електромеханічний перетворювач індукційного типу, виконавчий механізм реле, пристрій очищення проводів ЛЕП, пристрій ударно-механічного очищення.

Разработана математическая модель линейного импульсного электромеханического преобразователя индукционного типа. Установлено, что в исполнительном механизме чередующего реле локально возникают более высокие силы, но скорость якоря выше в исполнительном механизме дублирующего реле. Исследовано устройство очистки проводов ЛЭП, в котором на провод действует двойной удар, вызванный прямым и обратным ходом якоря. Исследован бункер с двумя устройствами ударно-механической очистки. Показано, что для обеспечения равномерной очистки всей поверхности бункера целесообразно устройство с якорем, а для локальной очистки – устройство без якоря.

Ключевые слова: линейный импульсный электромеханический преобразователь индукционного типа, исполнительный механизм реле, устройство очистки проводов ЛЭП, устройство ударно-механической очистки.

A mathematical model of a linear pulsed electromechanical transducer induction type, which describes ultrafast electromagnetic, thermal and mechanical processes that appear when you move the anchor relative to the inductor, is developed. The mathematical model uses the finite element method with a "deformable" mesh in integrating the spatial variables and improved method Gere in the integration over time. It is shown that the electromechanical processes in linear pulsed electromechanical transducer are complex, time-space character, and every time there is a significant spatial non-uniformity of the induced current density in the armature current.

We consider the operation of the actuators of the two types of high-speed relays: enable or disable alternate in position when the control pulse and the main backup control signal. It is shown that in the actuator relays alternates occur locally higher electrodynamics' forces, but the armature speed up the backup in the actuator relay. Experimental studies of models of executive relays mechanisms were held, which up to 6.5% in the calculated consistent performance. It is investigated experimental layout of transmission line wire cleaning device, which acts on the wire double blow caused by the direct and reverse motion of the armature, so that there is shaking adhering snow and ice cracking. The device helped to effectively get rid of the glaciers formed in thickness 2 - 5 mm and not allowed to form the newly formed. It is investigated experimental layout of hopper with two devices shock the mechanical purification of hang loose materials. The first device is located between the armature and the inductor winding of the hopper wall, and the second inductor coil device directly communicates with the hopper wall. It is shown that to ensure uniform treatment across the surface of the hopper it is advisable to anchor the device, and for local treatment - unit without an anchor.

Keywords: linear pulsed electromechanical transducer induction type, actuator of the high-speed relay, transmission line wire cleaning device, shock devices of the mechanical purification of hang loose materials.

Введение. Линейные импульсные электромеханические преобразователи (ЛИЭП) обеспечивают высокую скорость исполнительного элемента (ИЭ) на коротком активном участке, и/или создают мощные силовые импульсы при незначительном перемещении [1, 2].

Анализ основных достижений. ЛИЭП используются во многих отраслях науки и техники в качестве электромеханических ускорителей и ударно-силовых устройств. В строительстве применяются электромагнитные молоты и устройства для забивания свай, в горной промышленности – бутобои и вибраторы, в геологоразведке – вибросейсмоисточники, в машиностроении – прессы и молоты с большим диапазоном энергии удара, в химической и медико-биологической промышленности – вибросмесители и дозаторы. ЛИЭП также применяются в быстродействующей клапанной и коммутационной аппаратуре, в испытательных комплексах для проверки ответственной аппаратуры на ударные нагрузки, в магнитно-импульсных устройствах для прессования порошков керамики, очистки емкостей от налипания сыпучих материалов, уничтожения информации на цифровых носителях и др. [2-5]. ЛИЭП индукционного типа обеспечивает бесконтактное перемещение электропроводящего якоря относительно неподвижного индуктора, возбуждаемого от импульсного источника, например, емкостного накопителя энергии (ЕНЭ) [6].

Цель исследований. Теоретически и экспериментально обосновать целесообразность применения линейных импульсных электромеханических преобразователей индукционного типа в исполнительных механизмах быстродействующего реле, в устройствах ударно-механической очистки проводов ЛЭП от обледенения и бункера от налипшего материала.

Математическая модель. В ЛИЭП индукционного типа при возбуждении от ЕНЭ возникают быстропротекающие электромагнитные, тепловые и механические процессы, проявляющиеся при перемещении якоря относительно обмотки индуктора (ОИ). Реализация математической модели ЛИЭП с использованием теории электрических цепей не позволяет в полной мере описать совокупность пространственно-временных процессов [7]. Исходя из этого, разработана математическая модель ЛИЭП, которая использует метод конечных элементов [8]. Для определения электромагнитных параметров ЛИЭП в цилиндрической системе координат $\{r, z\}$ рассчитывается векторный магнитный потенциал A

© В.Ф. Болюх, С. В. Олексеенко, И.С. Щукин, 2016

$$\frac{\partial}{\partial r}\left(\frac{1}{r\mu(B)}\frac{\partial(rA)}{\partial r}\right)+\frac{\partial}{\partial z}\left(\frac{1}{\mu(B)}\frac{\partial A}{\partial z}\right)-\sigma\frac{\partial A}{\partial t}=0\cdot \quad (1)$$

где $\mu(B)$ – магнитная проницаемость, зависящая от индукции магнитного поля B ферромагнитного материала; σ – электропроводность якоря.

Составляющие вектора магнитной индукции находятся по известным соотношениям:

$$B_z=\frac{1}{r}\frac{\partial(rA)}{\partial r};\ B_r=-\frac{\partial A}{\partial z}. \quad (2)$$

Граничными условиями системы выступает уравнение $n\times A=0$, где n - единичный вектор внешней нормали к поверхности. Для ферромагнитных материалов используется нелинейная кривая намагничивания $B=f(H)$.

Ток в индукторе определяется с использованием уравнения:

$$(R_e+R_1)i_1+L_e\frac{di_1}{dt}+\frac{1}{C}\int i_1dt+\frac{N_1}{s}\int_V\frac{dA_l}{dt}dv=U_0 \quad (3)$$

где R_e – активное сопротивление внешней цепи; R_1 – активное сопротивление ОИ; i_1 – ток ОИ; L_e – индуктивность внешней цепи; U_0 – зарядное напряжение ЕНЭ; C – емкость ЕНЭ; N_1 – число витков индуктора; s – площадь поперечного сечения ОИ, пронизываемая магнитным потоком; A_l – проекция векторного магнитного потенциала на направление обхода контура; V – объем индуктора.

Электродинамические усилия (ЭДУ), действующие на якорь, находятся с использованием тензора натяжений Максвелла:

$$f_z=0{,}5\oint_S\left[H(B\cdot n)+B(H\cdot n)-n(H\cdot B)\right]ds, \quad (4)$$

где S – площадь, ограничивающая поперечное сечение якоря; n – единичный вектор нормали к поверхности якоря.

Импульс ЭДУ, определяющий интегральное силовое воздействие на якорь, описывается выражением:

$$F_z=\int_0^t f_z dt\cdot \quad (5)$$

Механические процессы ЛИЭП при аксиальном перемещении якоря описываются уравнением

$$(m_e+m_2)\frac{dv_z}{dt}=f_z', \quad (6)$$

где $f_z'=f_z-k_\mu v_z-0{,}125\pi\gamma_a\beta_a D_m^2 v_z^2$; m_e – масса ИЭ; m_2 – масса якоря; v_z – скорость якоря; k_μ – коэффициент динамического трения; γ_a – плотность воздуха; β_a – коэффициент аэродинамического сопротивления; D_m – внешний диаметр ИЭ.

Аксиальные перемещение Δz и скорость v_z якоря на каждом расчетном шаге Δt можно представить в виде рекуррентных соотношений [18]

$$\Delta z(t_{k+1})=\Delta z(t_k)+v_z(t_k)\Delta t+f_z'\Delta t^2(m_e+m_2)^{-1}; \quad (7)$$

$$v_z(t_{k+1})=v_z(t_k)+f_z'\Delta t(m_e+m_2)^{-1}. \quad (8)$$

Уравнения (1) – (8) описывают электромеханические процессы в ЛИЭП при начальных условиях: $u_c(0)=U_0$; $i_1(0)=0$; $\Delta z(0)=0$; $v_z(0)=0$, где u_c – напряжение ЕНЭ. При расчете предполагаем отсутствие механических перемещений (отдачи) индуктора, деформации элементов и строго аксиальное расположение и перемещения якоря относительно индуктора.

Для определения температуры нагрева ОИ и якоря ЛИЭП используем полевую модель, которая позволяет на каждом временном шаге учесть пространственное распределение температур в активных (ОИ и якорь) и пассивных элементах (каркас индуктора, силовой диск якоря) ЛИЭП [9].

Решение системы (1) – (8) получено с использованием метода конечных элементов при интегрировании по пространственным переменным и усовершенствованного метода Гира при интегрировании по времени. При перемещении якоря используется «деформируемая» сетка. Для решения поставленной цели была разработана математическая модель ЛИЭП в программном пакете *Comsol Multiphysics*, который позволяет адаптивно изменять сетку и контролировать ошибки при работе с различными численными решателями [10].

Моделирование электрических процессов осуществлялось физическими модулями «Electrical circuit», который рассчитывал переходные процессы, и «Magnetic fields», который рассчитывал параметры на основе магнитного поля с учетом перемещения электропроводящего якоря. Моделирование магнитных процессов осуществлялось физическим модулем «Magnetic fields», в котором электромагнитный процесс описывается системой дифференциальных уравнений для каждого узла сеточного разбиения. Моделирование тепловых процессов осуществлялось физическим модулем «Heat transfer in solid».

Математическая модель ЛИЭП выполняется в следующей последовательности:

– выбираются физические задачи («Magnetic fields», «Electrical circuit», «Heat transfer in solid», «Fluid structure interaction»), размерность задачи (2D), тип модели (time-dependent) и метод расчета;

– формируется геометрия ЛИЭП и определяются расчетные области физических задач;

– задаются исходные данные в виде величин и функций, описывающих взаимосвязи между параметрами, например, зависимость удельного сопротивления материала от температуры;

– задаются начальные и граничные условия рассматриваемых физических задач;

– выполняется дискретизация расчетных областей с учетом геометрической модели ЛИЭП;

– выбираются методы решения, как правило, *MUMPS*, *PARDISO* и проводятся численные расчеты.

Решение мультифизической математической модели ЛИЭП производится методом *BDF* (*backward differentiation formula*) или методом *Generalized alpha* с плавающим шагом и ограничениями по времени.

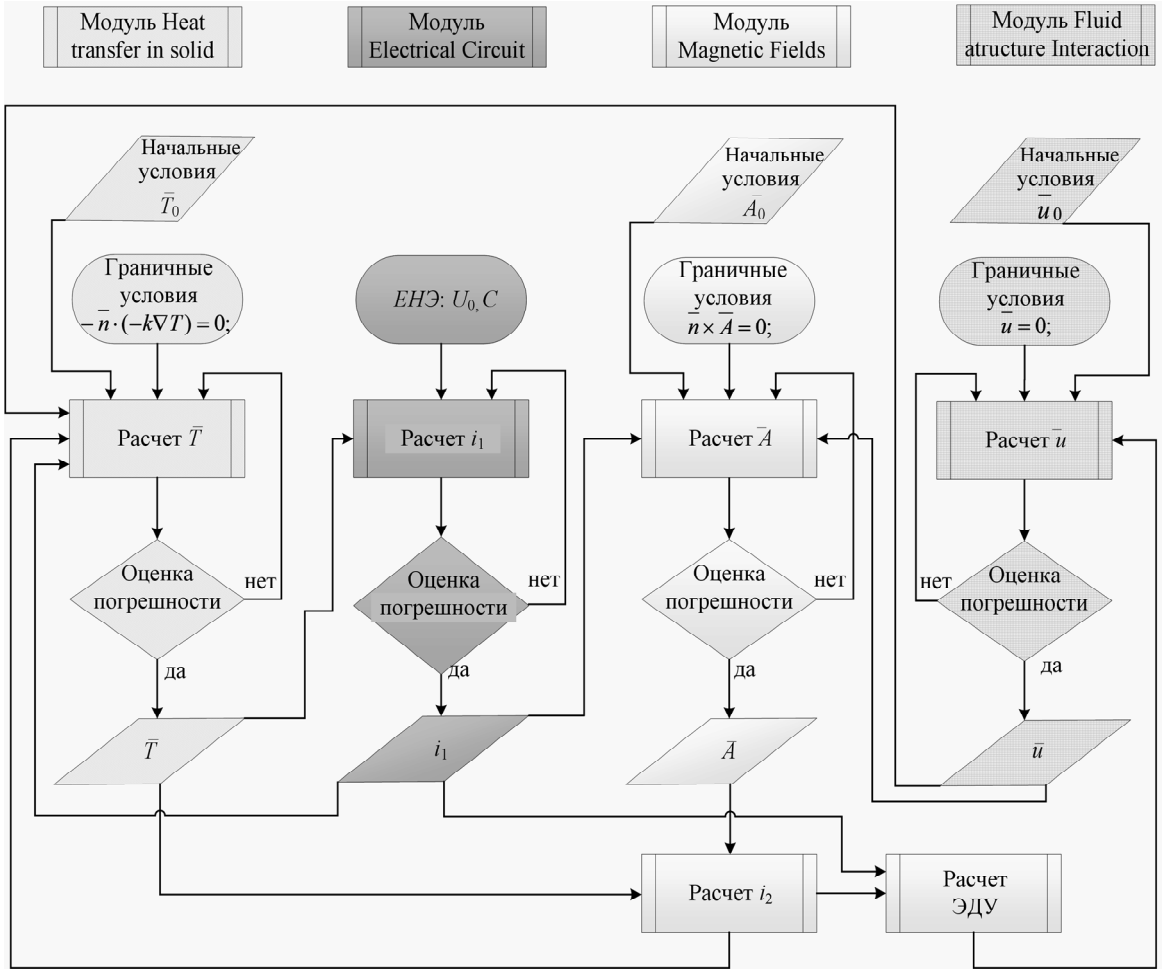


Рис. 1 – Блок-схема взаимосвязанных физических процессов ЛИЭП

Это обусловлено изменением величины погрешности расчета в зависимости от выбранного шага. Решение задачи начинается с шага по времени на 6 порядков меньшего, чем максимально установленный шаг. Этот шаг автоматически варьируется в зависимости от условий сходимости и показателей относительной погрешности полученных решений. Блок-схема взаимосвязанных физических процессов различной природы ЛИЭП представлена на рис. 1.

Рассмотрим ЛИЭП индукционного типа коаксиальной дисковой конфигурации [11]. Данный ЛИЭП состоит из неподвижной ОИ с внешним диаметром D_{ex1}=100 мм, внутренним диаметром D_{in1}=10 мм, высотой H_1=10 мм и количеством витков N_1=46 шт. медной шины сечением $a\times b$=1,8×4,8 мм^2. Якорь выполнен в виде медного диска с параметрами: внешний диаметр D_{ex2}=100 мм, внутренний диаметр D_{in2}=10 мм, высота H_2=3 мм. К якорю присоединен ударный ИЭ массой m_e=0,275 кг. ЕНЭ имеет емкость C=2850 мкФ и зарядное напряжение U_0=400 В. Электронная система обеспечивает формирование полярного апериодического тока в ОИ, для чего последняя шунтирована обратным диодом.

Электромеханические процессы в ЛИЭП носят сложный пространственно-временной характер (рис. 2). Плотность тока в ОИ j_1 во времени имеет форму полярного импульса, в то время как усредненная плотность тока в якоре j_2 через определенное время после начала работы (через 1,2 мс) меняет полярность. В результате этого через указанное время ЭДУ f_z меняет характер воздействия на якорь с отталкивания на притяжение, что приводит к уменьшению величины импульса ЭДУ F_z и скорости якоря v_z.

Процесс перемещения якоря начинается через определенное время после начала рабочего процесса. На каждом временном шаге наблюдается существенная неравномерность распределения индукции магнитного поля B в активных элементах ЛИЭП. Наибольшая концентрация поля наблюдается в области между ОИ и якорем. Однако это происходит только в определенные моменты времени, например, в момент действия максимальных ЭДУ. В последующем величина максимальной индукции магнитного поля уменьшается и перемещается в центральную часть индуктора. При работе ЛИЭП в каждый момент времени наблюдается существенная пространственная неравномерность плотности индуцированного тока в якоре (рис. 3,*а*). Удельные ЭДУ f_z неравномерно воздействуют как на якорь, так и на ОИ (рис. 3,*б*). При этом градиенты температур T в якоре незначительны, а в ОИ практически отсутствуют через 1 мс после начала работы.

Реле с исполнительным механизмом. В цепях устройств противоаварийной автоматики используют быстродействующие электромеханические и микропроцессорные реле для коммутации токов

вторичных цепей различного назначения.

Рассмотрим работу исполнительных механизмов на базе ЛИЭП для двух типов быстродействующих реле: чередующего включенное и отключенное положение при подаче управляющего импульса и дублирующего основной сигнал управления. Указанные механизмы содержат ОИ 1, прямоугольный якорь 2, неподвижные контакты 3, ось поворота якоря 4, корпус реле 5, подвижные контакты 6, выводные контакты реле *a1, a2*, вводные контакты ОИ *a*3 (рис. 4).

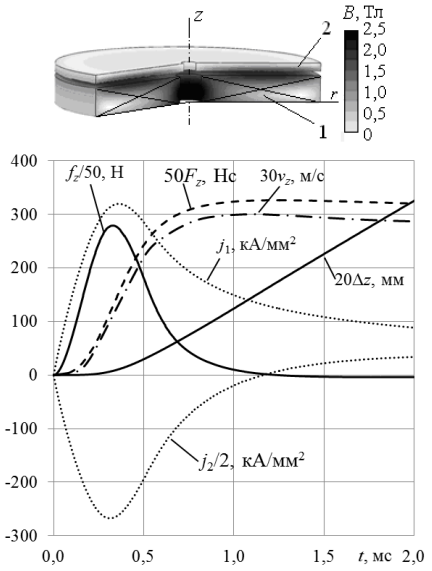
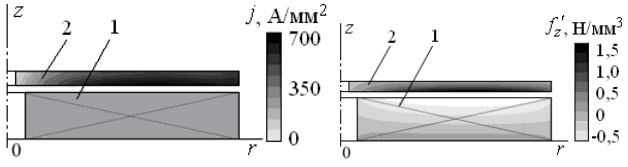


Рис. 2 – Электромеханические характеристики ЛИЭП и распределение магнитного поля в момент действия максимальных ЭДУ



а *б*

Рис. 3 – Распределение плотности тока *а* и удельных ЭДУ *б* в момент действия максимальных ЭДУ:
1 – ОИ; 2 – якорь

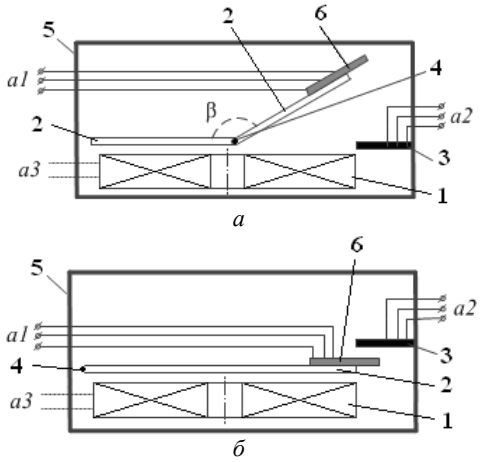


Рис. 4 – Исходное положение исполнительного механизма
а – чередующее реле; *б* – дублирующее реле.

При работе реле под действием момента, созданного ЭДУ, якорь 2 поворачивается относительно оси 4 до замыкания неподвижного контакта 3. Для чередующего реле управляющий импульс на ОИ 1 переключает реле путем поворота якоря 2. Угол раскрытия прямоугольного якоря чередующего реле β=160º.

На рис. 5 представлены временные характеристики рассмотренных реле. У дублирующего реле величина максимальных ЭДУ f_{zm} более, чем в 2 раза выше, а максимальная плотность тока в ОИ j_{1m} в 1,5 раза выше, чем у чередующего реле. Это обусловлено конструкцией якоря и, прежде всего, различной площадью прилегания якоря к ОИ в исходном положении.

Скорость якоря v_z с подвижными контактами для исполнительного механизма дублирующего реле через 1 мс после начала работы достигает 4 м/с (рис. 5,*а*). Для исполнительного механизма чередующего реле скорость v_z ниже и достигает 1,2 м/с (рис. 5,*б*).

Таким образом, исполнительный механизм дублирующего реле имеет более высокое быстродействие, чем исполнительный механизм чередующего реле.

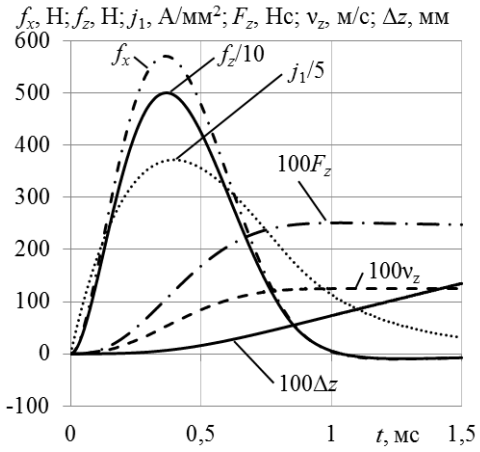


Рис. 5 – Временные характеристики исполнительных механизмов: *а* – дублирующего реле; *б* – чередующего реле.

На рис. 6 представлено распределение индукции магнитного поля, плотности тока и удельных

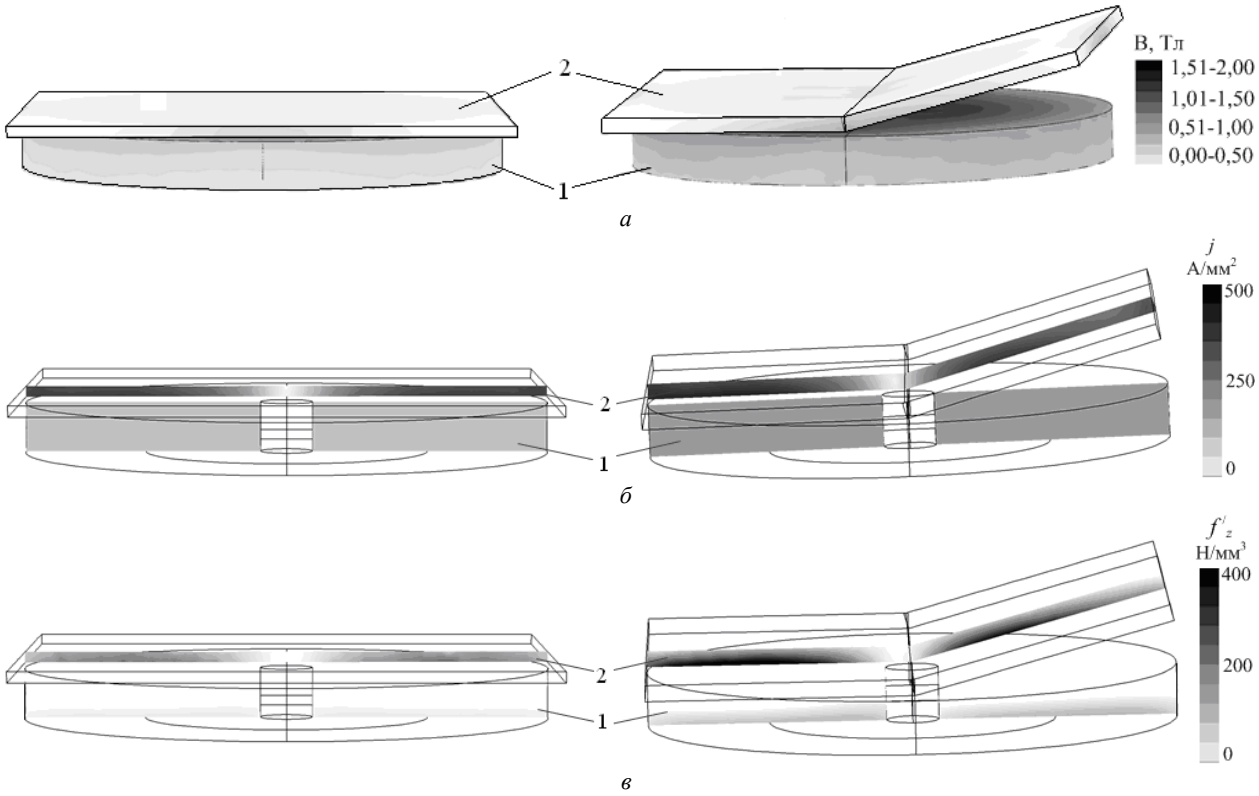


Рис. 6 – Распределение индукции магнитного поля *а*, плотности тока *б* и удельных аксиальных ЭДУ по среднему сечению исполнительного механизма дублирующего (слева) и чередующего (справа) реле в момент максимума ЭДУ *в*:
1 – ОИ; 2 – якорь

аксиальных ЭДУ f'_z по среднему сечению исполнительных механизмов дублирующего и чередующего реле в момент максимума ЭДУ f_{zm}. В исполнительном механизме чередующего реле локально возникают более значительные ЭДУ, чем в исполнительном механизме дублирующего реле. Однако суммарные ЭДУ последнего более чем в 2,5 раза выше за счет использования всей активной поверхности якоря.

Были проведены экспериментальные исследования макетов исполнительных механизмов дублирующего и чередующего реле, которые содержат: ОИ 1, ЭЯ 2, неподвижный контакт 3, ЕНЭ 4, тиристорную систему управления 5, корпус 6 (рис. 7). ОИ намотана медным проводом и имеет следующие параметры: $N_1 = 14$, $S_1 = 0{,}5$ мм^2, $D_{ex1} = 28$ мм, $D_{in1} = 2$ мм, $H_1 = 0{,}8$ мм. Подвижный прямоугольный якорь выполнен из алюминия и имеет следующие параметры: высота $H_2 = 0{,}2$ мм, длина $A = 34$ мм, ширина $B = 32$ мм. Угол раскрытия якоря исполнительного механизма чередующего реле составляет β=120°. ЕНЭ имеет следующие параметры: $C = 90$ мкФ, $U_0 = 310$ В. Тиристорная система управления формирует апериодический импульс тока в ОИ. В качестве подвижного контакта реле используется якорь, к которому подключен проводник. Зазор между подвижным и неподвижным контактами составляет 1 мм.

Методика измерений основана на одновременном измерении электрических и механических процессов [12]. Осциллограф, подключенный к выводным контактам, фиксирует время срабатывания t_c реле.

В табл. 1 приведены результаты расчета и экспериментальных исследований исполнительных механизмов реле: средней скорости перемещения подвижного контакта V_c и времени срабатывания t_c.

Скорость V_c исполнительного механизма дублирующего реле более чем в 3,7 раза выше, чем у чередующего реле. Полученные экспериментальные результаты с точностью до 6,5 % согласуется с расчетными (табл. 1).

Таблица 1 – Результаты расчета и измерений средней скорости перемещения V_c и времени срабатывания t_c исполнительных механизмов реле

Тип реле	Расчет		Эксперимент	
	V_c, м/с	t_c, мс	V_c, м/с	t_c, мс
Дублирующее	0,167	60	0,156	64
Чередующее	0,042	239	0,039	255

Устройство очистки проводов ЛЭП от снега и обледенения. При эксплуатации ЛЭП в зимний период возможно налипание снега и обледенение, что может привести к обрывам проводов, разрушения изоляторов и опор. Вследствие этого энергокомпании и потребители несут значительные убытки, а восстановление оборванных проводов – дорогостоящий и трудоемкий процесс [13]. Время ликвидации гололедных аварий превышает время ликвидации аварий, вызванных другими причинами, в 10 и более раз. Наиболее распространенным методом борьбы с обледенением проводов является плавка

гололеда повышенным током. Во время плавки ЛЭП отключают, что нежелательно, как для энергосистемы, так и для потребителей.

Для предотвращения аварийного отключения целесообразно устройство ударно-механической очистки проводов ЛЭП от налипания снега и обледенения [14]. Устройство может быть установлено на каждый провод пролета ЛЭП. Очистку проводов целесообразно осуществлять не по всей длине ЛЭП, а на отдельных потенциально опасных участках, расположенных например, над водоемами.

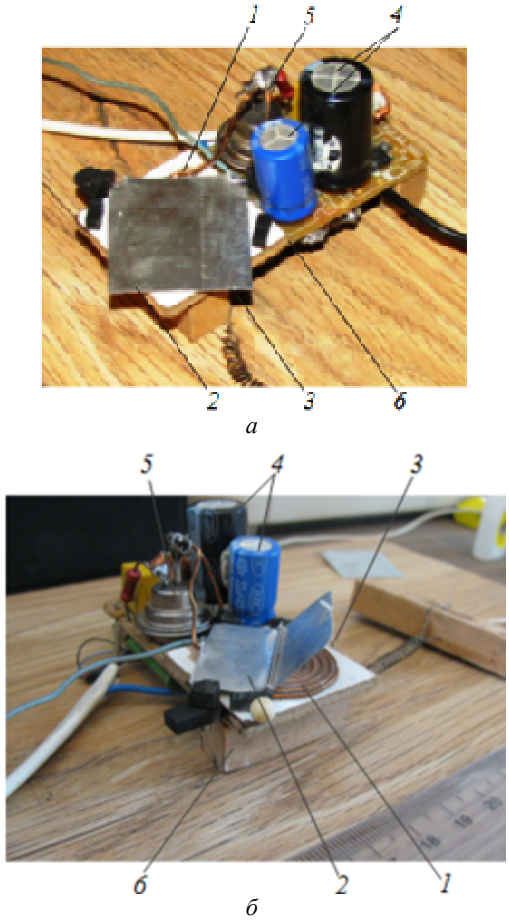


Рис. 7 – Макеты исполнительного механизма:
а –дублирующего реле; *б* – чередующего реле.

Данное устройство может служить догрузкой, снижающей колебания проводов ЛЭП, что актуально для длинных пролетов ЛЭП, например, при переходах через водоемы.

Разработан экспериментальный макет устройства очистки проводов ЛЭП, который содержит силовой трансформатор Т1, опорные изоляторы 2, между которыми натянут исследуемый участок провода 3 ЛЭП марки АС-50 длиной 1,2 м, трансформатор тока 4 типа Т-0,66 УЗ-100/5, блок управления 5, ЭЯ 6, ударный диск 7, ОИ 8, крепежный элемент 9, пружина 10, каркас 11 (рис. 8).

Вторичная обмотка силового трансформатора 1 последовательно соединена с трансформатором тока 4 и участком исследуемого провода 3, обеспечивая ток «в проводе» на уровне 0 – 40 А. Трансформатор тока 4 обеспечивает блок управления 5 зарядным напряжением U_0 для системы мониторинга и заряда ЕНЭ, которые находятся внутри блока управления. Выполненный в форме медного диска якорь 6 соединен с ударным диском 7 и посредством элемента 9 жестко крепится к проводу 3 ЛЭП в середине пролета. Блок управления 5 осуществляет контроль показателей влажности и температуры окружающей среды. Пружина 10 прижимает якорь 6 к ОИ 8, обеспечивая его аксиальное перемещение с возвратом в исходное положение.

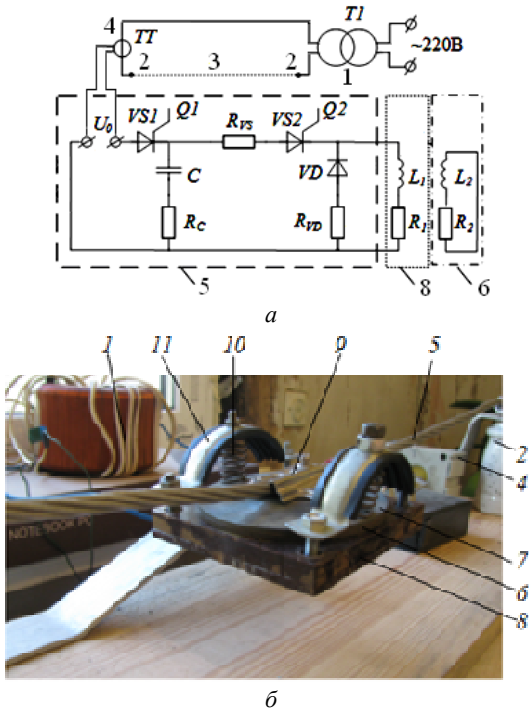


Рис. 8 – Устройство ударно-механической очистки проводов ЛЭП от налипания снега и обледенения:
а – электрическая схема; *б* – макет.

При начале процесса налипания снега и обледенения блок управления 5 осуществляет заряд ЕНЭ. После зарядки ЕНЭ до заданной величины происходит возбуждение ОИ 8, и возникающие при этом ЭДУ отталкивают якорь 6 от ОИ, что приводит к поперечному перемещению провода 3 ЛЭП. Одновременно при этом происходит сжатие возвратных пружин 10. На провод 8 действует двойной удар, вызванный прямым и обратным ходом якоря относительно ОИ, вследствие чего происходит встряхивание налипшего снега и растрескивание гололеда.

В натурных экспериментах использовался провод АС-90 длиной 28 м (рис. 9). Устройство позволило эффективно избавиться от уже сформированного обледенения толщиной 2 – 5 мм и не позволило формироваться новообразованному. Частота работы устройства ударно-механической очистки составила 1 удар в 4 минуты, с расчетной величиной ЭДУ $f_{zm} = 16$ кН.

а

б

Рис. 9 – Провод ЛЭП:
а – до работы устройства ударно-механической очистки;
б – после работы устройства ударно-механической очистки.

Устройство ударно-механической очистки технологического оборудования от сыпучих материалов. Ударно-механическое устройство очистки технологического оборудования предназначено для устранения зависаний материалов в бункерах, очистки стенок бункеров, силосов, перегрузочных устройств от зависших, налипших, примерзших сыпучих материалов, встряхивания рукавов и электродов рукавных электрофильтров и др. [15].

Экспериментальный макет бункера с устройством ударно-механической очистки, показанный на рис. 10, содержит стенка бункера 1, ОИ 2, токовводы 3 и элемент крепления 4 ОИ.

Рис. 10 – Экспериментальный макет бункера с устройством ударно-механической очистки

На наружной поверхности одной из стальных стенок бункера шириной 55 см, высотой 50 см и толщиной 1 мм расположено устройство ударно-механической очистки. ОИ намотана медным проводом сечением $a \times b$ = 1,8×4,8 мм^2 числом витков N_1 = 26. Геометрические параметры ОИ: H_1 = 5 мм, D_{ex1} = 100 мм, D_{in1} = 5 мм.

Исследованы две конструкции устройства ударно-механической очистки (рис. 11).

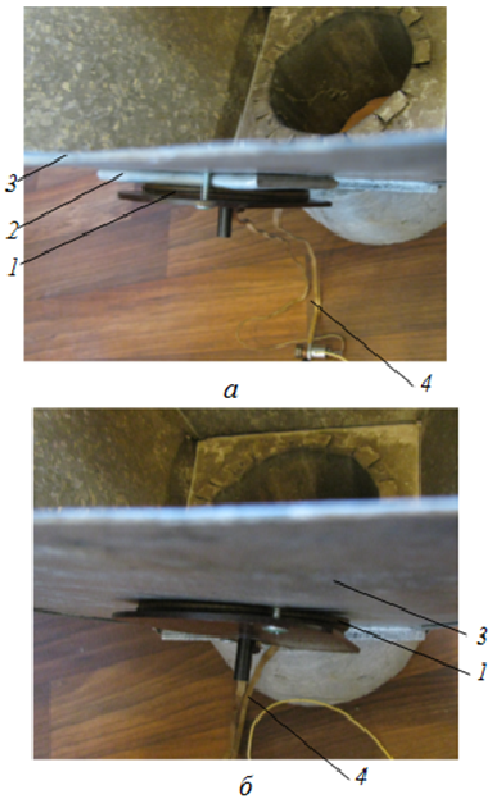
В первом устройстве имеется якорь, который выполнен из алюминиевой прямоугольной пластины высотой $H_2 = H_1$, длиной $A = 1{,}16D_{ex1}$ и шириной $B = D_{ex1}$. Якорь расположен между ОИ и стенкой бункера (рис. 11,*а*).

Во втором устройстве якорь отсутствует и ОИ непосредственно взаимодействует со стенкой бункера (рис. 11,*б*). Здесь вихревой ток, индуцированный магнитным полем ОИ, возникает в стенке бункера, что приводит к ЭДУ между ней и ОИ.

Процесс ударно-механической очистки стенок бункера, на внутренних стенках которого налип сухой цемент, показан на рис. 12.

В процессе очистки было установлено, что применение якоря не всегда целесообразно. Это обусловлено тем, что скорость якоря v_z, при незначительном перемещении ($\Delta z < 0{,}01D_{ex1}$), ниже скорости перемещения стенки бункера. Однако в устройстве с якорем величина импульса ЭДУ $F_z = \int f_z dt$ в более, чем в 3 раза выше, а величина ЭДУ f_{zm} – в 1,5 раз выше, чем в устройстве без якоря, что демонстрируется степенью очистки стенок бункера.

На основании проведенных испытаний можно сделать следующие выводы: для обеспечения равномерной очистки всей поверхности бункера целесообразно устройство с якорем, а для локальной очистки – устройство без якоря.



а

б

Рис. 11 – Вид сверху на устройство ударно-механической очистки бункера: *а* – с якорем; *б* – без якоря;
1 – ОИ; 2 – якорь; 3 – стенки бункера; 4 – токовводы.

а *б*

Рис. 12 – Общий вид бункера с сухим цементом:
а – до работы устройства ударно-механической очистки;
б – после работы устройства ударно-механической очистки.

Выводы. Разработана математическая модель ЛИЭП индукционного типа, в которой описываются быстропротекающие электромагнитные, тепловые и механические процессы, проявляющиеся при перемещении якоря относительно индуктора.

Электромеханические процессы в ЛИЭП носят сложный пространственно-временной характер, причем в каждый момент времени наблюдается существенная пространственная неравномерность плотности тока индуцированного тока в якоре.

Рассмотрена работа исполнительных механизмов двух быстродействующих реле: чередующего включенное и отключенное положение при подаче управляющего импульса и дублирующего основной сигнал управления. В исполнительном механизме чередующего реле локально возникают более значительные ЭДУ, однако скорость якоря выше в исполнительном механизме дублирующего реле. Экспериментальные результаты с точностью до 6,5 % согласуется с расчетными.

Экспериментально исследован макет устройства ударно-механической очистки проводов ЛЭП, в котором на провод действует двойной удар, вызванный прямым и обратным ходом якоря, вследствие чего происходит встряхивание налипшего снега и растрескивание гололеда. Устройство позволило избавиться от сформированного оледенения толщиной 2 – 5 мм и не позволило формироваться новообразованному.

Экспериментально исследован макет бункера с двумя устройствами ударно-механической очистки от зависаний сыпучих материалов. Показано, что для обеспечения равномерной очистки всей поверхности бункера целесообразно устройство с якорем, а для локальной очистки – устройство без якоря, у которого обмотка индуктора непосредственно взаимодействует со стенками бункера.

Список литературы

1. *Болюх В.Ф.* Линейные индукционно-динамические преобразователи / *В.Ф. Болюх, И.С. Щукин.* – Saarbrucken, Germany: Lambert Academic Publishing. - 2014. – 496 с.
2. *Lim D.K.* Characteristic analysis and design of a Thomson coil actuator using an analytic method and a numerical method / *D.K. Lim, D.K. Woo, I.W. Kim* [et al.] // IEEE Transactions on magnetics. – 2013. – Vol. 49. – № 12. – P. 5749–5755.
3. *Young-woo J.* High-speed AC circuit breaker and high-speed OCD / *J. Young-woo, L. Hyun-wook, L. Seok-won* // Proceeding of the conf. «22-th international conference on electricity distribution» (10-13 June) – Stockholm, 2013. – P. 608.
4. *Анненков Ю.М.* Эффективность методов прессования корундо-циркониевых порошков различной дисперсности / *Ю.М. Анненков, В.В. Иванов, А.С. Ивашутенко [и др.]* // Известия Томского политехнического университета. – 2005. – Т. 308, № 7. – С. 39–42.
5. *Hongjun X.* Analysis of parameter sensitivity of induction coil launcher based on orthogonal experimental method / *X. Hongjun, L. Bin, L. Zhiyuan* // IEEE Transactions on Plasma. – 2015. – Vol. 45. – № 1. – P. 1–5.
6. *Болюх В.Ф.* Лінійні електромеханічні перетворювачі імпульсної дії / *В.Ф. Болюх, В.Г. Данько.* – Харків: НТУ «ХПИ», 2006. – 260 с.
7. *Li W.* Parametric analysis of Thomson-coil actuator using adaptive equivalent circuit method / *W. Li, C.S. Koh* // 14th biennial IEEE conference on electromagnetic field computation, digital object identifier, 2010. – P. 1–9.
8. *Подольцев А.Д.* Мультифизическое моделирование в электротехнике / *А.Д. Подольцев, И.Н. Кучерявая.* – Киев, 2015. – 280 с.
9. *Bolyukh V.F.* The thermal state of an electromechanical induction converter with impact action in the cyclic operation mode / *V.F. Bolyukh, I.S. Shchukin* // Russian electrical engineering. – 2012. – Vol. 83, № 10. – P. 571–576.
10. *Bolyukh V.F.* The influence of the parameters of a ferromagnetic shield on the efficiency of a linear induction-dynamic converter / *V.F. Bolyukh , S.V. Oleksenko* // Russian electrical engineering. – 2015. – Vol. 86, № 7. – P. 425–431.
11. *Bolyukh V.F.* High-efficiency impact electromechanical converter / *V.F. Bolyukh, V.F. Luchuk, M.A. Rassokha* [et al.] // Russian electrical engineering. – 2011. – Vol. 82, № 2. – P. 104-110.
12. *Болюх В.Ф.* Экспериментальные исследования влияния параметров ферромагнитного сердечника на электромеханические показатели линейного индукционно-динамического преобразователя / *В.Ф. Болюх, С.В. Олексенко, И.С. Щукин* // Електротехніка і електромеханіка. – 2014.- № 5. – С.13-18.
13. Обзор новых технологий в энергетике // Департамент технического развития ОАО «МРСК Центра». – Вып 1. – 2008. – 11 с.
14. *Иванов Е.Н.* Пат. 2446532, Российская Федерация. Способ удаления льда и снега с проводов и грозозащитных тросов линий электропередачи и устройство для его осуществления / *Е.Н. Иванов.* – 2012.
15. *Борткевич С.П.* Пат. 86639, Україна. Спосіб та пристрій для обчищення стінки від відкладень (варіанти) / *С.П. Борткевич, В.М. Великий, О.В. Матвієнко.* – 2009.

References (transliterated)

1. Bolyukh V.F., Shchukin I.S. *Lineynyye induktsionno-dinamicheskiye preobrazovateli* [Linear induction-dynamic converters]. Saarbrucken, Germany, Lambert Academic Publishing, 2014. 496 p.
2. Lim D.K. Woo D.K., Kim I.W. et al. Characteristic analysis and design of a Thomson coil actuator using an analytic method and a numerical method. *IEEE Transactions on magnetics*. 2013, Vol. 49, no. 12, pp. 5749–5755.
3. Young-woo J. Hyun-wook L., Seok-won L. High-speed AC circuit breaker and high-speed OCD. *Proceeding of the conf. «22-th international conference on electricity distribution» (10-13 June)*, Stockholm, 2013, p. 608.
4. Annenkov Y.M. Ivanov V.V., Ivashutenko A.S. Effektivnost' metodov pressovaniya korundo-tsirkoniyevykh poroshkov razlichnoy dispersnosti [Efficiency compression methods corundum-zirconia powders of different dispersion]. *Izvestija Tomskogo politehnicheskogo universiteta* [Bulletin of the Tomsk Polytechnic University], 2005, Vol. 308, no. 7. - pp. 39–42.
5. Hongjun X., Bin L., Zhiyuan L. Analysis of parameter sensitivity of induction coil launcher based on orthogonal experimental method. *IEEE Transactions on plasma*. 2015, Vol. 45, no. 1, pp. 1–5.

6. Bolyukh V.F., Danko V.G. *Liniyni elektromekhanichni peretvoryuvachi impulsnoyi diyi* [Linear electromechanical transducers impulsive action]. Kharkov, NTU "KPI", 2006, 260 p.
7. Li W., Koh C.S. Parametric analysis of Thomson-coil actuator using adaptive equivalent circuit method. *14th biennial IEEE conference on electromagnetic field computation, digital object identifier*, 2010, pp. 1–9.
8. Podol'tsev A.D., Kucheryavaya I.N. *Mul'tifizicheskoye modelirovaniye v elektrotekhnike* [Multiphysical modeling in electrical engineering]. Kiev. 2015. 280 p.
9. Bolyukh V.F., Shchukin I.S. The thermal state of an electromechanical induction converter with impact action in the cyclic operation mode. *Russian electrical engineering*. 2012, Vol. 83, no. 10, pp. 571–576.
10. Bolyukh V.F. Oleksenko S.V. The influence of the parameters of a ferromagnetic shield on the efficiency of a linear induction-dynamic converter. *Russian electrical engineering*. 2015, Vol. 86, no. 7, pp. 25–431.
11. Bolyukh V. F., Luchuk V. F., Rassokha M. A., Shchukin I.S. High-efficiency impact electromechanical converter. *Russian electrical engineering*. 2011, Vol. 82, no. 2. pp. 104–110.
12. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V. Shchukin I.S. *Eksperimental'nyye issledovaniya vliyaniya parametrov ferromagnitnogo serdechnika na elektromekhanicheskiye pokazateli lineynogo induktsionno-dinamicheskogo preobrazovatelya* [Experimental studies of the effect of the ferromagnetic core parameters on the performance of the linear electro-dynamic inductive converter]. *Electrotechnics and Electromechanics*. 2014, no 5, pp. 13–18.
13. *Obzor novykh tekhnolohyy v énerhetyke* [Review new technology in energy]. Department of technical development of "MRSK CENTER". 2008, issue. 1. p. 11.
14. Ivanov E.N. *Sposob udalenyya lda y sneha s provodov y hrozozashchytnykh trosov lynyy élektroperedachy y ustroystvo dlya eho osushchestvlenyya* [Removal Method lda and snow with wires and rope hrozozaschytnыh electric mains and devices for ego implementation]. Patent RF, no. 2446532, 2012.
15. Bortkevych S.P., Velykyy V.M., Matvienko A.V. *Sposib ta prystriy dlya obchyshchennya stinky vid vidkladen (varianty)* [Method and device for obchyschennya wall of sediment (options)]. Patent Ukraine, no. 86639, 2009.

Поступила (received) 20.07.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Практическая реализация линейных импульсных электромеханических преобразователей в промышленных устройствах / В.Ф. Болюх, С.В. Олексенко, І.С. Щукін // Вісник НТУ «ХПІ». Тематичний випуск «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х.: НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 55–63. – Бібліогр.: 15 назв. – ISSN 2409-9295.

Практическая реализация линейных импульсных электромеханических преобразователей в промышленных устройствах / В.Ф. Болюх, С.В. Олексенко, И.С. Щукин // Вісник НТУ «ХПІ». Тематичний випуск «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 55–63. – Бібліогр.: 15 назв. – ISSN 2409-9295.

Practical implementation of linear impulse electromechanical of inverters in industrial applications / Bolyukh V.F., Oleksenko S.V. Shchukin I.S. // Kharkiv: NTU "KhPI", 2016. – № 11 (1183). – P. 55–63. – Bibliogr. 15. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах /About the Authors

Болюх Володимир Федорович, доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», професор кафедри загальної електротехніки, (057)707-65-14; e-mail: vfbolyukh@gmail.com.

Болюх Владимир Федорович, доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», профессор кафедры общей электротехники, (057)707-65-14; e-mail: vfbolyukh@gmail.com.

Bolyukh Vladimir Fedorovich, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Professor of chair of General Electrical Engineering, +38 (057)707-64-27;
e-mail: vfbolyukh@gmail.com.

Олексенко Сергій Володимирович, Акціонерна компанія "Харківобленерго", старший диспетчер 1 групи Південного району електричних мереж Харківський міських електричних мереж.

Олексенко Сергей Владимирович, Акционерная компания "Харьковоблэнерго", старший диспетчер 1 группы Южного района электрических сетей Харьковский городских электрических сетей;
e-mail: oleksenko_serega@mail.ru.

Olekseenko Sergey Vladimirovich, Joint Stock Company "Kharkivoblenergo" senior manager group 1 Southern District of Electrical Networks Kharkov city electric networks; e-mail: oleksenko_serega@mail.ru.

Щукін Ігор Сергійович, кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри електричних машин; e-mail: tech@tetra.kharkiv.com.

Щукин Игорь Сергеевич, кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры электрических машин; e-mail: tech@ tetra.kharkiv.com

Shchukin Igor Sergeyevich, PhD in Technical Sciences, Assistant professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Assistant professor of the Department of Electrical machines, +38 (057)707-65-14. e-mail: tech@tetra.kharkiv.com

УДК 621.313.2

Л. І. МАЗУРЕНКО, О. В. БІБІК, О. А. БІЛИК, М. О. ШИХНЕНКО

МОДЕЛЮВАННЯ РЕЖИМІВ ТА РЕГУЛЮВАННЯ ЧАСТОТИ ОБЕРТАННЯ ВЕНТИЛЬНО–ІНДУКТОРНОГО ДВИГУНА З ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ІЗ С–СКИДАННЯМ І КОЛИВАЛЬНИМ ПОВЕРНЕННЯМ ЕНЕРГІЇ ПРИ ЗМІНІ КУТІВ КОМУТАЦІЇ

Виконано математичне моделювання та проведено експериментальні дослідження статичних режимів при варіюванні напругою живлення та кутами комутації вентильно–індукторного двигуна з перетворювачем із С-скиданням і коливальним поверненням енергії. Визначено коефіцієнт корисної дії, механічні характеристики та діапазон стабілізації частоти обертання вентильно–індукторного двигуна. Проведено порівняльний аналіз результатів математичного моделювання з експериментальними даними.

Ключові слова: вентильно-індукторний двигун, імітаційне моделювання, комутатор, експериментальні дослідження.

Выполнено математическое моделирование и проведены экспериментальные исследования статических режимов при варьировании напряжением и углами коммутации вентильно–индукторного двигателя с преобразователем с С-сбросом и колебательным возвратом энергии. Определены коэффициент полезного действия, механические характеристики и диапазон стабилизации частоты вращения вентильно–индукторного двигателя. Проведен сравнительный анализ результатов математического моделирования с экспериментальными данными.

Ключевые слова: вентильно-индукторный двигатель, имитационное моделирование, коммутатор, экспериментальные исследования.

The aim of the article is development of mathematical model of switched reluctance motor (SRM), researching of working characteristics, comparison of results of numeral calculations of the modes with experimental results and determination of range of stabilizing of rotor speed. Experimental facility of research of modes at varying of rotor speed of experimental model of switched reluctance motor configuration 6/4 on the basis of the induction motor 4AA56A4 (output power 120 W) using a converter with the C-dump and the oscillation return of energy was developed. The mechanical and energetic characteristics of the SRM at different supply voltages of DC link and switch-on angles at the constant zone of commutation ($\theta_к$=30°) were defined. A mathematical model of switched reluctance motor was developed. It consist of compositions: inductor machine, converter with the C-dump and the oscillation return of energy, control system by position of rotor, load. Matlab and Simulink are used for simulation. The major losses in the motor and efficiency were evaluated. Adequacy of mathematical model at comparison of results of numeral and experimental researches is appraised. The differences of the expected values of currents of phase and efficiency of motor in the range of switch-on angles 39° - 48° from experimental data does not exceed according to 6…14 % and 2…8 %. The range of stabilizing of rotor speed of experimental model SRM is determinated. So it is possible to provide stabilizing of motor speed at the level of 1500 rpm for voltage 110 V by varying switch-on angles in the range 39° - 48° at the constant zone of commutation.

Keywords: switched reluctance motor, simulation modeling, converter, experimental research.

Вступ. Дослідженню статичних та динамічних режимів вентильно–індукторних двигунів (ВІД) присвячена значна кількість наукових робіт [1,2,3,4,5]. Поліпшення техніко–економічних показників ВІД здійснюється завдяки раціональному обмеженню рівня струму та напруги живлення та вибору кутів комутації. Останні суттєво впливають на енергетичні показники ВІД та його робочі характеристики. Під–ходи до керування кутами комутації та аналіз резу–льтатів моделювання режимів ВІД при їх зміні роз–глянуто в [3,5]. При цьому питання стабілізації час–тоти обертання розглядається тільки у контексті змен–шення рівня пульсацій електромагнітного моменту завдяки формуванню форми фазного струму [5,6,7]. Порівняння результатів моделювання та експе–риментальних досліджень ВІД представлено в статтях [2,5], в яких це порівняння недостатньо висвітлено.

Тому метою статті є дослідження за допомогою розробленої математичної моделі робочих характеристик, порівняння результатів чисельних розрахунків режимів з експериментальними даними та визначення діапазону стабілізації частоти обертання ВІД з комутатором зі С–скиданням і коливальним поверненням енергії зміною кутів комутації двигуна.

Експериментальний стенд з ВІД. В якості об'єкта дослідження обрано ВІД, який розроблено на базі асинхронного двигуна 4АА56А4У3 (потужність 120 Вт), з числом полюсів і фаз відповідно 6/4 та m=3 з удосконаленим комутатором із С–скиданням і коливальним поверненням енергії. Електрична схема експериментального стенда з ВІД показана на рис. 1. Вона відрізняється від схеми, яка представлена в [8], можливістю змінювати кути комутації фаз та стабілізувати частоту обертання вала двигуна [9]. Для дослідження впливу на характеристики ВІД зміни кутів комутації фаз та для забезпечення стабілізації обертів вала двигуна трифазний датчик положення ротора PS розташований на валу ВІД таким чином, щоб він формував максимально можливе випередження обох фронтів сигналу комутації. У схему введено формувач затримки фронтів FR сигналу датчика PS, який складається з трьох однакових сегментів, що забезпечують необхідне зміщення сигналу у кожній фазі [9].

Математична модель ВІД. При розробці математичної моделі (ММ) ВІД прийняті наступні допущення: комутація фаз одиночна симетрична; фази двигуна магнітоізольовані; силові транзисторні ключі безінерційні; джерело живлення нескінченної потужності (конденсатор на виході випрямляча забезпечує стабільність напруги). При цих допущеннях система диференціальних рівнянь ВІД має вигляд:

$$\left.\begin{aligned} \frac{d\psi_ф}{dt} &= U_ф - i_ф \cdot R_ф \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{1}{J}\left(M - M_c\right) \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega_r \end{aligned}\right\}, \qquad (1)$$

де $U_ф$, $i_ф$, $\psi_ф$, $R_ф$ – відповідно напруга на виході комутатора, струм, потокозчеплення і активний опір

© Мазуренко Л. І., Бібік О. В., Білик О. А., Шихненко М. О., 2016

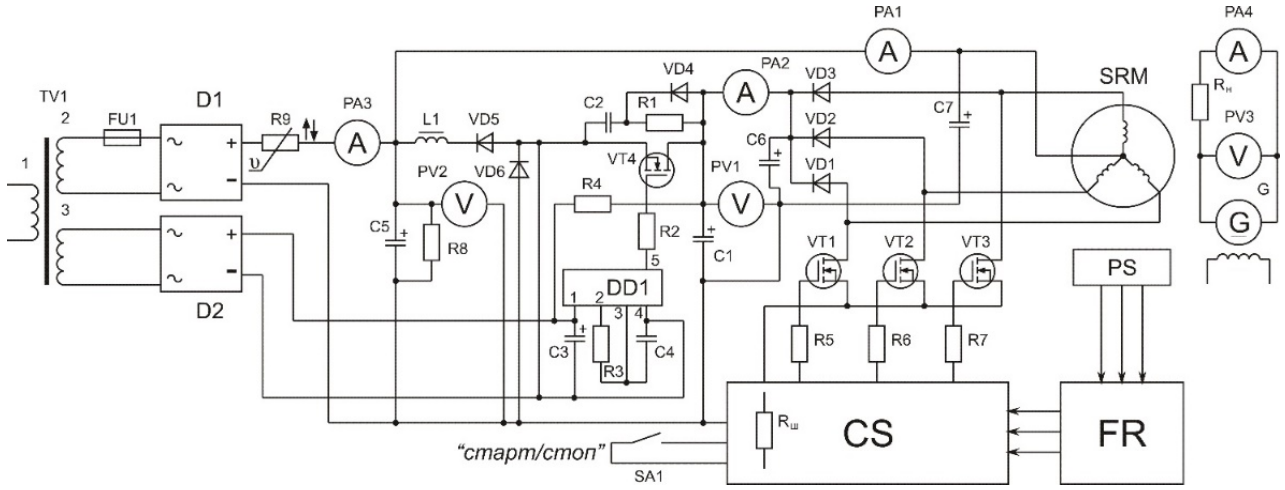


Рис. 1 – Схема експериментального стенда

фази статора; ω_r – частота обертання ротора; J – сумарний момент інерції двигуна і рухомих мас, приведених до ротора двигуна; M – сумарний електромагнітний момент фаз статора; M_C – момент опору навантаження; θ – кут повороту вала ротора. Електромагнітний момент, який діє на ротор ВІД, розраховується через коенергію W' [10]:

$$M = \frac{dW'}{d\theta}\bigg|_{i=const} = \sum_{i=1}^{m} i_\phi \frac{d\psi_\phi}{d\theta} \qquad (2)$$

Математичне моделювання ВІД виконано у середовищі MATLAB – Simulink з використанням бібліотеки SymPowerSystems. Імітаційна модель представлена блоками індукторної машини (SRM), перетворювача (Comutator), системи керування кутами (CS), навантаження (TL) і наведена на рис. 2. Імітаційна модель індукторної машини (IM) показана на рис. 3.

В якості вхідних параметрів моделі ВІД використано залежності індуктивності фази від кута повороту ротора і фазного струму $L_\phi = f(\theta, i_\phi)$, які розраховано методом скінчених елементів (рис. 4), кути ввімкнення і виключення, напруга живлення фази.

З рис. 4 видно, що в моделі ІМ початковим положенням є співпадіння вісі зубців статора і ротора, що відповідає максимальному значенню індуктивності.

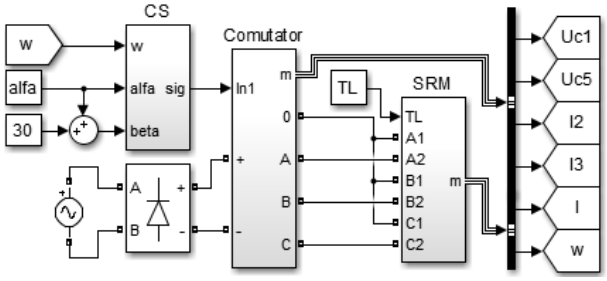


Рис. 2 – Імітаційна модель ВІД

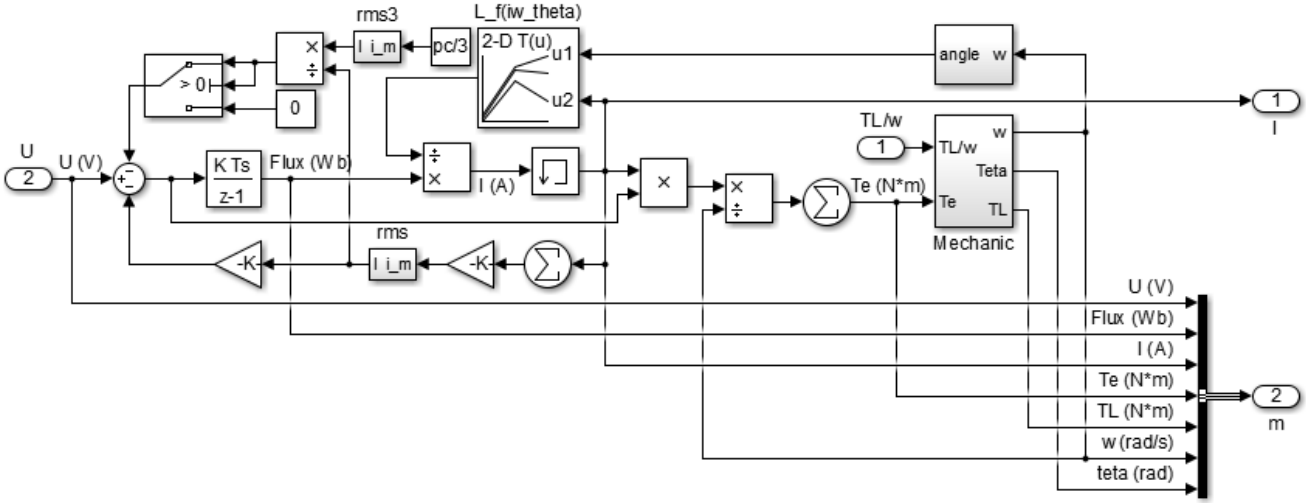


Рис. 3 – Імітаційна модель індукторної машини

Блок комутатора наведено на рис. 5.

Механічні втрати визначено з урахуванням впливу зміни частоти обертання ротора і моменту навантаження за тертям у підшипниках [11]. Втрати в сталі визначено за експериментом, а втрати у вентиляційному вузлі зовнішнього обдуву та аеродинамічні втрати всередині машини не враховано.

Загальний коефіцієнт корисної дії ВІД (з

перетворювачем) визначено як відношення корисної потужності двигуна P_2 до потужності P_d, яка споживається системою:

$$\eta_{ЗАГ} = \frac{P_2}{P_d} = \frac{\omega_r \cdot M_c}{U_d \cdot I_d}, \qquad (3)$$

де U_d, I_d – відповідно напруга і струм ланки постійного струму.

Коефіцієнт корисної дії безпосередньо електричної машини $\eta_{ВІД}$ (без перетворювача) розраховується як відношення потужності на валу P_2 до потужності, яка споживається двигуном P_1. Остання розраховується як сума корисної потужності та сумарних втрат двигуна (в обмотці статора p_a, сталі $p_{ст}$ та механічних $p_{мех}$).

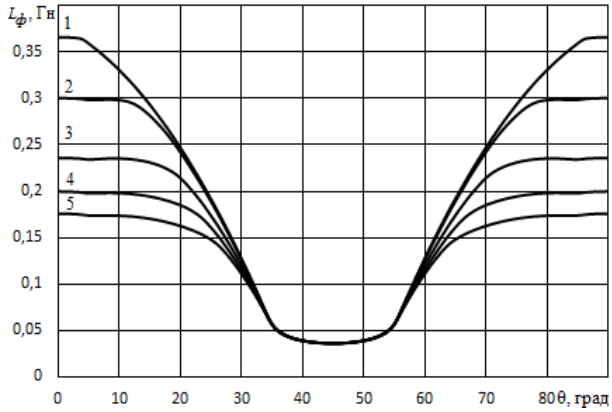


Рис. 4 – Залежності індуктивності $L_ф=f(\theta,i_ф)$:
1 – $i_ф$=0,7 А; *2* – $i_ф$=1,4 А; *3* – $i_ф$=2,1 А;
4 – $i_ф$=2,8 А; *5* – $i_ф$=3,5 А

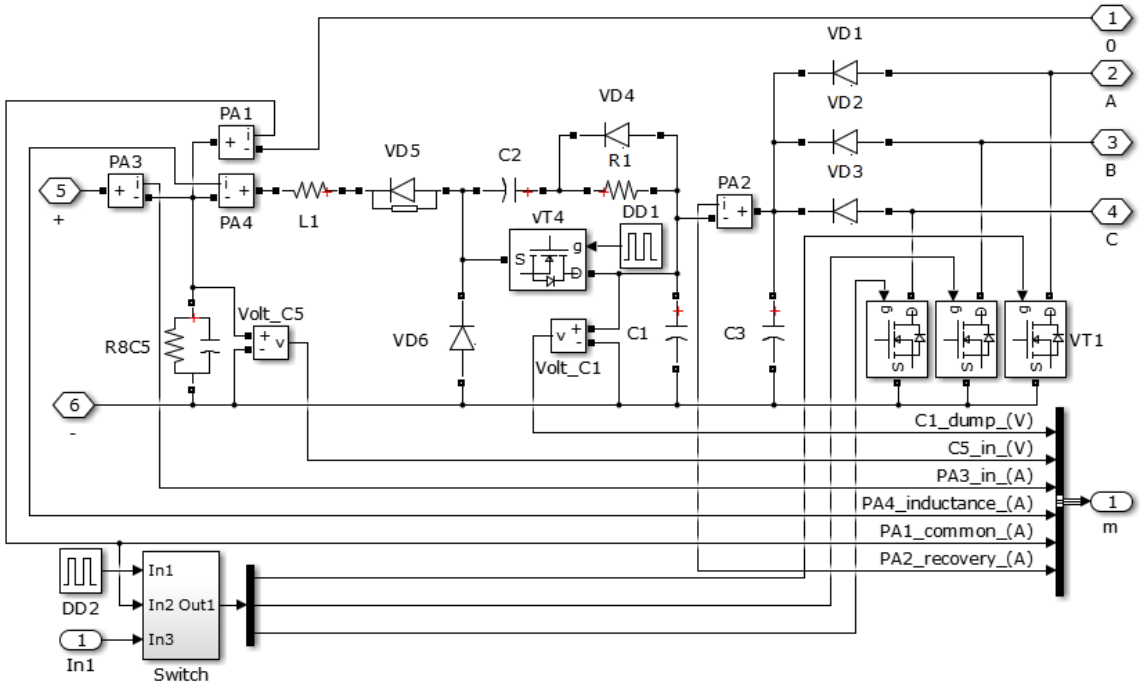


Рис.5 – Комутатор із С-скиданням і коливальним поверненням енергії

Результати чисельних та експериментальних досліджень.

Досліджено спосіб керуванням ВІД кутом вимикання $\theta_{вим}$ (switch-off angle control method) [11], який визначається як $\theta_{вим}=\theta_{вм}+\theta_к$ і реалізується за допомогою зміни кута вмикання ($\theta_{вм}=var$) в діапазоні ±6° відносно базового кута $\theta_{вмб}$=45° при постійному куті комутації ($\theta_к$=30°). Вмикання фази на напругу живлення здійснюється у момент часу, який відповідає куту $\theta_{вм}$, вимикання – при куті $\theta_{вим}$.

Для підтвердження адекватності ММ реальним фізичним процесам розраховано залежності миттєвих значень фазних струмів від кутів повороту ротора при напругах ланки постійного струму 80 В, 110 В і 140 В і кутах вмикання $\theta_{вм}$=39°, 42°, 45°, 48°, 51° та постійній зоні комутації $\theta_к=const$, яка для співвідношення полюсів 6/4 дорівнює 30° геометричних градусів. Розрахункові (суцільні лінії) та експериментальні (пунктирні лінії) залежності струмів фази $i_ф=f(\theta)$ при $\theta_{вм}=var$ наведено на рис. 6.

Наведені розрахункові і експериментальні криві для однакових $\theta_{вм}$ співпадають за формою. Відносні похибки за середніми значеннями наступні: не більш 6 % – для $\theta_{вм}$=39°; 7 % – для $\theta_{вм}$=42°; 8 % – для $\theta_{вм}$=45°; 14 % – для $\theta_{вм}$=48°.

Це дає підставу використовувати ММ для досліджень режимів ВІД, в тому числі для оцінювання їх енергетичних показників.

Результати експериментальних та чисельних досліджень при вихідних потужностях ВІД, що не перевищують 50 % номінального значення і напрузі живлення близькій до 110 В і кутах вмикання $\theta_{вм}$=39° та вимикання $\theta_{вим}$=69°, наведено відповідно у табл. 1 і табл. 2. де U_c – значення напруги конденсатора фільтра С1; n –частота обертання двигуна; $P_{зв}$, $I_{зв}$ – втрати та струм в системі повернення енергії відповідно.

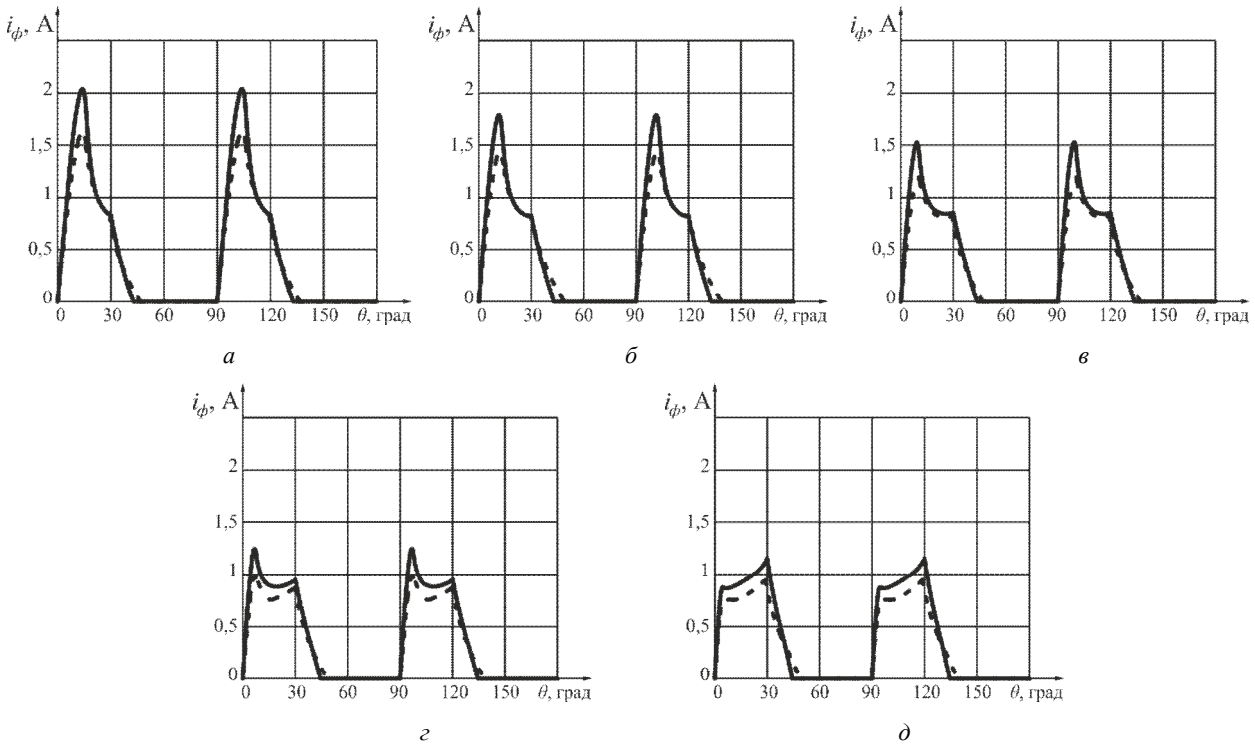


Рис. 6 – Залежності миттєвих значень струмів фази $i_ф=f(\theta)$ при $\theta_{вм}=var$:
а – $\theta_{вм}=39°$; *б* – $\theta_{вм}=42°$; *в* – $\theta_{вм}=45°$; *г* – $\theta_{вм}=48°$; *д* – $\theta_{вм}=51°$.

Таблиця 1 – Результати експериментальних досліджень

U_d, В	U_c, В	I_d, А	$I_{зв}$, А	$I_ф$, А	$P_{зв}$, Вт	$p_{мех}$, Вт	$p_{ст}$, Вт	n, об/хв	M_c, Н·м	$\eta_{ВІД}$, %	$\eta_{заг}$, %
108	235	1,01	0,21	0,48	5,32	10,03	35,29	2055	0,23	47,8	45,4
108	235	1,04	0,22	0,49	5,7	9,92	33,87	2027	0,25	50	47,4
108	235,4	1,08	0,23	0,51	5,61	9,42	35,39	1899	0,282	50,6	48,1
107,5	235,4	1,1	0,23	0,52	5,79	9	33,98	1786	0,315	52,4	49,0
107	235	1,23	0,24	0,56	5,88	8,65	43,01	1685	0,349	48,9	46,8
107	234,6	1,27	0,24	0,58	6,04	8,35	44,34	1596	0,382	49,2	47
106,5	234	1,32	0,24	0,6	5,71	8,09	46,52	1515	0,417	49	47
106	234	1,39	0,25	0,62	6,46	7,91	48,43	1456	0,451	49	46,8

Таблиця 2 – Результати чисельних досліджень

U_d, В	U_c, В	I_d, А	$I_{зв}$, А	$I_ф$, А	$P_{зв}$, Вт	$p_{мех}$, Вт	$p_{ст}$, Вт	n, об/хв	M_c, Н·м	$\eta_{ВІД}$, %	$\eta_{заг}$, %
39	108,12	231,2	0,97	0,16	4,1	8,76	35,29	2043	0,23	48,6	46,7
39	107,63	230,35	1	0,17	4,46	8,86	33,87	2001	0,25	50,4	48,4
39	107,6	230,4	1,06	0,18	4,3	8,88	35,39	1891	0,282	50,9	49
39	107,34	230,28	1,11	0,19	4,58	9,02	33,98	1835	0,315	53	51
39	106,86	227,9	1,18	0,18	3,86	8,52	43,01	1624	0,349	48,5	47
39	106,52	227,04	1,23	0,19	3,86	8,49	44,34	1550	0,382	48,7	47
39	106,22	225,82	1,29	0,2	3,6	8,43	46,52	1476	0,417	48,4	47
39	105,9	224,96	1,34	0,2	3,68	8,36	48,43	1407	0,451	48,2	46,9

Експериментальна (пунктирна лінія) та розрахункова (суцільна лінія) залежності ККД двигуна від моменту навантаження $\eta_{ВІД}=f(M_c)$, побудовані з використанням даних (табл. 1 і табл. 2), представлені на рис. 7.

У даному режимі залежності експериментальні та розрахункові $\eta_{ВІД}=f(M_c)$ практично співпадають, різниця між розрахунковими та експериментальними даними складає 1...2 %. За результатами аналізу цих залежностей для інших кутів визначено похибки, які не перевищують наступних значень: 3 % для $\theta_{вм}=42°$; 4 % для $\theta_{вм}=45°$; 8 % для $\theta_{вм}=48°$.

На рис. 8 та рис. 9 представлено відповідно експериментальні та розрахункові характеристики $n=f(M_c)$ для напрузі живлення $U_d=110$ В, які дозволяють визначити діапазони стабілізації частоти обертання двигуна.

Порівняння чисельних та експериментальних даних (рис. 8 і рис. 9) виявило похибки визначення частоти обертання двигуна, які не перевищують 4 % – для $\theta_{вм}=39°$, 5 % для $\theta_{вм}=42°$, 8 % для $\theta_{вм}=45°$, і 16 % для $\theta_{вм}=48°$. Для напруги 110 В стабілізацію частоти

обертання 1500 об/хв можна забезпечити зміною кутів в діапазоні $\theta_{вм}$=39°…51°.

Встановлено, що зміною кутів вмикання у діапазоні $\theta_{вм}$=39°…51°, і постійній зоні комутації можна підтримувати частоту обертання двигуна при напрузі живлення: U_d=80 В – на рівні 1000 об/хв (при M_c: 0,156…0,394 Н·м), при U_d=110 В – 1500 об/хв (при M_c: 0,181…0,451 Н·м); а при U_d=140 В – 2000 об/хв (при M_c: 0,23…0,443 Н·м), у діапазоні $\theta_{вм}$=42°…48°.

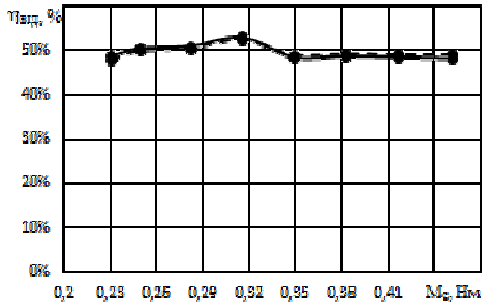


Рис. 7 – Залежності $\eta_{ВІД}=f(M_c)$ зразка ВІД (кут ввімкнення $\theta_{вм}$=39°)

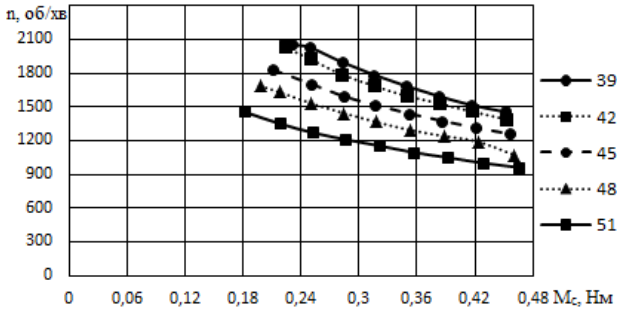


Рис. 8 – Експериментальні залежності $n=f(M_c)$ зразка ВІД при $\theta_{вм}=var$ і напрузі живлення U_d=110 В

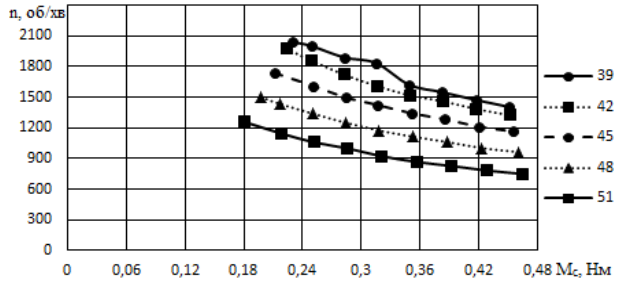


Рис. 9 – Розрахункові залежності $n=f(M_c)$ зразка ВІД при $\theta_{вм}=var$ і напрузі живлення U_d=110 В

Висновки. Розроблено математичну модель ВІД, яка описує її складові: індукторну машину, комутатор з С-скиданням і коливальним поверненням енергії, систему керування положенням ротора, навантаження. Математична модель ВІД враховує втрати в обмотках та сталі, втрати механічні і в комутаторі та дозволяє оцінити його ККД.

Адекватність ММ оцінена при порівнянні результатів чисельних та експериментальних досліджень. Відмінності розрахованих значень струмів фази та ККД двигуна в діапазоні кутів вмикання $\theta_{вм}$=39°…48° від експериментальних даних не перевищують відповідно 6…14 % та 2…8 %.

Показано можливості стабілізації частоти обертання експериментального зразка ВІД конфігурацією 6/4. Так стабілізацію частоти обертання двигуна на рівні 1500 об/хв для напруги U_d=110 В можна забезпечити кутами вмикання в діапазоні $\theta_{вм}$=39°…51° при постійній зоні комутації ($\theta_к$=30°).

Список літератури

1. *Ткачук В.І.* Електромеханотроніка: Навч. посібн. / *В.І. Ткачук.* – Львів: Львівська політехніка, 2001. – 404 с.
2. *Карпович О.Я.* Верификация математической модели вентильно-индукторного электродвигателя микрокомпрессора / *О.Я. Карпович, О.А. Онищенко* // Энергетика, энергосберегающие технологии и оборудование. – 2011, № 24. – С. 77–82.
3. *Карпович О.Я.* Исследование электромеханических свойств вентильно-индукторного электропривода / *О.Я. Карпович* // Електромашинобудування та електрообладнання. – 2006. – №66. – С. 59-61.
4. *Jin-Woo* Switched reluctance motor. Режим доступу: www.intechopen.com. – Дата звертання: 18 липня 2016.
5. Красовский А.Б. *Исследование пульсаций момента в вентильно-индукторном электроприводе* / А.Б. Красовский, М.Г. Бычков // *Электричество. – 2001. – № 10. – С. 33-43.*
6. *Малафеев С.И.* Анализ электромагнитного момента вентильно-индукторного двигателя в мехатронной системе с нелинейным токовым управлением / *С.И. Малафеев, В.А. Шабаев, А.В. Захаров* // Электротехника. – 2006.– № 3. – С. 37-42.
7. Пахомин С.А. *Пульсации момента тягового реактивного индукторного двигателя в режиме ограничения тока* / С.А. Пахомин, А.В. Киреев // *Изв. Вузов. Электромеханика. – 2004. – № 1. – С. 25-28.*
8. *Мазуренко Л.І.* Технічна реалізація та експериментальні дослідження вентильно-індукторного двигуна / *Л.І. Мазуренко, О.В. Бібік, О.А. Білик, Л.О. Жуков* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал. – 2013. – Вип. 2/2013 (22). Частина 2. – С. 158-161.
9. *Мазуренко Л.І., Бібік О.В., Білик О.А., Шихненко М.О., Клименко В.Г.* Пат. 107247, Україна. Спосіб стабілізації частоти обертання валу вентильно-індукторного двигуна / *Л.І. Мазуренко, О.В. Бібік, О.А. Білик, М.О. Шихненко*. – 2016.
10. *Кузнецов В.А.* Вентильно-индукторные двигатели / *В.В. Кузнецов, В.А. Кузьмичев.* – М.: МЭИ, 2003. – 70 с.
11. *Радин В.И.* Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро / *В.И. Радин, Й. Лондин, В.Д. Розенкнопи др.* – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 416 с.

References (transliterated)

1. Tkachuk V.I. *Elektromekhanotronika: Navch. posibn.* [Electromechanotronic. Tutorial]. L'viv: L'vivs'ka politekhnika Publ., 2001. 404 p.
2. Karpovich O. Ya. Onischenko O.A. Verifikatsiya matematicheskoy modeli ventil'no-induktornogo elektrodvigatelya mikrokompressora [Verification of a mathematical model of switched reluctance motor of microcompressor]. *Energetika, energosberegayushchie tekhnologii i oborudovanie*. 2012, no. 24, pp. 77– 82.
3. Karpovich O.Ya. Issledovanie elektromekhanicheskikh svoystv ventil'no-induktornogo elektroprivoda [Research of electromechanical properties of switched reluctance motor]. *Elektromashinobuduvannya ta elektroobladnannya*. 2006, no. 66, pp. 59-61.
4. Jin-Woo Switched reluctance motor. Avaibled at: www.intechopen.com. (accessed 18.07.2016).
5. Krasovskiy A.B., Bychkov M.G. *Issledovanie pul'satsiy momenta v ventil'no-induktornom elektroprivode [An investigation of the ripples of the torque of a rectifier type inductor electric drive]*. Elektrichestvo. *2001, no. 10, pp. 33-43.*
6. Malafeev S.I. Analiz elektromagnitnogo momenta ventil'no-induktornogo dvigatelya v mekhatronnoy sisteme s nelineynym tokovym upravleniem [Analysis of electromagnetic torque of switched reluctance motor in a mechatronic system with a non-linear current control]. *Elektrotekhnika*. 2006, no. 3, pp. 37-42.
7. Pakhomin S.A. *Pul'satsii momenta tyagovogo reaktivnogo induktornogo dvigatelya v rezhime ogranicheniya toka [The ripples of torque of traction switched reluctance motor in current limiting mode]*. Izvestiya Vuzov. Elektromekhanika. *2004, no. 1, pp. 25-28.*
8. Mazurenko L.I., Bibik O.V., Bilyk O.A., Zhukov L.O. Tekhnichna

realizatsiya ta eksperymental'ni doslidzhennya ventyl'no-induktornoho dvyhuna [Technical implementation and experimental research of switched reluctance motor]. *Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy. Shchokvartal'nyy naukovo-vyrobnychyy zhurnal*. Kremenchuk, KrNU Publ., 2013, issue 2/2013 (22). Chastyna 2, pp. 158-161.

9. Mazurenko L.I., Bibik O.V., Bilyk O.A., Shykhnenko M.O. Klymenko V.H. *Sposib stabilizatsiyi chastoty obertannya valu ventyl'no-induktornoho dvyhuna* [The method of frequency stabilization of shaft of switched reluctance motor]. Patent Ukraine, no. 107247, 2016.

10. Kuznetsov V.A. *Ventil'no-induktornye dvigateli* [Switched reluctance motors]. Moscow, MEI Publ., 2003. 70 p.

11. Radin V.I., Londin Y., Rozenknop V.D. *Unifitsirovannaya seriya asinkhronnykh dvigateley Interelektro* [Unified series of Interelectro asynchronous motors]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1990. 416p.

Надійшла (received) 22.07.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Моделювання режимів та регулювання частоти обертання вентильно-індукторного двигуна з перетворювачем із С-скиданням коливальним поверненням енергії при зміні кутів комутації / Л. І. Мазуренко, О. В. Бібік, О. А. Білик, М. О. Шихненко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (11834). – С. 64–69. – Бібліогр.: 11 назв. – ISSN 2409-9295.

Моделирование режимов и регулирования частоты вращения вентильно-индукторного двигателя с преобразователем с С-сбросом колебательным возвращением энергии при изменении углов коммутации / Л. И. Мазуренко, Е. В. Бибик, А. А. Билык, М. О. Шихненко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – Харків : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 64–69. – Библиогр.: 11 назв. - ISSN 2409-9295.

Simulation mode and speed control of switched reluctance motor using a converter with the C-dump and the oscillation return of energy at changing switching angles / L. I. Mazurenko, O. V. Bibik, O. A. Bilyk, M. O. Shihnenko // Bulletin of NTU "KhPI". Series: Electrical machines and electromechanical energy conversion. – Kharkiv : NTU "KhPI», 2016. – No. 11 (1183). – P. 64-69. – Bibliogr.: 11. - ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Мазуренко Леонід Іванович – доктор технічних наук, професор, завідувач відділом електромеханічних систем Інституту електродинаміки Національної академії наук України; тел.: (044) 366-24-91; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Мазуренко Леонид Иванович – доктор технических наук, профессор, заведующий отделом электромеханических систем Института электродинамики Национальной академии наук Украины; тел.: (044) 366-24-91; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Mazurenko Leonid Ivanovych – Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Head of Department of Electromechanical Systems of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine; tel.: (044) 366-24-91; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Бібік Олена Василівна – кандидат технічних наук, доцент, старший науковий співробітник відділу електромеханічних систем Інституту електродинаміки Національної академії наук України; тел.: (044) 366-24-14; e-mail: bibik@ied.org.ua.

Бибик Елена Васильевна - кандидат технических наук, доцент, старший научный сотрудник отдела электромеханических систем Института электродинамики Национальной академии наук Украины; тел.: (044) 366-24-14; e-mail: bibik@ied.org.ua.

Bibik Elena Vasylivna - Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Docent, Senior Research Officer of Department of Electromechanical Systems of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine; tel.: (044) 366-24-14; e-mail: bibik@ied.org.ua.

Білик Олександр Анатолійович – провідний інженер відділу електромеханічних систем Інституту електродинаміки Національної академії наук України; тел.: (044) 366-25-72; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Билык Александр Анатольевич – ведущий инженер отдела электромеханических систем Института электродинамики Национальной академии наук Украины; тел.: (044) 366-25-72; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Bilyk Alexander Anatolievich – leading engineer of Department of Electromechanical Systems of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine; tel.: (044) 366-25-72; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Шихненко Максим Олегович - інженер відділу електромеханічних систем Інституту електродинаміки Національної академії наук України; тел.: (044) 366-25-72; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Шихненко Максим Олегович – инженер отдела электромеханических систем Института электродинамики Национальной академии наук Украины; тел.: (044) 366-25-72; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Shihnenko Maksim Olegovych – engineer of Department of Electromechanical Systems of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine; tel.: (044) 366-25-72; e-mail: mlins@ied.org.ua.

УДК 621.313.314

А. А. СТАВИНСКИЙ, Р. А. СТАВИНСКИЙ, Е. А. АВДЕЕВА, О. О. ПАЛЬЧИКОВ

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ МЕТОД ОБОСНОВАННОГО ВЫБОРА ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ АКТИВНОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И АППАРАТОВ

Наведено базисні рівняння та порядок складання оптимізаційних математичних моделей трансформаторів, реакторів і асинхронних двигунів на основі методу цільових функцій з безрозмірними показниками технічного рівня і відносними керованими змінними. Представлені результати оптимізаційного зіставлення показників маси, вартості і втрат варіантів трифазних статичних електромагнітних систем і короткозамкнених асинхронних двигунів з циліндричним зазором, внутрішнім і зовнішнім положенням роторів, а також аксіальним зазором.

Ключові слова: трансформатор, реактор, асинхронний двигун, оптимізація, показник технічного рівня, варіанти, зіставлення.

Приведены базисные уравнения и порядок составления оптимизационных математических моделей трансформаторов, реакторов и асинхронных двигателей на основе метода целевых функций с безразмерными показателями технического уровня и относительными управляемыми переменными. Представлены результаты оптимизационного сопоставления показателей массы, стоимости и потерь вариантов трехфазных статических электромагнитных систем и короткозамкнутых асинхронных двигателей с цилиндрическим зазором, внутренним и внешним положением роторов, а также аксиальным зазором.

Ключевые слова: трансформатор, реактор, асинхронный двигатель, оптимизация, показатель технического уровня, варианты, сопоставление.

The process of electromagnetic and electromechanical energy conversion is possible using a different structure variants of electromagnetic systems (radial, axial, with internal or external rotor ...). It is also one of the improvement directions of electrical machinery and apparatus is to change the design and configuration of active part elements. Therefore, it is of interest to solving optimization comparing problems of different variants of newly designed electro-mechanical device. These variants should provide the maximum increase in the technical level, while ensuring the specified requirements. To solve these problems a method of target functions with optimizing dimensionless components of the particular criteria and relative controlled variables is developed. The dimensionless components extremes are the technical level indicators of electromechanical device. The main indicators are the minimum of mass, cost and active power losses of electromagnetic system. Comparative analysis of the technical level indicators of the active part variants is performed under the conditions of equality of electromagnetic power, as well as the identity of assignments, performances and ways of cooling. In the work the sequence of optimization mathematical models development by the private and integral criteria of three-phase transformers and reactors and induction motors called method is shown. The results of optimization comparative analysis of the main technical level indicators of three-phase planar and spatial axial and radial static electromagnetic systems variants are given. In addition, the results of a comparison of squirrel cage motors with internal and external position of rotors and axial working gap are given.

Keywords: transformer, reactor, induction motor, optimization, technical level indicator, variants, comparison.

Введение. Во второй половине прошедшего века окончательно сформировались и, согласно [1–5], достигли практического предела развития «традиционные» структуры и конструкции электромагнитных систем (ЭМС) двигателей, генераторов и трансформаторов, а также реакторов и других электрических аппаратов. Примерами подобных структур является планарная и пространственная статические ЭМС (табл. 1, варианты 1 и 2), а также радиальная ЭМС с внутренним ротором общепромышленного асинхронного двигателя (АД) «классической» конструкции (АДК) массового выпуска (табл. 2, вариант 1). При этом энергоресурсосбережение на основе новых разработок электротехнических комплексов и механизмов возможно использованием взамен традиционной активной части, например трехфазных трансформаторов (ТТ) и АДК соответственно «специальных» компактных ТТ, обращенных АД (ОАД) и торцевых АД (ТАД) [6–8]. Схемы ЭМС указанных электромеханических устройств (ЭМУ) показаны в табл. 1 (варианты 3–8) и табл. 2 (варианты 2 и 3). Также кроме использования современных достижений электроматериаловедения, резервом развития ЭМУ является преобразование структур и образующих контуров (ОК) активных элементов [1, 3–9].

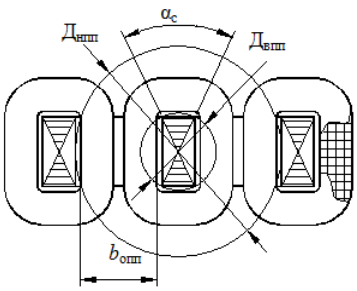
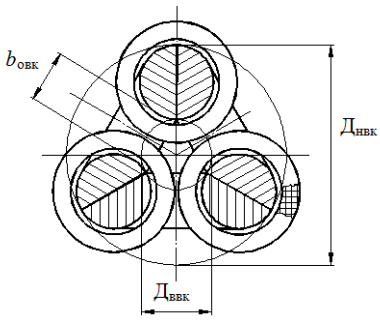
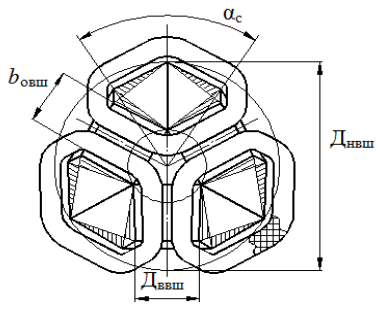
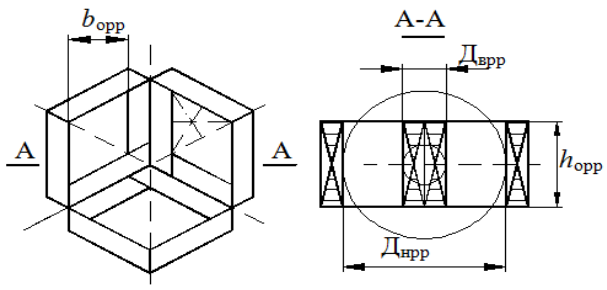
Постановка задачи. Исходя из необходимости обоснованного выбора технического решения ЭМС для новой разработки ЭМУ, возникает вопрос определения преимуществ и недостатков возможных вариантов решения задачи на основе их сравнительного анализа. Также задачи сопоставления возникают при определении влияния на характеристики ЭМУ структурного преобразования активной части с целью обеспечения специальных требований. Примерами таких требований являются минимум контурного сферического или цилиндрического объема ЭМС и показатели электромагнитной совместимости ЭМУ [5, 9, 10]. Компактность пространственных ЭМС обеспечивается заменой традиционных (прямоугольных и круговых ОК стержней или обмоточных окон на многогранные и секторные (варианты 3–8, табл. 1). Практический минимум внешнего магнитного поля ЭМУ обеспечивают симметричные аксиальные ЭМС (варианты 3, 7, 8, табл. 1 и вариант 3, табл. 2) [10]. В целом задачи поиска и обоснования нетрадиционных технических решений для повышения показателей технического уровня (ПТУ) ЭМУ общепромышленного и специального назначений являются важными и актуальными.

Анализ основных достижений. Поиск «нетрадиционных» структур ЭМС для достижения максимальной эффективности новых разработок ЭМУ заданного назначения достигается эвристическими приемами изменения положения в пространстве, числа и конфигураций активных элементов. Выбор определенной структуры ЭМС из существующих вариантов, то есть структурная оптимизация, относится к задачам структурного синтеза [11]. Для решения подобных задач необходима оценка качества вариантов структур, которая может быть выполнена

© А.А. Ставинский, Р.А. Ставинский, Е.А. Авдеева, О.О. Пальчиков, 2016

на основе параметрического синтеза объекта оптимизации. Однако параметрический синтез возможен только при заданной структуре такого объекта. Поэтому указанные виды синтеза должны выполняться в едином вычислительном процессе. Объединение структурного и параметрического синтеза технического объекта достигается, согласно [11], методом экспертной оценки путем определения и назначения соответственно частных критериев оптимизации и коэффициентов их преимуществ (веса).

Таблица 1 – Варианты конструктивных схем и обозначения показателей технического уровня статических электромагнитных систем

№ варианта	Конструктивная схема	Обозначение показателя		
		Масса	Стоимость	Потери
1	2	3	4	5
1		$П^*_{1ппэ}$	$П^*_{2ппэ}$	$П^*_{3ппэ}$
2		$П^*_{1вкэ}$	$П^*_{2вкэ}$	$П^*_{3вкэ}$
3		$П^*_{1вшэ}$	$П^*_{2вшэ}$	$П^*_{3вшэ}$
4		$П^*_{1ррэ}$	$П^*_{2ррэ}$	$П^*_{3ррэ}$

Продолжение табл. 1

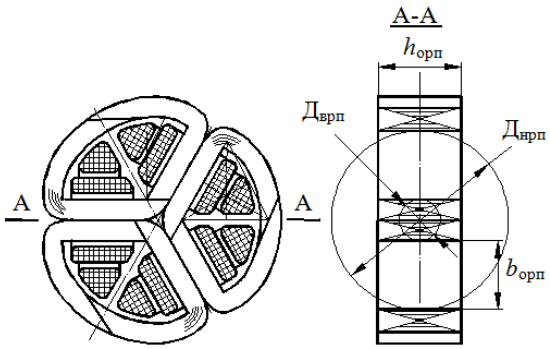
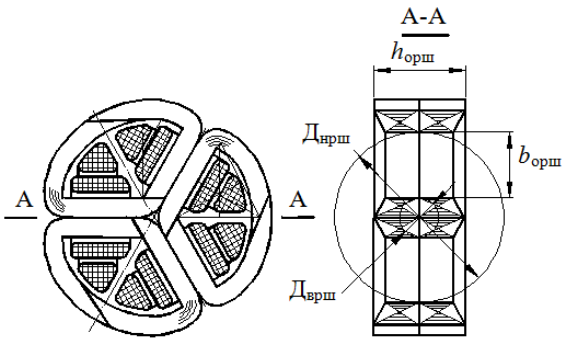
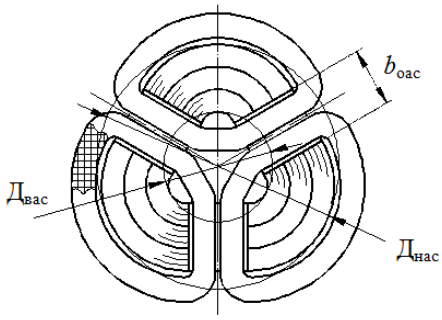
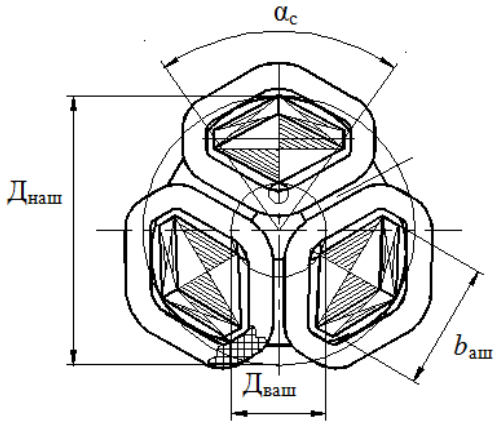
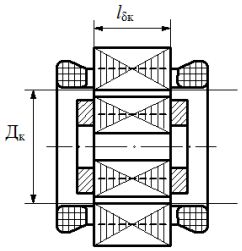
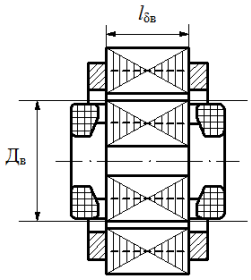
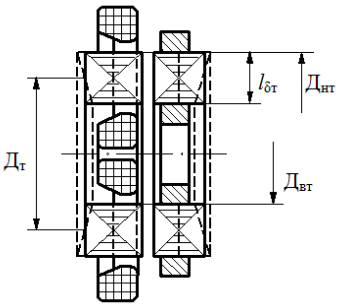
1	2	3	4	5
5		$П^*_{1рпэ}$	$П^*_{2рпэ}$	$П^*_{3рпэ}$
6		$П^*_{1ршэ}$	$П^*_{2ршэ}$	$П^*_{3ршэ}$
7		$П^*_{1асэ}$	$П^*_{2асэ}$	$П^*_{3асэ}$
8		$П^*_{1ашэ}$	$П^*_{2ашэ}$	$П^*_{3ашэ}$

Таблица 2 – Варианты конструктивных схем и обозначения показателей технического уровня электромагнитных систем асинхронных короткозамкнутых двигателей

№ варианта	Конструктивная схема	Обозначение показателя		
		Масса	Стоимость	Потери
1		$П^*_{1каэ}$	$П^*_{2каэ}$	$П^*_{3каэ}$
2		$П^*_{1оаэ}$	$П^*_{2оаэ}$	$П^*_{3оаэ}$
3		$П^*_{1таэ}$	$П^*_{2таэ}$	$П^*_{3таэ}$

Оптимизация ЭМУ выполняется на основе математических моделей (ММ) с целевыми функциями (ЦФ) частных (минимум массы, стоимости или потерь), а также интегрального критериев и совокупности основных и вспомогательных управляемых переменных (УП). Оптимизационные УП включают элементы геометрии и электромагнитные нагрузки (ЭМН) [12, 13]. Однако геометрические параметры определяются конкретными конфигурациями элементов ЭМС, а величины ЭМН зависят от условий технического задания проектирования и назначения ЭМУ. Традиционные УП, отображающие индивидуальные структурные особенности, не удовлетворяют условию универсальности использования и затрудняют объективное сопоставление вариантов ЭМС. Например взаимонеприемлемыми геометрическими УП оптимизации трансформаторов являются соотношение сторон прямоугольного и диаметр кругового «ступенчатого» ОК сечений стержней (вариант 1 и 2, табл. 1). Кроме того, недостаток методик оптимизации, в которых УП являются ЭМН [12, 13] – «привязка» оптимизационного процесса к конкретным мощностям, способам охлаждения и исполнениям ЭМУ, что затрудняет выполнение обобщенного анализа вариантов ЭМС.

В [9] геометрическим параметром сравнения и обоснования технических решений статических ЭМС принят периметр ОК сечения стержня. Известные сравнения, например [7, 8], радиальных и аксиальных ЭМС показали преимущества ОАД и ТАД над АКД при равенствах соответственно диаметров (Д$_к$, Д$_в$, Д$_т$) и длин ($l_{\delta к}$, $l_{\delta в}$, $l_{\delta т}$) активных поверхностей (табл. 2), а

также ЭМН. Однако оптимальные сочетания параметров периметров, главных размеров и геометрических соотношений элементов ЭМС могут соответствовать только одному из сравниваемых вариантов и результаты указанных сравнений являются условными. Поэтому представляет интерес решение задач обобщающего оптимизационного сопоставления различных вариантов ЭМС.

Цель исследования. Определение влияния структурных преобразований на основные ПТУ специальных исполнений ТТ и АД на основе оптимизационного сравнительного анализа.

Метод и результаты исследования. Методика построения оптимизационных ММ структурного синтеза ЭМУ должна обеспечивать сравнительный анализ ЭМС при соблюдении принципа электромагнитной эквивалентности (ЭМЭ) [6] и универсальности (инвариантности) вида и использования ЦФ и основных УП. Универсальными можно считать УП, которые приемлемы и идентичны как для сравниваемых вариантов, так и для любых других существующих и возможных нетрадиционных предложений конструкций ЭМС. Однако названный принцип противоречит процессу параметрического синтеза ЭМС, предполагающего оптимизационные варьирования плотности тока, индукции и линейной нагрузки, а также проверку проектных ограничений, в частности контроль нагрева обмоток. В свою очередь, варьирование ЭМН при параметрической оптимизации противоречит решению задачи обобщенного структурного синтеза ЭМС. Противоречие обусловлено привязкой диапазона изменения ЭМН к конкретным исполнению, мощности и способу отвода тепла от активной части ЭМУ. Поэтому для устранения указанных противоречий и исключения зависимости оптимизационного процесса от мощности, величин ЭМН и особенностей системы охлаждения, основные УП и частные критерии оптимизации должны быть представлены соответственно в относительном и безразмерном видах.

Изложенным условиям ЭМЭ (равенства электромагнитной мощности) и инвариантности сравнительного анализа соответствует впервые предложенная в [14, 15] и обоснованная в [16, 17] универсальная ЦФ частных критериев оптимизации любых ii-х вариантов ЭМС вида

$$F_{кii} = (\sqrt[4]{\Pi_{ii}})^3 К_{мк} \Pi^*_{кii}, \qquad (1)$$

где $П_{ii}$ – показатель исходных данных проектирования и ЭМН;

$К_{мк}$ – составляющая удельных характеристик используемых активных материалов;

$\Pi^*_{кii}$ – оптимизационная безразмерная составляющая (БС), характеризующая к ≥ 3 ЦФ массы F_{1ii}, стоимости F_{2ii} и F_{3ii} потерь активной мощности, а также других возможных и специальных ЦФ, например диаметра сферы контурного объема компактной ЭМС ТТ, реактивной мощности или момента инерции ротора управляемого АД.

Экстремумы $\Pi^*_{кiiэ}$ и БС ЦФ (1) являются ПТУ ЭМУ [16]. При их определении используется совокупность геометрических УП, а при определении Π^*_{3ii} дополнительно используются относительные электромагнитные УП.

Основные относительные геометрические УП оптимизации любого ii-го варианта статической ЭМС на основе ЦФ (1) представляют отношения размеров расчетных диаметров $Д_{нii}$ и $Д_{вii}$, а также высоты $h_{оii}$ и ширины $b_{оii}$ обмоточного окна магнитопровода (табл. 1):

$$a_м = Д_{нii}/Д_{вii}; \lambda_о = h_{оii}/b_{оii}. \qquad (2)$$

Относительными геометрическими УП оптимизации ii-го варианта ЭМС АД являются соотношения, включающие показатель исходных данных и ЭМН АД $П_{ад}$ [м^4], а также диаметр $Д_{ii}$ и длину $l_{δi}$ активной поверхности статора [17]:

$$a_м = Д^4_{ii}/П_{ад}; \lambda_δ = l_{δii}/Д_{ii}. \qquad (3)$$

Для определения БС ЦФ потерь активной мощности статических ЭМС $П^*_{3тт}$ и АД $П^*_{3ад}$ используются относительные электромагнитные УП. Указанные УП трансформаторов (реакторов) $К_{yii}$ и АД $К_{yzs}$, $К_{yas}$, $К_{yws}$, $К_{ywт}$ содержат соотношения коэффициентов добавочных потерь и удельных характеристик материалов, которые используются при расчетах потерь короткого замыкания (обмотки) и потерь холостого хода (магнитопровода) трансформатора (реактора), а также потерь в зубцах, ярме и обмотках статора и ротора [17, 18].

Также все ЦФ вида (1) трансформаторов и реакторов с БС $\Pi^*_{ктт(тр)}$ зависят от коэффициента заполнения обмоточного окна (класса напряжения) $К_{зо}$ трансформатора (реактора) активным материалом обмотки, а в некоторых конструкциях (вариант 1, 3, 8, табл. 1) используется третья дополнительная геометрическая УП центрального угла стержня $α_с$. Соответственно ЦФ (1) АД с БС $\Pi^*_{кад}$ зависят от коэффициента заполнения паза статора $К_{зп}$:

$$\Pi^*_{1(2)\,тт(тр)} = f_{1(2)ii}(a_м, \lambda_о, \alpha_с, К_{зо}); \qquad (4)$$

$$\Pi^*_{3тт(тр)} = f_{3ii}(a_м, \lambda_о, \alpha_с, К_{yii}, К_{зо}); \qquad (5)$$

$$\Pi^*_{1(2)\,ад} = f_{1(2)ii}(a_м, \lambda_δ, К_{зп}); \qquad (6)$$

$$\Pi^*_{3ад} = f_{3ii}(a_м, \lambda_δ, К_{зп}, К_{yzs}, К_{yas}, К_{yws}). \qquad (7)$$

В целом метод оптимизации [14–18] позволяет преодолеть упомянутые противоречия и объединить обобщенный структурный и параметрический синтезы ЭМС исходя из вида ЦФ (1). Структура (1) отличается от всех известных ЦФ оптимизации ЭМУ тем, что компоненты $П_{ii}$ не входят в оптимизационные БС $\Pi^*_{1(2)ii}$ (4), (6). Обоснованием вида ЦФ установлено, что экстремальные значения УП по критериям минимумов массы и стоимости и соответствующие им геометрические параметры элементов ЭМС не зависят от величин и соотношений ЭМН. Компоненты Π^*_{ii} также не входят в БС Π^*_{3ii} (5), (7), но относительные электромагнитные УП являются функциями значений индукций и плотностей токов активных элементов. Поэтому задача сравнительного анализа энергетической эффективности исследуемых вариантов решается сопоставлением двух величин ПТУ $(\Pi^*_{3iiэ})'$ и $(\Pi^*_{3iiэ})''$ каждой ЭМС. Экстремумы

$(П^{*}_{3iiэ})'$ и $(П^{*}_{3iiэ})''$ определяются по минимальным (') и максимальным ('') значениям УП в виде коэффициента $К'^{(")}_{yii}$ статической ЭМС или его аналогов для других ЭМУ. Граничные значения электромагнитных УП соответствуют известным диапазонам изменений ЭМН в существующих исполнениях и границах мощностей ЭМУ.

При сравнительном анализе ЭМС принимаются допущения. Показатели $П^{*}_{1(2)ii}$ определяются без учета массы (стоимости) конструкционных элементов. Их влияние может быть приближенно учтено соответствующими коэффициентами. Также приближенно, посредством коэффициентов, может быть учтено наличие изоляции. Исходя из принципа ЭМЭ сравниваемые ЭМУ по назначению, исполнению, а также способам защиты от окружающей среды и охлаждения, являются соответственно идентичными. Считается, что величины средних значений амплитуд индукций одноименных элементов магнитных цепей, коэффициенты заполнения магнитопроводов ЭТС и используемые материалы соответственно одинаковы. Также соответственно одинаковы коэффициенты заполнения обмоточных окон статических ЭМС и пазов статора активными материалами обмоток.

Отличия конструкций обмоток и форм обмоточных окон усложняют процесс анализа вариантов статических ЭМС. Поэтому для упрощения решения задачи определения ПТУ реальные обмотки заменяются на эквивалентные по занимаемой площади обмоточного окна, мощности и потерям. В магнитопроводах ЭМС с прямоугольными обмоточными окнами (табл. 1, варианты 1–3, 7, 8) концентрические обмотки заменяются эквивалентными чередующимися с одинаковыми средними длинами витков и одинаковой плотностью тока Jo. Особую сложность представляет замена реальных обмоток эквивалентной с плотностью тока Jo в ЭМС с нетрадиционной конфигурацией обмоточных окон (табл. 1, варианты 4–6). В [16] показано, что для ЭМС трансформаторов и реакторов с одинаковыми структурами, конструкциями, электротехническими материалами и ЭМН, соответственно идентичны сомножители Км1(2), Км3 и ПТУ П*1(2)iiэ и П*3iiэ. Поэтому среднюю длину витка и массу обмоток трансформатора в безразмерном виде можно определять на основе замены системы обмоток высокого и низкого напряжений расчетной эквивалентной обмоткой, которая соответствует структурно эквивалентному реактору.

Кроме уравнения (1) и соотношений (2), (3) разработка ММ и определение БС (4)–(7) методом [14–18] выполняется с использованием базисных уравнений связи параметров магнитопроводов и обмоток с Пii.

Для статических ЭМС базисные уравнения разработки ММ связывают конструктивно–геометрические параметры активных элементов с показателями исходных данных и ЭМН Птт(тр) ТТ (трехфазного реактора):

$$S_{стт(тр)} = П_{тт(тр)} / \left(К_{зо} S_{отт(тр)}\right); \quad (8)$$

$$m_{wтт(тр)} = 1{,}5\gamma_w К_{зо} l_{wтт(тр)} S_{отт(тр)}, \quad (9)$$

где Sстт(тр) и Sотт(тр) – соответственно площадь электротехнической стали (ЭТС) в поперечном сечении стержня и площадь обмоточного окна ТТ (трехфазного реактора);

mwtt(тр) и lwtt(тр) – масса и средняя длина витка эквивалентной обмотки;

γw – плотность электротехнической меди.

Входящие в (8), (9) площади и длина выражаются через Двii, две основные (ам, λо) и, в зависимости от ii-го варианта ЭМС, через дополнительную (αс) геометрические УП:

$$S'_{cii} = f_c\left(Д_{вii}, a_м, \lambda_o, \alpha_c\right); \quad (10)$$

$$S_{oii} = f_o\left(Д_{вii}, a_м, \lambda_o, \alpha_c\right); \quad (11)$$

$$l_{wii} = f_e\left(Д_{вii}, a_м, \lambda_o, \alpha_c\right). \quad (12)$$

Решением уравнений равенства (8) и (10) находится зависимость Двii от Птт(тр) и геометрических УП ii-варианта статической ЭМС

$$Д_{вii} = f\left(П_{тт(тр)}, a_м, \lambda_o, \alpha_c, К_{зо}\right). \quad (13)$$

Через УП (2) и αс (при необходимости) с использованием параметра (13) и (8)–(12) определяются массы и потери активных элементов и составляются уравнения масс ЭТС магнитопровода mмii, обмотки mwii, потерь холостого хода (магнитопровода) P'(")xii и потерь короткого замыкания (обмотки) P'(")кii обмотки трансформатора (реактора) с ii-м вариантом ЭМС:

$$m_{мii} = \left(\sqrt[4]{П_{тт}}\right)^3 \gamma_c П^{*}_{1мii}; m_{wii} = \left(\sqrt[4]{П_{тт}}\right)^3 \gamma_w П^{*}_{1wii}; \quad (14)$$

$$P'^{(")}_{xii} = \left(\sqrt[4]{П_{тт}}\right)^3 \left(П^{*}_{3мii}\right)'^{(")}; P'^{(")}_{кii} = \left(\sqrt[4]{П_{тт}}\right)^3 \left(П^{*}_{3wii}\right)'^{(")}, \quad (15)$$

где γс – плотность ЭТС;

П*1м(w)ii – БС ЦФ массы магнитопровода (обмотки);

(П*3м(w)ii)'(") – БС ЦФ потерь магнитопровода (обмотки).

На основе (14), (15) определяются ЦФ массы F1ii, стоимости F2ii и суммарных потерь F3ii с соответствующими БС (4), (5), в частности ТТ с ii-вариантом ЭМС:

$$F_{1ii} = m_{мii} + m_{wii} = \left(\sqrt[4]{П_{тт}}\right)^3 \gamma_c П^{*}_{1ii}; \quad (16)$$

$$F_{2ii} = c_c m_{мii} + c_w m_{wii} = \left(\sqrt[4]{П_{тт}}\right)^3 C_c \gamma_c П^{*}_{2ii}; \quad (17)$$

$$F'^{(")}_{3ii} = P'^{(")}_{xii} + P'^{(")}_{кii} = \left(\sqrt[4]{П_{тт}}\right)^3 К'^{(")}_{м3} \left(П^{*}_{3ii}\right)'^{(")}, \quad (18)$$

где Cc(w) – удельная стоимость ЭТС (обмоточного провода с изоляцией); К'(")м3 и (П*3ii)'(") – составляющая удельных характеристик ЭТС и показатель суммарных потерь, которые соответствуют Ку'(") и соответственно диапазонам минимальных и максимальных значений удельных потерь и ЭМН.

Рассчитанные по (16)–(18) соотношения П*кппэ/П*кiiэ базового планарного и пространственных вариантов с медными обмотками и обозначениями (табл. 1) приведены в табл. 3 и

получены в диапазоне Кзо = 0,3…0,2. При этом значения П*2ппэ/П*2iiэ [19] определены также в диапазоне соотношений стоимостей обмоточной меди (с изоляцией) и ЭТС Cw/Cc = 3,5...5,5. В связи с отсутствием информации о влиянии текстуры на значения удельных потерь угловых зон магнитопроводов ЭМС, соотношения П*3ппэ/П*3ас(ш)э рассчитаны только по удельным показателям ЭТС 2412. Соотношения П*3ппэ/П*3вк(ш)э, П*3ппэ/П*3рп(ш)э и П*3ппэ/П*3ррэ рассчитаны в пределах граничных значений К'(")уii в диапазоне ЭМН соответствующих ТТ «сухого» и «масляного» исполнений мощностью 0,3 – 1600 кВ·А.

Таблица 3 – Числовые значения улучшения (+) или ухудшения (–) показателей технического уровня вариантов статических электромагнитных систем относительно базового аналога

Соотношения показателей	Диапазон изменений значений соотношений, %			
	Показатель массы	Показатель стоимости	Показатель потерь	
			Изотропная сталь 2412	Анизотропная сталь 3407
$П^*_{кппэ}/ П^*_{кррэ}$	+(1,8…3,1)	+(6,2…9,5)	–(4,0…12,7)	–0,7…+1,1
$П^*_{кппэ}/ П^*_{квкэ}$	+(7,5…7,6)	+(7,8…8,1)	–(3,0…6,3)	+(10,9…18,7)
$П^*_{кппэ}/ П^*_{квшэ}$	+(8,6…8,7)	+(9,1…9,5)	–(1,6…5,4)	+(12,6…20,0)
$П^*_{кппэ}/ П^*_{крпэ}$	+(6,4…7,7)	+(10,6…13,7)	–7,0…+3,6	+(20,6…22,2)
$П^*_{кппэ}/ П^*_{кршэ}$	+(7,5…9,0)	+(12,3…15,9)	–5,9 …+5,8	+(22,8…23,9)
$П^*_{кппэ}/ П^*_{касэ}$	+(4,6…5,0)	+(5,8…6,5)	+(8,0…12,6)	–
$П^*_{кппэ}/ П^*_{кашэ}$	+(5,3…5,6)	+(6,5…6,9)	+(7,8…11,3)	–

Оптимальные значения ПТУ $П^*_{кiiэ}$ определяются численным решением нелинейных уравнений (4), (5), например методом покоординатного спуска [8].

Разработка ММ ii-варианта ЭМС АД методом [14–18] выполняется с использованием базисных уравнений связи параметров магнитопроводов и обмоток статора и ротора с показателем исходных данных и ЭМН АД – $П_{АД}$ [17]. Для АД базисными являются уравнения связи суммарной площади пазов статора (ротора) $S_{S(R)ii}$ с $П_{АД}$ и $Д_{ii}$ [17]:

$$S_{Sii} = П_{АД} /(K_{зп} \lambda_\delta Д^2_{ii}); \quad (19)$$

$$S_{Rii} = \alpha_R П_{АД} /(\lambda_\delta Д^2_{ii}), \quad (20)$$

где α_R – расчетный коэффициент, определяющийся известными диапазонами значений cosφ, коэффициента скоса пазов $K_{ск}$ и соотношения плотностей тока статора и тока ротора.

Суммарные площади пазов (19), (20) также выражаются через Дii и размеры высот зубцов статора (ротора) hzS(R)ii:

$$S'_{Sii} = f_{SS}(Д_{ii}, h_{zSii}); \quad (21)$$

$$S'_{Rii} = f_{SR}(Д_{ii}, h_{zRii}). \quad (22)$$

Решением уравнений равенств (19) и (21), (20) и (22) находятся зависимости:

$$h_{zSii}= f_{zS}(П_{АД},K_{зп},D_{ii},\lambda_\delta); S_{Sii} = 1/\left(K_{зп}\lambda_\delta\sqrt{a_M П_{АД}}\right); \quad (23)$$

$$h_{zRii}= f_{zR}(П_{АД}, \alpha_R, D_{ii}, \lambda_\delta) S_{Rii} = \alpha_R /\left(\lambda_\delta\sqrt{a_M П_{АД}}\right). \quad (24)$$

Также определяются зависимости высот ярем магнитопроводов статора (ротора) $h_{aS(R)ii}$, средней длины витка обмотки статора l_{wii}, среднего диаметра (в ТАД средних диаметров) $Д_{Kii}$ и сечения короткозамыкающего кольца S_{Kii} обмотки ротора от $П_{АД}$ и l_δ:

$$h_{aS(R)ii} \equiv \sqrt[4]{a_M П_{АД}} / p; l_{wii} = f_l\left(П_{АД}, a_M, \lambda_\delta\right); \quad (25)$$

$$Д_{Kii} = f_k\left(П_{АД}, a_M, \lambda_\delta\right); S_{Kii} = f_{SK}\left(П_{АД}, a_M, \lambda_\delta\right). \quad (26)$$

С использованием (19)–(26) находятся уравнения масс магнитопровода m_{Mii}, обмотки статора m_{wSii} и обмотки ротора m_{wRii} АД:

$$m_{Mii} = \left(\sqrt[4]{П_{АД}}\right)^3 \gamma_c П^*_{1Mii}; m_{wSii} = \left(\sqrt[4]{П_{АД}}\right)^3 \gamma_w K_{\gamma w} П^*_{1wSii}; \quad (27)$$

$$m_{wRii} = \left(\sqrt[4]{П_{АД}}\right)^3 \gamma_a П^*_{1wRii}. \quad (28)$$

где γ_a – плотность алюминия;

$П^*_{1Mii}$, $П^*_{1wSii}$, $П^*_{1wRii}$ – соответственно БС ЦФ массы магнитопровода, массы обмотки статора, массы обмотки ротора;

$K_{\gamma w}$ = 1,07…1,09 – коэффициент повышения массы от наличия изоляции и пропитки.

На основе (27) и (28) определяются суммарные масса F_{1iiA} и стоимость F_{2iiA} ii-варианта ЭМС АД [24] :

$$F_{1iiA} = m_{MiiA} + m_{wSii} + m_{wRii} = \left(\sqrt[4]{П_{АД}}\right)^3 \gamma_c П^*_{1iiA}; \quad (29)$$

$$F_{2iiA} = C_{MiiA} + C_{wSii} + C_{wRii} = \left(\sqrt[4]{П_{АД}}\right)^3 C_c \gamma_c П^*_{2iiA}, \quad (30)$$

где $П^*_{1iiA}$ и $П^*_{2iiA}$ – БС ЦФ массы и стоимости ii-го варианта ЭМС АД;

C_{MAii}, C_{wSii} и C_{wRii} – стоимости магнитопровода, обмотки статора и обмотки ротора.

Входящие в (29) и (30) БС $П^*_{1iiA}$ и $П^*_{2iiA}$ представляются уравнениями:

$$П^*_{1iiA} = П^*_{1MAii} + \gamma_м П^*_{1wSii} / \gamma_c + \gamma_a П^*_{1wRii} / \gamma_c; \quad (31)$$

$$П^*_{2iiA} = П^*_{1MAii} + C_w \gamma_м П^*_{1wSii} /(C_c \gamma_c) + C_a \gamma_a П^*_{1wRii} /(C_c \gamma_c), \quad (32)$$

где C_a – удельная стоимость алюминия.

$K_{мк}$ – составляющая удельных характеристик используемых активных материалов;

С использованием (3) и (19) – (26) составляются уравнения ЦФ потерь в объеме магнитопровода P_{MiiA}, обмотке статора P_{wSii} и обмотке ротора P_{wRii} АД [18]. Определяются суммарные потери активной мощности АД с ii-м вариантом ЭМС

$$F_{3iiA} = K_{д\Sigma ii}(P_{MiiA} + P_{wSii} + P_{wRii}) = \left(\sqrt[4]{\Pi_{АД}}\right)^3 \times \times K_{д\Sigma ii} K_{ywR} \Pi^*_{3iiA}, \quad (33)$$

где $K_{д\Sigma ii}$ – коэффициент повышения потерь ЭМС до суммарных потерь АД [18];

Π^*_{3iiA} – БС ЦФ потерь активной мощности АД с ii-м вариантом ЭМС, ЭМС

$$\Pi^*_{3iiA} = K_{yzS}\Pi^*_{3zSii} + K_{yaS}\Pi^*_{3aSii} + K_{ywS}\Pi^*_{3wSii} + \Pi^*_{3wRii}. \quad (34)$$

В [17, 18, 20, 21] по уравнениям (31), (32) и (34) рассчитаны основные ПТУ короткозамкнутых АДК, ОАД, ТАД с обозначениями (табл. 2). Соотношения $\Pi^*_{ккАэ}/\Pi^*_{кiiАэ}$ базового КАД, ОАД и ТАД (с вариантом ЭМС обозначенным пунктирными линиями) представлены в табл. 4. Расчеты выполнены при $K_{зп} = 0{,}3$, $\alpha_R = 1{,}338…2{,}785$, плотностях токов статора и ротора $J_S = 5…6$ А/мм^2; $J_R = 2…3$ А/мм^2; амплитуде индукции в рабочем зазоре $B_\delta = 0{,}6…0{,}8$ Тл, а также $C_w/C_c = 6{,}685$ и $C_a/C_c = 3{,}481$.

Таблица 4 – Числовые значения улучшения (+) и ухудшения (–) показателей технического уровня обращенных и торцевых асинхронных двигателей относительно классического аналога

Соотношение показателей технического уровня	Числовые значения улучшения (+) или ухудшения (–) показателей технического уровня обращенных и торцевых асинхронных двигателей относительно двигателя классического исполнения			
	Число полюсов			
	1	2	3	4
$\Pi_{1ККАЭ}/\Pi_{1КОАЭ}$	–17,6…+0,3	–12,9…+1,7	–13,1…+2,4	–11,0…+2,7
$\Pi_{2ККАЭ}/\Pi_{2КОАЭ}$	–3,2…+9,5	+(2,9…11,2)	+(2,9…10,9)	+(3,8…8,9)
$\Pi_{3ККАЭ}/\Pi_{3КОАЭ}$	+(20,4…26,4)	+(10,7…13,7)	+(8,0…11,0)	+(6,0…8,4)
$\Pi_{1ККАЭ}/\Pi_{1КТАЭ}$	+(4,9…19,9)	+(1,7…12,1)	+(8,2…17,7)	+(10,5…16,9)
$\Pi_{2ККАЭ}/\Pi_{2КТАЭ}$	–(20,2…9,0)	–(10,2…6,2)	–2,6…+0,8	+(1,8…4,3)
$\Pi_{3ККАЭ}/\Pi_{3КТАЭ}$	– 41,0…+14,2	–30,0…+20,9	–22,4…+25,2	–18,6…+27,4

При выполнении оптимизационных расчетов установлено, что БС $\Pi^*_{кii}$ (к = 1–3) и ЦФ (16)–(18) ТТ с вариантами ЭМС (табл. 1) унимодальны. ЦФ масс и стоимостей АДК с числом пар полюсов 2p = 2 и ОАД с $2 \le 2p \le 8$, а также зависимости потерь таких АД с 2p = 2 не содержат экстремумов по $a_м$ и при конкретных значениях $a_м$ характеризуются определенными экстремальными значениями λ_δ. Содержащие УП $a_м$, λ_δ ЦФ массы, стоимости и потерь АДК с $2p \ge 4$ и ЦФ потерь ОАД с $2p \ge 4$ являются унимодальными. Аналогичные ЦФ основных ПТУ (к = 1–3) ТАД с $2p \ge 2$ являются унимодальными.

На основе (17), (18) и (30), (33) также может быть составлена ЦФ интегрального критерия оптимизации. Например современным интегральным критерием оптимизации трансформаторов является полная капитализированная стоимость [13]

$$C_{\Sigma ттii} = K_{сх}P_{хii} + K_{ск}P_{кii} + C_{ттii}, \quad (35)$$

где $K_{сх}$ и $K_{ск}$ – удельные капитализированные стоимости потерь холостого хода и потерь короткого замыкания;

$C_{ттii}$ – стоимость ТТ.

При использовании (17) и (18), уравнение (35) преобразуется

$$C_{\Sigma ттii} = \left(\sqrt[4]{\Pi_{тт}}\right)^3 \left(\gamma_c K_{дхii} P_{ум} K_{сх} \Pi^*_{3мii} + \gamma_w K_{дкii} P_{yw} K_{ск} \Pi^*_{3wii} + K_{ст}\gamma_c C_c \Pi^*_{2ii}\right), \quad (36)$$

где $K_{дх(х)ii}$ *и* $P_{ум(w)}$ – коэффициент добавочных потерь холостого хода (короткого замыкания) трансформатора и удельные потери магнитопровода (обмотки);

$K_{ст}$ – коэффициент соотношения стоимостей ТТ и его активной части.

Исходя из компонент $\Pi_{тт}$ [14–16] и компонент $P_{ум}$, P_{yw}, экстремум интегрального критерия (36) может быть определен при варьировании УП $a_м$, λ_o, α_c, B_c и J_o одним из известных численных методов [11].

Выводы. 1. Разработанный метод создает возможность адекватного аналитического сопоставления вариантов ЭМС любых структур, конфигураций и технологий изготовления активных элементов на основе безразмерных ПТУ и универсальных относительных УП при условии идентичности электромагнитной мощности.

2. Установлено (табл. 3), что дополнительно к удобству встраивания в оболочки ограниченного диаметра, пространственные ЭМС обеспечивают улучшенные массостоимостные показатели ТТ. При изготовлении витых магнитопроводов из анизотропной ЭТС и использовании пространственных структур ЭМС достигается снижение потерь активной мощности ТТ.

3. Показаны возможность повышения энергоэффективности и предпосылки ресурсосбережения, в дополнение к объектам специальной техники, ряда электроприводов общепромышленных механизмов и систем на основе замены АДК на ОАД и многополюсные ТАД.

Список литературы

1. *Wolkrodt W.* Neve wege im Electromaschinenbau / *W. Wolkrodt* // Electro–Jobr. – 1985. –P 29–38.
2. *Кустов С. С.* Основные направления развития конструкций трансформаторов I–II габаритов / *С. С. Кустов* // Электрические станции. – 1995. – № 8. – С. 62–67.
3. *Казанский В. М.* Кризис и перспективы развития малых асинхронных двигателей / *В. М. Казанский* // Электричество. – 1996. – № 8. – С. 37–42.
4. *Ставинский А. А.* Проблема и направления дальнейшей эволюции устройств электромеханики / *А. А. Ставинский* // Електротехніка і електромеханіка. – 2005. – № 1. – С. 47–50.
5. *Ставинский А. А.* Особенности назначения и использования специальных электрических машин / *А. А. Ставинский* // Електротехніка і електромеханіка. – 2008. – № 2. – С. 44–48.

6. *Паластин Л. М.* Электрические машины автономных источников питания / *Л. М. Паластин*. – М. : Энергия, 1972. – 464 с.
7. *Игнатов В. А.* Торцевые асинхронные электродвигатели интегрального изготовления / *В. А. Игнатов, К. Я. Вильданов*. – М. : Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
8. *Ставинский А. А.* Особенности магнитопроводов асинхронных двигателей с конической структурой зубцов / *А. А. Ставинский* // Известия Российской академии наук. Сер. Энергетика. – 1992. – № 5. – С. 130–137.
9. *Ставинский А. А.* Формирование структур статических электромагнитных систем на основе нетрадиционных образующих контуров / *А. А. Ставинский, Р. А. Ставинский, Е. А. Авдеева* // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2013. – № 11(87). – С. 74–81.
10. *Розов В. Ю.* Внешние магнитные поля силового электрооборудования и методы их уменьшения / *Ю.В. Розов*. – Киев:1995. – 42 с. – (препр. / НАН Украины. Институт Электродинамики; № 722).
11. *Андронов С. А.* Методы оптимального проектирования: Текст лекций / *С. А. Андронов*. – СПб. : СПб. ГуАП, 2001. – 169 с.
12. *Бородулин Ю. Б.* Автоматизированное проектирование силовых трансформаторов / *Ю. Б. Бородулин, В. А. Гусев, Г. В. Попов*. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 264 с.
13. *Лизунов С. Д.* Силовые трансформаторы. Справочная книга : под ред. *С. Д. Лизунова, А. К. Лоханина*. – М. : Энергоатомиздат, 2004. – 616 с.
14. *Ставинський А. А.* Визначення головних розмірів та геометричних співвідношень трифазного трансформатору малої потужності з просторовим магнітопроводом / *А. А. Ставинський, Р. А. Ставинський* // Зб. наук. праць УДМТУ. – 2000. – № 4(30). – С. 118–123.
15. *Ставинський Р. А.* Масовартісна модель трифазного трансформатора малої потужності з просторовим магнітопроводом / *Р. А. Ставинський* // Preseedings of the 4th International Modeling School of AMSE – UAPL – Crimea, Alushta, September 12–17. – Rzeszow, Poland, 2000. – P. 245–248.
16. *Ставинский А. А.* Оптимизационный сравнительный анализ структур статических электромагнитных систем. Ч. 1. Варианты и метод оценки преобразований / *А. А. Ставинский, Р. А. Ставинский, Е. А. Авдеева* // Электричество. – 2014. – № 9. – С. 34–43.
17. *Ставинский А. А.* Использование метода относительных коэффициентов показателей технического уровня в решении задач оптимизации асинхронных двигателей / *А. А. Ставинский, О. О. Пальчиков* // Електротехніка і електромеханіка. – 2014. – № 5. С. 37–44.
18. *Ставинский А.А.* Целевые функции сравнительного анализа энергетической эффективности электромагнитных систем асинхронных двигателей с внутренними и внешними роторами / *А. А. Ставинский, О. О. Пальчиков* // Електротехніка і електромеханіка. – 2015. – № 1. С. 41–45.
19. *Авдєєва О. А.* «Трифазні трансформатори для встановлення в обмежені об'єми об'єктів підводної техніки : автореф. дис. на здобуття наук. ступеню канд. техн. наук : спец. 05.09.01 «Електричні машини і апарати» / О.А. Авдєєва– Одеса, 2015, 20 с.
20. *Ставинский А. А.* Сравнительный анализ массостоимостных показателей асинхронных двигателей с цилиндрическим и аксиальным рабочим зазором / *А. А. Ставинский, О. О. Пальчиков* // Електротехніка і електромеханіка. – 2015. – № 3. С. 20–26.
21. *Ставинский А. А.* Сравнительный анализ потерь активной мощности асинхронных двигателей с цилиндрическим и аксиальным рабочим зазором / *А. А. Ставинский, О. О. Пальчиков* // Електротехніка і електромеханіка. – 2015. – № 5. С. 31–35.

References (transliterated)

1. Wolkrodt W. Neve wege im Electromaschinenbau. Electro–Jobr., 1985. pp. 29–38.
2. Kustov S. S. Osnovnyie napravleniya razvitiya konstruktsiy transformatorov I–II gabaritov [The main directions of the development of structures of transformers I-II dimensions]. *Elektricheskie stantsii*. 1995. No. 8. – pp. 62–67.
3. Kazanskiy V. M. Krizis i perspektivyi razvitiya malyih asinhronnyih dvigateley [The crisis and the prospects for the development of small induction motors]. *Elektrichestvo*. Moskow, 1996, no. 8, pp. 37–42.
4. Stavinskiy A. A. Problema i napravleniya dalneyshey evolyutsii ustroystv elektromehaniki [The problem and the direction of the further evolution of electromechanical devices]. *Elektrotehnika i elektromehanika*. Kharkov, 2005, no. 1. – pp. 47–50.
5. Stavinskiy A. A. Osobennosti naznacheniya i ispolzovaniya spetsialnykh Elektricheskih mashin [Features of the destination and use of special electric machines]. *Elektrotehnika i elektromehanika*, 2008, no. 2, pp. 44–48.
6. Palastin L. M. *Elektricheskie mashiny avtonomnyih istochnikov pitaniya* [Electrical machines independent power supply]. Moskow, Energiya Publ., 1972, 464 p.
7. Ignatov V. A., Vildanov K. Ya. *Tortsevyie asinhronnyie elektro-dvigateli integralnogo izgotovleniya* [End motors integrated manufacturing]. Moskow, Energoatomizdat Publ., 1988, 304 p.
8. Stavinskiy A. A. *Osobennosti magnitoprovodov asinhronnyih dvigateley s konicheskoy strukturoy zubtsov* [Features of magnetic induction motors with conical structure of prongs]. Izvestiya Rossiyskoy akademii nauk. Ser. Energetika, 1992, no. 5, pp. 130–137.
9. Stavinskiy A. A., Stavinskiy R. A., Avdieieva O. A. Formirovanie struktur staticheskih elektromagnitnyih sistem na osnove netraditsionnyih obrazuyuschih konturov [Formation of structures static electromagnetic systems based on non-conventional forming loops]. *Elektrotehnichni ta komp'yuterni sistemy*. Odessa, 2013, no. 11(87), pp. 74–81.
10. Rozov V. Yu. *Vneshnie magnitnyie polya silovogo elektrooborudovaniya i metodyi ih umensheniya* [External magnetic fields of power electrical equipment and methods to reduce them]. Kyiv, 1995, 42 p. (prepr. NAN Ukrainyi. Institut Elektrodinamiki; no. 722).
11. Andronov S. A. *Metodyi optimalnogo proektirovaniya: Tekst lektsiy* [Methods of optimal design: the text of lectures]. SPb. GuAP Publ., 2001, 169 p.
12. Borodulin Yu. B., Gusev V. A., Popov G. V. *Avtomatizirovannoe proektirovanie silovyih transformatorov* [Computer-aided design of power transformers]. Moskow, Energoatomizdat Publ, 1987, 264 p.
13. Lizunov S. D., Lohanina A. K. *Silovyie transformatoryi. Spravochnaya kniga* [Power transformers. Reference book]. Moskow, Energoatomizdat Publ., 2004, 616 p.
14. Stavinskiy A. A., Stavinskiy R. A. Viznachennya golovnih rozmiriv ta geometrichnih spivvidnoshen trifaznogo transformatoru maloyi potuzhnosts z prostorovim magnitoprovodom [Determination of the main dimensions and geometric relationships of three-phase low power transformer with spatial magnetic core]. Mykolaiv, *Zb. nauk. prats UDMTU,* 2000, no. 4(30), pp. 118–123.
15. Stavinskiy R. A. Masovartisna model trifaznogo transformatora maloyi potuzhnosti z prostorovim magnitoprovodom [Mass and cost model for three-phase low power transformer with spatial magnetic core]. Preseedings of the 4th International Modeling School of AMSE. UAPL. Crimea, Alushta, September 12–17, Rzeszow, Poland, 2000, pp. 245–248.
16. Stavinskiy A. A., Stavinskiy R. A., Avdeeva E. A. Optimizatsionnyiy sravnitelnyiy analiz struktur staticheskih elektromagnitnyih sistem. Ch. 1. Variantyi i metod otsenki preobrazovaniy [Optimization comparative analysis of structures of static electromagnetic systems. Part 1. Options and method of changes valuation]. Elektrichestvo, 2014, no. 9, pp. 34–43.
17. Stavinskiy A. A., Palchikov O. O. Ispolzovanie metoda otnositelnyih koeffitsientov pokazateley tehnicheskogo urovnya v reshenii zadach optimizatsii asinhronnyih dvigateley [The use of relative ratios technical level indicators method in the solution of optimization problems of asynchronous motors]. *Elektrotehnika i elektromehanika*. 2014, no. 5, pp. 37–44.
18. Stavinskiy A. A., Palchikov O. O. Tselevyie funktsii sravnitelnogo analiza energeticheskoy effektivnosti elektromagnitnyih sistem asinhronnyih dvigateley s vnutrennimi i vneshnimi rotorami [Target function for comparative analysis of the energy efficiency of electromagnetic systems of induction motors with internal and external rotors]. *Elektrotehnika i elektromehanika*. 2015, no. 1, pp. 41–45.
19. Avdeeva O. A. Trifazni transformatori dlya vstanovlennya v obmezheni ob'emi ob'ektiv pidvodnoyi tehniki : avtoref. dys. na

zdobuttya nauk. stupenya kand. tehn. nauk : spets. 05.09.01 “Elektrichni mashini i aparati” [Three phase transformers for installation in limited amounts of objects underwater technology. Abstract of a thesis. dr. eng. sci. diss. 05.09.01 "Electrical machines and apparatus"]. Odesa, 2015, 20 p.

20. Stavinskiy A. A., Palchikov O. O. Sravnitelnyiy analiz massostoimostnyih pokazateley asinhronnyih dvigateley s tsilindricheskim i aksialnyim rabochim zazorom [Comparative analysis of mass and value indicators of asynchronous motors with cylindrical and axial working gap]. *Elektrotehnika i elektromehanika*. 2015, no. 3. pp. 20–26.

21. Stavinskiy A. A., Palchikov O. O. Sravnitelnyiy analiz poter’ aktivnoy moschnosti asinhronnyih dvigateley s tsilindricheskim i aksialnyim rabochim zazorom [Comparative analysis of active power losses of asynchronous motors with cylindrical and axial working gap]. *Elektrotehnika i elektromehanika*. 2015, no. 5. pp. 31–35.

Поступила (received) 30.07.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Универсальный метод обоснованного выбора технических решений активной части электрических машин и аппаратов / А. А. Ставинський, Р. А. Ставинський, О. А. Авдєєва, О. О. Пальчиков // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 70–79. – Бібліогр.: 21 назв. – ISSN 2079-3944.

Универсальный метод обоснованного выбора технических решений активной части электрических машин и аппаратов / А. А. Ставинский, Р. А. Ставинский, Е. А. Авдеева, О. О. Пальчиков // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. – Харків : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 70–79. – Библиогр.: 21 назв. – ISSN 2079-3944.

The universal method of informed choice of technical solutions of electrical machines and apparatuses active part / A. A. Stavinskiy, R. A. Stavinskiy, O. A. Avdieieva, O. O. Palchykov // Bulletin of NTU "KhPI". Series: Problems of electrical machines and apparatus improving. – Kharkov : NTU "KhPI", 2016. – No. 11 (1183). – P. 70–79. – Bibliogr.: 21. – ISSN 2079-3944.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Ставинський Андрій Андрійович – доктор технічних наук, професор, Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, професор кафедри суднових електроенергетичних систем; тел.: (0512) 36-49-63.

Ставинский Андрей Андреевич – доктор технических наук, профессор, Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова, профессор кафедры судовых электроэнергетических систем; тел.: (0512) 36-49-63.

Stavinskiy Andrei Andreevich – Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Professor at the Department of the shipboard electrical power systems; tel.: (0512) 36-49-63.

Ставинський Ростислав Андрійович – кандидат технічних наук, доцент, Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, доцент кафедри суднових електроенергетичних систем; тел.: (0512) 36-97-81; e-mail: strostand@mail.ru.

Ставинский Ростислав Андреевич – кандидат технических наук, доцент, Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова, доцент кафедры судовых электроэнергетических систем; тел.: (0512) 36-97-81; e-mail: strostand@mail.ru.

Stavinskiy Rostislav Andreevich – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Docent, Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Docent at the Department of the shipboard electrical power systems; tel.: (0512) 36-97-81; e-mail: strostand@mail.ru.

Авдєєва Олена Андріївна – кандидат технічних наук, Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, асистент кафедри суднових електроенергетичних систем; тел.: (0512) 36-05-15; e-mail: e.avdeeva@ukr.net.

Авдеева Елена Андреевна – кандидат технических наук, Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова, ассистент кафедры судовых электроэнергетических систем; тел.: (0512) 36-05-15; e-mail: e.avdeeva@ukr.net.

Avdieieva Elena Andrieievna – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Assistant at the Department of the shipboard electrical power systems; tel.: (0512) 36-05-15; e-mail: e.avdeeva@ukr.net.

Пальчиков Олег Олегович – аспірант, Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова; тел.: (0512) 55-96-89; e-mail: ole2013hulk@yandex.ua.

Пальчиков Олег Олегович – аспирант, Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова; тел.: (0512) 55-96-89; e-mail: ole2013hulk@yandex.ua.

Palchykov Oleg Olegovich – Postgraduate student at the Admiral Makarov National University of Shipbuilding; tel.: (0512) 55-96-89; e-mail: ole2013hulk@yandex.ua.

УДК 621.313

В. И. МИЛЫХ, Л. В. ШИЛКОВА

ЧИСЛЕННО-ПОЛЕВОЙ АНАЛИЗ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В СТАТИКЕ И ДИНАМИКЕ

Подано принципи і результати чисельно-польового розрахунку координатних і часових функцій величин, що характеризують магнітне поле в активній зоні трифазного асинхронного двигуна в режимі навантаження. На прикладі двигуна потужністю 15 кВт аналізуються кутові функції магнітної індукції (МІ) в проміжку, в зубцево-пазових структурах ротора і статора, в спинці осердя статора, радіальні функції МІ і напруженості магнітного поля в пазах і зубцях ротора і статора, а також часові функції МІ в точках проміжку і осердя статора, в точках, які пов'язані з обертовим ротором.

Ключові слова: трифазний асинхронний двигун, режим навантаження, магнітні поля, чисельні розрахунки, магнітна індукція, напруженість магнітного поля, координатні і часові функції.

Представлены принципы и результаты численно-полевого расчета координатных и временных функций величин, характеризующих магнитное поле в активной зоне трехфазного асинхронного двигателя в режиме нагрузки. На примере двигателя мощностью 15 кВт анализируются угловые функции магнитной индукции (МИ) в зазоре, в зубцово-пазовых структурах ротора и статора, в спинке сердечника статора, радиальные функции МИ и напряженности магнитного поля в пазах и зубцах ротора и статора, а также временные функции МИ в точках зазора и сердечника статора, в точках, связанных с вращающимся ротором.

Ключевые слова: трехфазный асинхронный двигатель, режим нагрузки, магнитные поля, численные расчеты, магнитная индукция, напряженность магнитного поля, координатные и временные функции.

Purpose. Presentation of the principles and the results of numerical-field calculation of the coordinate and temporal functions of quantities characterizing the magnetic field in the core of a three-phase induction motor (TAD) on load condition. **Methodology.** Calculations of magnetic fields are carried out with the finite elements method by FEMM program. Calculations are automated by controlling the operation of the program by means of the scripts created in Lua language. The coordinate functions are obtained by a disposable calculation in statics, the temporal functions - in dynamics by the multi-position calculations of the rotating magnetic fields within the full rotation of the rotor. **Results.** The test calculations are conducted on a 15 kW TAD. The expanded set includes more functions besides the traditional consideration of the coordinate (angular) function of magnetic induction in the gap, namely, there are the coordinate functions of the magnetic induction and tension of the magnetic field in the slots and teeth of the rotor and stator, and also the temporal functions of the magnetic induction in points of the gap and core of the stator, in points associated with the rotating rotor. **Originality.** The updated formation principles of the TAD calculation model are presented based on the design data with the original formation of the current structure in the rotor slots, and the author's principles of the multi-position calculation of the rotating magnetic fields of TAD are presented in dynamics. The unique temporal functions of magnetic induction are got in a number of points of the TAD magnetic system. **Practical value.** Numerical-field analysis of the coordinate functions of the magnetic induction and tension of the magnetic field in a number of areas and their temporal functions at specific points revealed aspects that were previously unavailable using classical methods of calculation of the TAD magnetic circuit. It has shown how rough were the assumptions made in calculation of a magnetic circuit of electrical machines with these methods. The results demonstrated that when they were taken in account a TAD design process had a verification reserves in part of determining its electromagnetic parameters and magnetic loss of power.

Keywords: three-phase induction motor, load condition, magnetic fields, numeral calculations, magnetic induction, tension of the magnetic field, coordinate and temporal functions.

Введение. Принцип действия электрических машин (ЭМ), в том числе и трехфазных асинхронных двигателей (ТАД), основан на взаимодействии магнитных полей [1]. Обоснование важнейших явлений – индуктирование ЭДС в обмотках и силовых действий базируется, как правило, на магнитных полях в зазоре между индуктором и якорем, роли которых в ТАД играют статор и ротор. При этом одной из ключевых величин является магнитная индукция (МИ).

В классической системе проектирования ЭМ величина МИ в зазоре определяется методом магнитной цепи [2], а форма ее распределения принимается умозрительно с использованием имеющегося опыта экспериментальных исследований. Это распределение «сглаживается», а наличие зубцов сердечников учитывается в расчетах специальными коэффициентами.

В большинстве случаев расчеты магнитного поля ограничиваются случаями действия одной из обмоток, например, индуктора – это общепринятый режим холостого хода (ХХ). В режиме нагрузки, в котором и происходят основные процессы в ЭМ, при действии всех обмоток расчеты магнитных полей в зазоре методом магнитной цепи, как правило, не удаются ввиду чрезмерной сложности и невысокой точности из-за серьезных допущений.

Приближенное распределение МДС обмоток и МИ ложится в основу гармонического анализа электромагнитных величин в зазоре и в обмотках, что также является основой классической теории ЭМ. Такой упрощенный подход, как показано в [3] на примере турбогенератора, не дает достоверных результатов, когда речь идет о конкретных числовых значениях этих величин. Отказаться от ряда допущений, влияющих на результаты расчета магнитных полей в ЭМ, позволяют численные методы в сочетании с современным компьютерным программным обеспечением [4-6]. Однако на практике в большинстве случаев ограничиваются простым созерцанием рассчитанных магнитных полей [7], рассмотрением только координатного распределения МИ в зазоре ЭМ (по линии его развертки), использованием результатов расчета в локальных зонах [8] и другими упрощенными вариантами магнитных полей и связанных с ними других величин.

Постановка задачи. Целью работы является представление принципов и результатов численно-полевого расчета координатных и временных функций величин, характеризующих магнитное поле, в ТАД в режиме нагрузки. В расширенный состав, кроме традиционного рассмотрения координатной (угловой)

© В.И. Милых, Л.В. Шилкова, 2016

функции МИ в зазоре, входят еще координатные функ–ции МИ и напряженности магнитного поля в пазах и зубцах ротора и статора, в спинке сердечника ста–тора, а также временные функции МИ в точках зазо–ра и сердечника статора, в точках, связанных с вра–щающимся ротором. Координатные функции полу–чаются при одноразовом расчете поля при заданных мгновенных значениях токов обмоток – это условно статическое состояние. Временные функции получаются при многопозиционных расчетах магнитных полей в процессе их вращения вместе с ротором – это условно динамический режим.

Объект исследования. Для расчетного анализа взят ТАД мощностью 15 кВт, проектные параметры которого представлены в [2]. Он рассчитан на номинальные фазные напряжение U_{sN}=220 В и ток статора I_{sN}=29 А; коэффициент мощности $\cos\varphi_{sN}$=0,889, скольжение s_N=0,026 и частоту f_s=50 Гц. Он имеет числа фаз m_s=3 и пар полюсов p=2, наружные диаметры сердечников статора d_{se}=0,272 м и ротора d_r=0,184 м, воздушный зазор δ=0,5 мм; активную длину l_a=0,13 м; числа пазов статора Q_s=48 и ротора Q_r=38; число последовательных витков фазной обмотки статора N_s=112; ее обмоточный коэффициент K_{Ws}=0,959; реактивную I_{sor}=7,75 А и активную I_{soa}= 0,52 А составляющие тока XX статора; коэффициент скоса пазов ротора K_{sqr}=0,996.

Пазы ротора закрытые с перемычкой толщиной 0,7 мм. Обмотка статора однослойная, диаметральная, распределенная, что характерно для ТАД определенного уровня мощности.

Расчетная модель ТАД. Расчеты магнитного поля проводились по программе FEMM [6]. Под нее создана расчетная модель электромагнитной систе–мы ТАД в его поперечном сечении. Она изображена на рис. 1 и представлялась подробнее в [9].

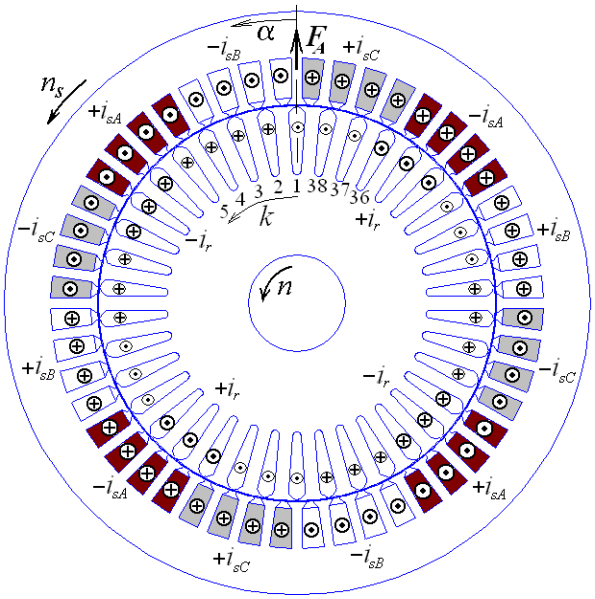


Рис. 1 – Расчетная модель электромагнитной системы ТАД в его поперечном сечении

Распределение фазных зон обмотки статора идентифицируется на рис. 1 индексами при фазных токах. Принято, что МДС F_A фазной обмотки A на полюсном делении вверху ориентирована по вертикальной оси, от которой отсчитывается угол α.

Верхний зубец сердечника статора расположен на той же вертикали, форма фазных зон симмет–рична относительно этой оси, а по направлениям то–ков – асимметричны. Все остальное принимает свои позиции автоматически в зависимости от значения p.

В обмотке статора подразумевается симметричная трехфазная система фазных токов:

$$i_{sA} = I_{ms}\cos(\omega t)\,;\; i_{sB} = I_{ms}\cos(\omega t - \tfrac{2}{3}\pi)\,;\; i_{sC} = I_{ms}\cos(\omega t - \tfrac{4}{3}\pi)\,, \quad (1)$$

где t – время; I_{ms} – амплитуда, ω – угловая частота.

В начальный момент при t=0 токи в фазных обмотках A, B и C составляют $i_{sA}=I_{ms}$, $i_{sB}=i_{sC}$=-0,5I_{ms}. В пазах статора на рис. 1 показаны соответствующие их направления. Знаки + и – перед символами токов показывают, что они должны быть еще добавлены к определяемым по формулам (1) мгновенным значениям фазных токов. Угловая позиция ротора может меняться, но при этом его нумерованные пазы фиксируются координатой первого паза α_{r1} и углом сдвига друг от друга $\alpha_{rn}=360°/Q_r$.

Расчетная модель ТАД преобразуется в физико-геометрическую модель, воспринимаемую программой FEMM. Это делается автоматически составленным скриптом Lua, аналогичным скрипту для турбогенератора, представленному в [10].

Важным аспектом подготовительной работы к расчету магнитного поля в ТАД является определение *величины токов обмотки ротора*, а также их фазового сдвига по отношению к токам обмотки статора, которые уже заданы (1). Ранее [11] это делалось на основе электрической схемы замещения ТАД. Теперь это делается по представленным выше проектным данным ТАД и иллюстрируется векторной диаграммой (ВД), построенной на рис. 2 по общеизвестным правилам [1].

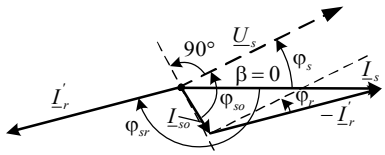


Рис. 2 – Векторная диаграмма к определению тока ротора при нагрузке ТАД

Базовым принят вектор обобщенного фазного тока $\underline{I}_s$ с нулевой начальной фазой β. Под углом $\varphi_s=\arccos(\cos\varphi_{sN})$ к $\underline{I}_s$ проводится вектор фазного напряжения $\underline{U}_s$, а под углом $\varphi_{so}=\mathrm{arctg}(I_{sor}/I_{soa})$ к нему построен вектор $\underline{I}_{so}$ – тока XX статора.

Относительно вектора напряжения получаются активная и реактивная составляющие обращенного приведенного фазного тока ротора:

$$-I'_{ra} = I_s\cos\varphi_s - I_{soa};\; -I'_{rr} = I_s\sin\varphi_s - I_{sor}, \quad (2)$$

действующее значение этого тока и его фазовый сдвиг относительно напряжения:

$$-I_r^{'}=\sqrt{(-I_{ra}^{'})^2+(-I_{rr}^{'})^2}\ ;\ \ \varphi_r=arctg\frac{-I_{rr}^{'}}{-I_{ra}^{'}}. \qquad (3)$$

Вектор необращенного приведенного фазного тока ротора $\underline{I}_r^{'}=-(-\underline{I}_r^{'})$ и относительно тока статора имеет фазовый сдвиг (в электрических градусах)

$$\varphi_{sr}=180°-\varphi_s+\varphi_r\,. \qquad (4)$$

Действующее значение истинного (не приведенного) фазного тока ротора находится через коэффициент приведения токов [1]:

$$I_r=(-I_r^{'})\cdot\frac{N_s K_{Ws}\, m_s}{N_r K_{Wr}\, m_r}\cdot\frac{1}{K_{sq}}, \qquad (5)$$

где для короткозамкнутой обмотки ротора число фаз m_r равно числу пазов ротора Q_r, число витков на фазу N_r=0,5, обмоточный коэффициент K_{Wr}=1.

Для использования в геометрической расчетной модели (рис. 1) электрические градусы ВД (рис. 2) должны перейти, как известно [1], в реальную угловую меру через деление на число пар полюсов p.

Конкретно, распределение по пазам ротора синусоидальной волны его токов должно отставать на каждой паре полюсов от такой же условной волны системы токов статора (1) на геометрический угол

$$\alpha_{sr}=\varphi_{sr}/p\,. \qquad (6)$$

В итоге, для рассматриваемого ТАД получено I_r=439,9 А; α_{sr}=-82,55° (тут уточнение, т.к. по проектным данным ток I_r составлял 442 А). Отрицательное значение угла α_{sr} и дает отставание «волны» токов ротора от «волны» токов статора.

На представленной основе формируется многофазная система мгновенных значений токов в стержнях короткозамкнутого ротора, а именно:

$$i_{rk}=\sqrt{2}I_r\sin\left\{p\cdot\left[(k-1)\cdot\alpha_{rn}+\alpha_{sr}+\alpha_{r1}\right]\right\}\ , \qquad (7)$$

где k=1, 2,…,Q_r – номер паза в соответствии с рис. 1.

Общие принципы расчета магнитных полей.

В поперечном сечении ТАД (рис. 1) магнитное поле описывается общеизвестным дифференциальным уравнением

$$\mathrm{rot}\left[\frac{1}{\mu}\mathrm{rot}\left(\vec{k}\,A_z\right)\right]=\vec{k}\,J_z\ , \qquad (8)$$

где A_z, J_z – аксиальные составляющие векторного магнитного потенциала (ВМП) и плотности тока;

$\vec{k}$ – орт по аксиальной оси z;

μ – абсолютная магнитная проницаемость, которая для ферромагнитных сердечников определяется по их кривой намагничивания.

На внешней поверхности сердечника статора принимается условие Дирихле A_z=0. Численный расчет магнитного поля проводится методом конечных элементов, как отмечалось, по общедоступной программе FEMM [6] при конкретной позиции ротора и соответствующих значениях токов статора (1) и ротора (7). При этом основным допущением является неучет возможной реакции вихревых токов.

Одной из базовых величин магнитного поля, которые принято анализировать, является МИ, вычисляемая по распределению ВМП на основе общего выражения $\vec{B}=\mathrm{rot}(\vec{k}\,A_z)$. Исходя из этого, например, в полярных координатах составляющие и модуль МИ:

$$B_r=\frac{\partial A_z}{r\,\partial\alpha}\ ;\ \ B_\alpha=-\frac{\partial A_z}{\partial r}\ ;\ \ B=\sqrt{B_r^2+B_\alpha^2}\,. \qquad (9)$$

В шихтованных сердечниках программа FEMM «выдает» значения МИ, «размазанные» на всю их аксиальную длину. Чтобы получить МИ непосредственно для стальных листов, надо делить эти значения на коэффициент заполнения сердечника сталью.

Для получения *координатных – угловых и радиальных функций* МИ (зависящих от α и r) достаточно провести однопозиционный расчет магнитного поля. В режиме номинальной нагрузки, в указанной на рис. 1 позиции ротора для момента времени t=0, по (1) определены токи i_{As}=41 А; i_{Bs}=-20,5 А; i_{Cs}=-20,5 А. Распределение токов по пазам ротора и статора, картина магнитного поля для этого режима в виде силовых линий, а также векторы МИ представлены на рис. 3. Более детализированный фрагмент этой картины показан на рис. 4 в зоне зазора с прилегающими зубцово-пазовыми структурами ротора и статора.

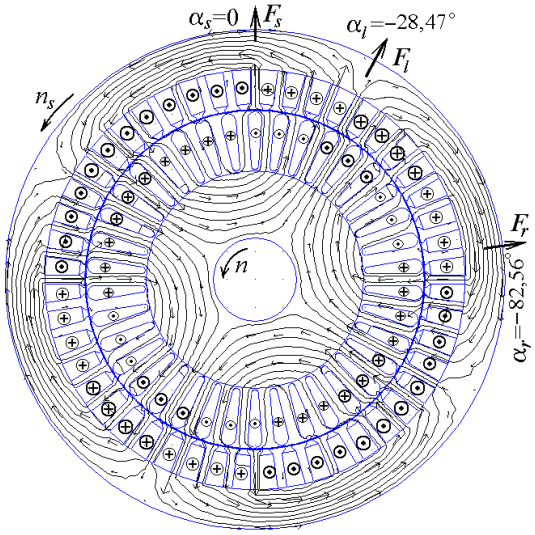


Рис. 3 – Магнитное поле ТАД в режиме нагрузки

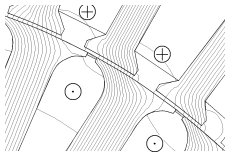


Рис. 4 –Фрагмент картины магнитного поля

На рис. 3 представлены условные направления МДС на одном полюсном делении: F_s – обмотки статора, F_r – обмотки ротора и F_l – результирующей. Соответствующие значения углов для МДС получены по правилам, изложенным в [5, 9].

Очевидно, что при переходе от режима ХХ к номинальной нагрузке результирующая МДС и картина магнитного поля тоже (см. [9]), повернулись на угол α_l.

Этот угол, по аналогии с синхронными машинами [1], можно считать углом нагрузки ТАД.

Для получения *временных функций электромагнитных величин* проводятся многопозиционные расчеты магнитных полей для задаваемого с шагом Δt временного ряда

$$t_k=\Delta t\cdot(k\text{-}1);\quad k=1,2,...,K_{\min}, \tag{10}$$

с обеспечением вращения ротора посредством его установки в угловые позиции

$$\alpha_k=\Delta\alpha\ (k\text{-}1)\ (1\text{-}s);\quad k=1,\ 2,\ ...,\ K, \tag{11}$$

с шагом $\Delta\alpha=\Omega\cdot\Delta t$, где K – минимальное число позиций, позволяющее сформировать конкретные временные функции на заданном временном интервале.

В (11) текущее отставание ротора от вращающегося магнитного поля статора учитывается скольжением s. Это не следует путать с объясненным выше и учтенным в (7) установившимся отставанием «волны» токов ротора от «волны» токов статора в процессе их синхронного вращения. Частоты вращения магнитного поля n_s и ротора n показаны на рис. 1 и рис. 3 с обозначением их направлений.

Важно то, что распределение токов по пазам ротора в соответствии с (7) должно происходить уже после поворота ротора на угол $\Delta\alpha$. И здесь уже рассматривается не некоторый общий угол поворота (11), а угловые позиции пазов ротора. В формуле (7) они будут адекватными благодаря пересчету каждый раз координаты перемещающегося с вращающимся ротором его 1-го паза:

$$\alpha_{r1}=\alpha_{r10}+\Delta\alpha\ (k\text{-}1)\ (1\text{-}s);\quad k=1,\ 2,\ ...,\ K, \tag{12}$$

где α_{r10} – координата 1-го паза ротора в начальный момент времени, когда паз является ближайшим к вертикальной оси в сторону возрастания угла α.

Повороты ротора (11), вычисление токов статора (1) и ротора (7) в моменты времени (10), а также вычисление и сбор необходимых результатов расчета проводились при работе программы FEMM автоматически с использованием специально написанной подпрограммы на языке Lua, встроенном в FEMM.

При расчетах угол поворота ротора $\Delta\alpha$ между фиксированными позициями, а также размеры треугольников конечно-элементной структуры взяты достаточно малыми для обеспечения необходимой детализации функций рассматриваемых величин. В основных расчетах число узлов составляло 40 тыс., в контрольно-тестовых – до 123 тыс.

Результаты расчета магнитных полей. Для расчетного анализа в ТАД выделены окружности в зазоре, по зубцово-пазовым структурам ротора и статора и его спинке, а также конкретные точки в этих местах и еще на поверхности вращающегося ротора и в его зубце.

Координатные функции МИ, в зависимости от угловой координаты α, на ряде рисунков представляются в пределах двух полюсных делений. На следующих полюсных делениях эти функции повторяются благодаря четному числу Q_r. Иногда – для подтверждения или опровержения этого, рассматриваются и четыре полюсных деления.

Координатная функция МИ $B_r(\alpha)$ на линии окружности посреди зазора представлена на рис. 5 (масштаб по угловой координате дан в относительных единицах α/τ_p, где τ_p – полюсное деление). Очевидно, что синусоидальный или иной характер этой функции на фоне представленной «стихии» можно воображать только мысленно. Поэтому ориентироваться на переход от $B_r(\alpha)$ к функции ЭДС в проводниках обмотки статора, как это делается в классической литературе, или предполагать синусоидальный характер функции $B_r(\alpha)$, как это делается в специальных исследованиях в [12], не следует, что, в принципе, соответствует аналогичному анализу для турбогенератора [3]. Тем более, что в следующее мгновение времени картина распределения $B_r(\alpha)$ будет иной.

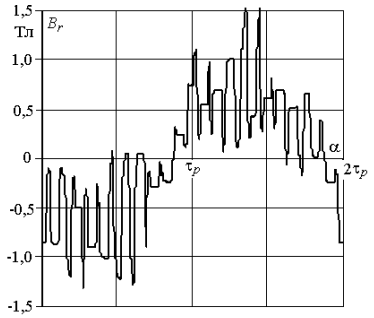


Рис. 5 – Распределение радиальной составляющей МИ в воздушном зазоре

Более «упорядочены» распределения $B_r(\alpha)$ в зубцово-пазовых структурах ротора (рис. 6) и статора (рис. 7), которые получены на среднем радиальном уровне этих структур. Огибающая для МИ в зубцах могла бы ассоциироваться с синусоидой, но картину портят отдельные «выбросы», особенно на рис. 7.

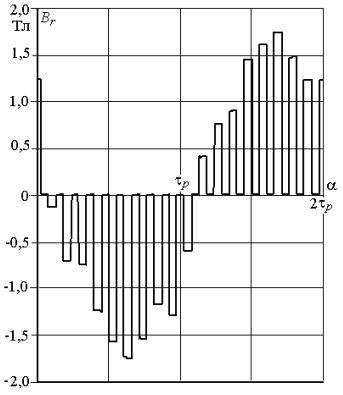


Рис. 6 – Распределение радиальной составляющей МИ по пазам и зубцам ротора

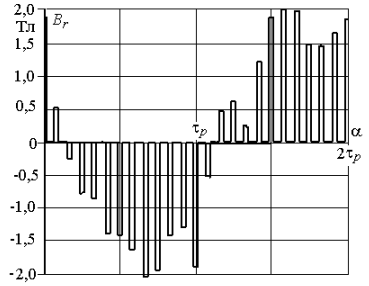


Рис. 7 – Распределение радиальной составляющей МИ по пазам и зубцам статора

Установлено, что эти «выбросы» приходятся на места стыка разных фазных зон – там, где изменяется направление тока (см. рис. 3). Поэтому находящиеся здесь зубцы имеют, с точки зрения магнитного поля, индивидуальные условия по сравнению с остальными зубцами.

В спинке сердечника статора более интересна угловая составляющая МИ. Ее угловая функция $B_\alpha(\alpha)$ получена на дуге окружности среднего радиуса спинки и представлена на рис. 8. Здесь есть определенная близость к синусоиде, но видны и искажения из-за зубчатой структуры сердечника статора и упомянутых выше «выбросов».

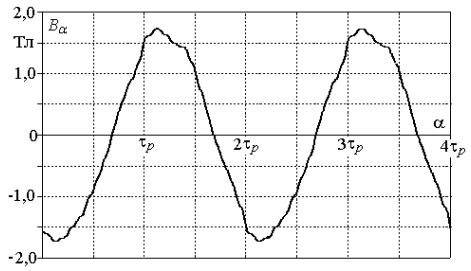


Рис. 8 – Распределение угловой составляющей МИ в спинке сердечника статора на ее среднем радиусе

В ТАД и других ЭМ, для формирования всей структуры магнитного поля и для процессов в них самих, важно распределение МИ и напряженности магнитного поля в пазах и зубцах.

Распределение радиальной составляющей МИ в пазах и зубцах ротора (*rot*) и статора (*sta*) представлены на рис. 9. Здесь и далее обозначение зуб1 соответствует зубцам с наибольшими значениями МИ, паз1 и паз2 – пазы, окружающие этот зубец, паз3 – паз с наибольшими значениями МИ, не совпадает с предыдущими пазами. Для пазов и зубцов для наглядности масштаб МИ отличается в 10 раз. Высота зубцов h для ротора отсчитывается от их основания, для статора – от коронок.

В системе проектирования [2] при магнитном расчете методом магнитной цепи принимается по высоте зубца представленного типа одинаковое значение МИ. Графики на рис. 9 свидетельствуют, что здесь кроется весьма серьезная погрешность расчета. Видно еще, что в пазах в местах выхода в зазор МИ также достигает достаточно заметных значений.

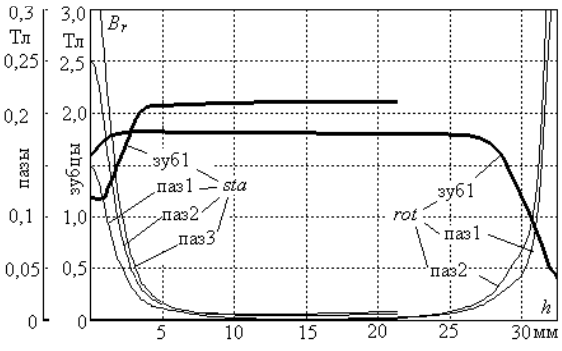


Рис. 9 – Распределение радиальной составляющей МИ по высоте зубцов и пазов ротора

Наряду с МИ, в магнитном расчете свою роль играет напряженность магнитного поля. Распределение ее радиальной составляющей H_r по высоте зубцов и пазов представлено на рис. 10 – для ротора и на рис. 11 – для статора (каждый раз в двух масштабах, отличающихся в 10 раз – для проявления разных частей графиков).

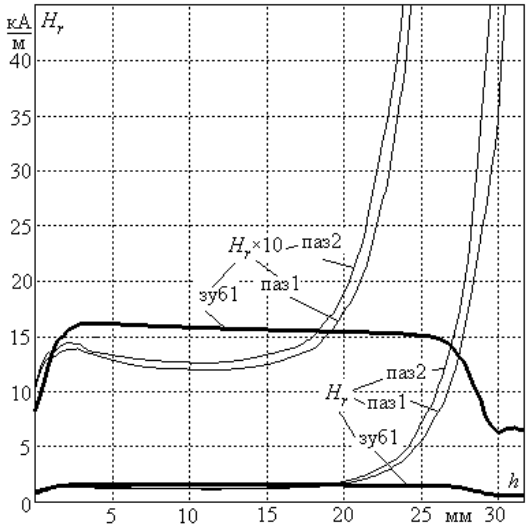


Рис. 10 – Распределение радиальной составляющей напряженности магнитного поля по высоте зубцов и пазов ротора

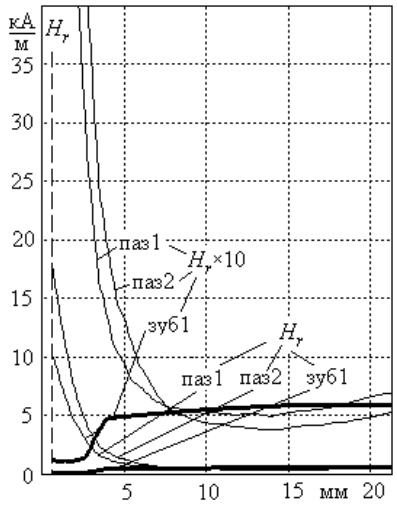


Рис. 11 – Распределение радиальной составляющей напряженности магнитного поля по высоте зубцов и пазов статора

Рисунки показывают, что в классической методике [1, 2] постулат о том, что распределение напряженности магнитного поля в параллельных пазах и зубцах является одинаковым, оказывается далеким от истины – особенно на выходах из пазов в зазор. Заметны даже отличия в пазах, окружающих один и тот же зубец. Весьма неравномерным оказывается распределение $H_r(h)$ и по высоте зубцов и пазов.

Временные дискретные функции МИ получены многопозиционными расчетами магнитных полей

$$B_r(t_k);\quad B_\alpha(t_k);\quad B(t_k),\quad k=1,2,...,K, \qquad (12)$$

где K – число позиций в пределах полного поворота ротора, которое составило 371. Использовались

варианты $\Delta\alpha$ в 0,5°, 1° и 1,5°, но заметных изменений во временных функциях не наблюдалось, поэтому основным был принят вариант $\Delta\alpha$=1°. Время расчета на компьютере достаточно высокого уровня заняло около 7,5 часа.

Естественно, что рассматривались варианты сокращения объемов расчета, как это делалось для турбогенератора с учетом периодичности и симметрии временных функций электромагнитных величин [3]. В ТАД это можно было сделать для неподвижных точек статора, да и то с некоторым допущением. Для выявления полного периода электромагнитных величин в точках, вращающихся вместе с ротором, было даже мало одного оборота магнитного поля. С целью некоторого уточнения расчеты продолжались до полного поворота самого ротора. Хотя и этого все равно было недостаточно, поэтому временные функции представлялись их локальными отрезками.

Графики временных функций $B_r(t)$ для точек, зафиксированных в зазоре и в основании зубца статора, представлены на рис. 12, где время дано в относительных единицах, а за базу взят период T, соответствующий периоду токов (1).

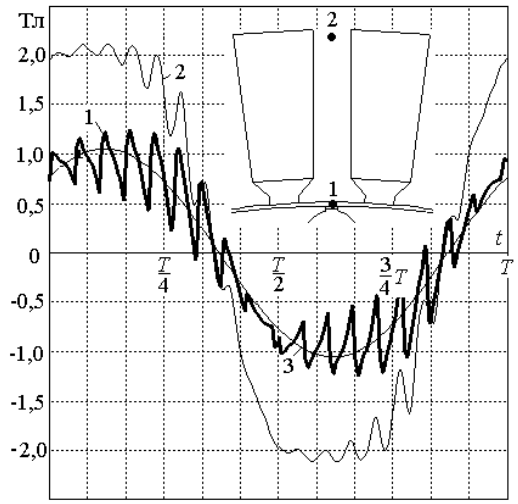


Рис.12 – Временные функции радиальной составляющей МИ в неподвижных точках: 1 – в зазоре под зубцом статора; 2 – у основания зубца; 3 – первая гармоника функции 1

В зазоре функция выглядит как пилообразная, что сформировано зубчатой структурой ротора, и она пульсирует относительно выделенной здесь же первой гармоники этой функции. Временная функция в зазоре, в отличие от координатной функции (рис. 5), более стабильна с точки зрения повторяемости. В зубцах усредненный контур представленной функции по форме приближается к трапецеидальной и также с явно проявившимися зубцовыми пульсациями, дошедшими из зазора.

На рис. 7 было выявлено, что магнитное поле в некоторых зубцах имеет индивидуальные свойства. Теперь это в более наглядной форме проявляют временные функции $B_r(t)$ на рис. 13. Они получены на среднем уровне по высоте в трех расположенных рядом зубцах сердечника статора. Для зубца 1, находящегося на стыке фазных зон (рис. 3), МИ достигает больших значений. Для остальных зубцов 2 и 3 достигаемый уровень МИ примерно одинаков, но есть отличия в характере функций. Отметим еще, что на разных периодах все функции также имеют некоторые отличия, т. к. при разных числах зубцов ротора и статора полная симметрия электромагнитной системы ТАД отсутствует.

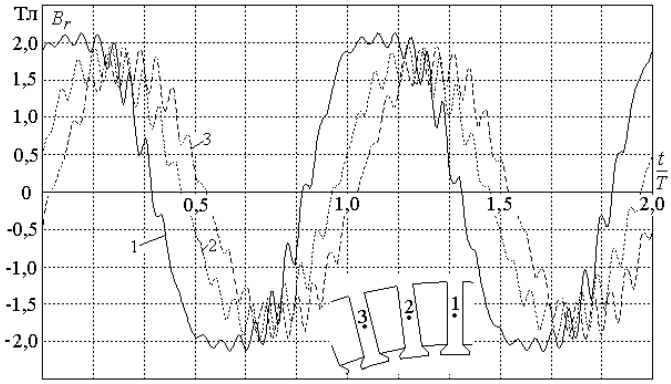


Рис.13 – Временные функции радиальной составляющей МИ в точках посередине трех соседних зубцов статора

На рис. 14 изображены функции угловой составляющей и модуля МИ в точке, отмеченной в спинке сердечника статора. Функция $B_\alpha(t)$ похожа на координатную функцию (рис. 8), но теперь проявились временные пульсации МИ, которые являются «наследниками» пульсаций в зубцах и зазоре (рис. 12).

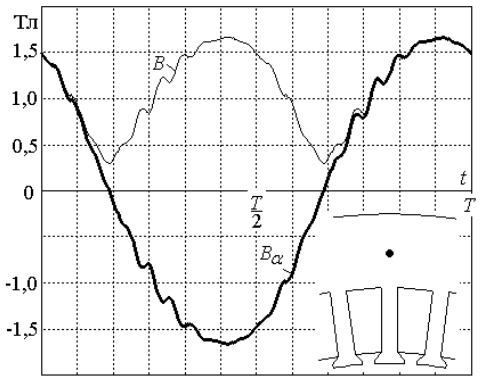


Рис.14 – Временные функции угловой составляющей B_α и модуля B МИ в точке на среднем уровне спинки статора

На рис. 15 представлены временные функции $B_r(t)$ для точек, вращающихся вместе с ротором. Фактически это переменные составляющие МИ в роторе, порож–денные зубчатой структурой статора. Очевидно, что частота пульсаций значительно превышает частоту изменения основного вращающегося магнитного поля относительно ротора – частоту скольжения $f_r=s\cdot f_s$. Это, в сочетании с достаточно большой амплитудой пульсаций, приводит к значительным магнитным потерям мощности в роторе.

На рис. 15 функции даны на все том же упоминавшемся периоде T, что является условностью. В действительности полный период этих функций составляет $T_r=T/s$ – это соответствует тому, что ротор занял бы относительно статора через период T_r такую же позицию, как в исходный момент времени на рис. 3 (фактически этот рисунок надо было бы повернуть на 180°). Такой чрезмерно длительный расчет можно было бы при необходимости провести. Но в данном случае

ограничились периодом T, а на рис. 15 представлены два отрезка рассматриваемых функций. Они сняты в разных точках, отличающихся угловым положением – в зонах более слабого и более сильного магнитных полей. Например, на рис. 3 зона сильного поля находится там, где изображен вектор F_l, зона слабого поля сдвинута примерно на половину полюсного деления.

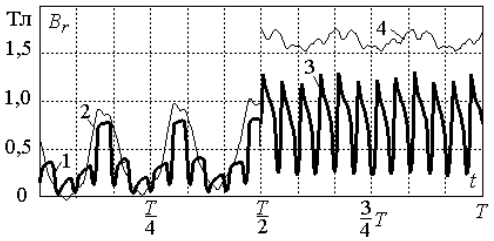


Рис.15 – Временные функции МИ в точках, вращающихся с ротором: 1, 3 – в зазоре над зубцом ротора; 2, 4 – у основания его зубцов (1, 2 – в зоне слабого, 3, 4 – в зоне сильного магнитного поля)

На основании рассмотренных временных функций МИ следует задуматься, а насколько обосновано классическая теория ЭМ оперирует во многих случаях с чисто синусоидальным характером изменения электромагнитных величин в зазоре и сердечниках, а также с их гармоническими рядами, воображаемыми на основе очень серьезных допущений. В частности, именно поэтому для расчета магнитных потерь мощности в стальных сердечниках и в ряде других случаях приходится пользоваться индивидуальными эмпирическими формулами, вводимыми на основе экспериментальных исследований ЭМ конкретных типов и размеров. В том числе, стоит ли уточнять методы расчета магнитных потерь в ферромагнитных сердечниках и в ТАД, как это делается, например, в [13] на основе углубленного оперирования с процессами перемагничивания сталей, если в то же время не учитывается реалистичный характер временных функций МИ?

Выводы. 1. Численно-полевой анализ координатных функций магнитной индукции и напряженности магнитного поля на ряде участков и их временных функций в конкретных точках позволил выявить аспекты, которые ранее были недоступны при использовании классических методов расчета магнитной цепи ТАД. Проявилось, насколько грубыми были допущения, принятые при расчете магнитной цепи электрических машин этими методами.

2. Координатное распределение магнитной индукции по дуге в зазоре ТАД характеризуется хаотичностью и неустойчивостью и далеко от синусоидальной формы. Аналогичные распределения в зубцово-пазовых структурах статора и ротора имеет особенности, заключающиеся в увеличенных значениях магнитной индукции в зубцах, находящихся в зонах стыка фазных зон обмотки статора.

3. По высоте зубцов и пазов величины магнитного поля весьма сильно изменяются, при этом распределение напряженности магнитного поля в соседних пазах и зубцах также разное.

4. Временные функции магнитной индукции в разных точках магнитной системы ТАД проявили ее значительные пульсации, и не только в зазоре, но и по всей высоте зубцов статора и ротора, они проявляются даже в спинке сердечника статора. Размах пульсаций магнитной индукции в зубцах ротора весьма значительный и достигает 1 Тл, причем характер пульсаций существенно изменяется на разных участках, отличающихся насыщением прилегающей части магнитопровода.

5. Представленные результаты проведенных исследований показали, что при их учете процесс проектирования ТАД имеет резервы уточнения в части определения его электромагнитных параметров и магнитных потерь мощности.

Список литературы

1. *Вольдек А. И.* Электрические машины. Машины переменного тока / *А. И. Вольдек, В. В. Попов.*– СПб.: Питер, 2010. – 356 с.
2. *Копылов И. П.* Проектирование электрических машин / *И. П. Копылов, Ф. А. Горяинов, Б. К. Клоков и др.* Под ред. И. П. Копылова. – М. : Издательство Юрайт, 2011. – 767 с.
3. *Милых В. И.* Гармонический анализ электромагнитных величин трехфазной обмотки статора турбогенератора на основе классических и численно-полевых методов / *В. И. Милых, Н. В. Полякова* // Технічна електродинаміка. – 2013. –№3. –С. 40–49.
4. *Bianchi Nicola*. Electrical Machine Analysis Using Finite Elements (Copyrighted Material) / *Nicola Bianchi* // CRC Press, Taylor & Francis Group, University of West Florida, 2005. – 276 p.
5. *Милых В. И.* Определение электромагнитных параметров электрических машин на основе численных расчетов магнитных полей / *В. И. Милых, Н. В. Полякова* // Електротехніка і електромеханіка. –2006. – №2. – С. 40–46.
6. *Meeker D.* Finite Element Method Magnetics. FEMM 4.2 32 bit 11 Oct 2010 Self-Installing Executable. – Режим доступа: http://www.femm.info/wiki/OldVersions.
7. *Лущик В. Д.* Перспективні напрямки удосконалення електричних машин: Монографія / *В. Д. Лущик.* – ПрАТ «Миронівська друкарня», 2015. – 264 с.
8. *Попович О. М.* Визначення пазового розсіювання статора асинхронного двигуна з урахуванням насічення, зігзаг-розсіювання, взаємної індуктивності фаз / *О. М. Попович, І. В. Головань* // Електротехніка і електромеханіка. – 2011. – №3. – С. 40–42.
9. *Милых В. И.* Численно-полевой поверочный анализ проектных параметров трехфазных асинхронных двигателей / *В. И. Милых, Л. В. Шилкова* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Випуск 1/2016 (33). – С. 58–65.
10. *Милых В. И.* Автоматизированное формирование расчетных моделей турбогенераторов для программной среды FEMM / В. *И. Милых, Н. В. Полякова* // Електротехніка і електромеханіка. – 2015. – №4. – С. 7–14.
11. *Милых В. И.* Анализ магнитного поля асинхронного двигателя в различных режимах работы с использованием метода конечных элементов / *В. И. Милых, Е. А., Сидоренко, Л. В. Шилкова* // Вестник НТУ «ХПИ». Сборник научных трудов. Тематический выпуск. Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2007. – №24. – С. 54–61.
12. *Тітко О. І.* Моделювання та ідентифікація дефектів короткозамкненої обмотки ротора асинхронних двигунів / О. *І. Тітко, М. С. Гуторова* // Гідроенергетика України. – 2014. – №4. – С. 8–12.
13. *Ченчевой В. В.* Природа аномального роста потерь в электротехнической стали в режиме глубокого насыщения / *В. В. Ченчевой, Д. И. Родькин, В. О. Огарь* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Випуск 1/2014 (25). –С. 76–93.

References (transliterated)

1. Voldek A. I., Popov V. V. *Elektricheskie mashinyi. Mashinyi peremennogo toka* [Electrical Machines. Machines of alternating current], SPb, Piter Publ, 2010, 356 p.
2. Kopyilov I. P., Goryainov F. A., Klokov B. K. *Proektirovanie elektricheskih mashin* [Design of electrical machines]. Moscow, Yurait

Publ, 2011, 767 p.

3. Milykh, V. I., Polyakova N. V. Garmonicheskiy analiz elektromagnitnyih velichin trehfaznoy obmotki statora turbogeneratora na osnove klassicheskih i chislenno-polevyih metodov [Harmonious analysis of electromagnetic sizes three-phase winding of stators of turbogenerator on basis classic and numeral field methods]. *Tehnichna Elektrodinamika*. 2013, no. 3, pp. 40–49.
4. Bianchi, Nicola. Electrical Machine Analysis Using Finite Elements (Copyrighted Material). CRC Press, Taylor & Francis Group, University of West Florida, 2005, 276 p.
5. Milykh V. I., Polyakova N. V. Opredelenie elektromagnitnyih parametrov elektricheskih mashin na osnove chislennyih raschetov magnitnyih poley [Determination of electromagnetic parameters of electric machines based on numerical calculations of magnetic field]. *Electrotekhnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromehanics*. 2006, no.2, pp. 40–46.
6. Meeker, D. "Finite Element Method Magnetics: OldVersions." *Finite Element Method Magnetics: HomePage*. DavidMeeker, 11 October 2010. Web. 10 March 2014 <http://www. femm.info/ wiki/OldVersions>.
7. Lushchik V. D. Perspekty`vni napryamky` udoskonalennya elektry`chny`x mashy`n [Promising directions for improving electrical machines]. Monografiya – PrAT «My`ronivs`ka drukarnya». 2015. – 264 p.
8. Popovich O. M., Golowan I. V. Vy`znachennya pazovogo ozsiyuvannya statora asy`nxronnogo dvy`guna z uraxuvannyam nasichennya, zigzag-rozsiyuvannya, vzayemnoyi indukty`vnosti faz [Determining of stator slot leakage taking into account the saturation, zigzag leakage, mutual inductance of phases]. *Electrotekhnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromehanics*. 2011, no. 3, pp. 40–42.
9. Milykh V. I., Shilkova L. V. Chislenno-polevoy poverochnyiy analiz proektnyih parametrov trehfaznyih asinhronnyih dvigateley [Numerically-field confirmatory analysis of a three-phase induction motor design parameter]. *Elektromehanichni i energozberigayuchi sistemi – Electromechanical and energy saving systems. Release* 1/2016 (33), pp. 58-65.
10. Milykh V.I., Polyakova N.V. Avtomatizirovannoe formirovanie raschetnyih modeley turbogeneratorov dlya programmnoy sredyi FEMM [Automated formation of calculation models of turbogenerator for software environment FEMM]. *Electrotekhnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromehanics*. 2015, no. 4, pp. 7–14.
11. Milykh V. I., Sidorenko E. A., Shilkova L. V. Analiz magnitnogo polya asinhronnogo dvigatelya v razlichnyih rezhimah rabotyi s ispolzovaniem metoda konechnyih elementov [Analysis of magnetic field of the induction motor in different operating modes using the finite element method]. *Visnik NTU «HPI». Harkiv: NTU «HPI» – Bulletin of NTU "KhPI". Kharkiv: NTU "KhPI"*, 2007, no. 24, pp. 54–61.
12. Titko O. I., Gutorova M. S. Modelyuvannya ta identy`fikaciya defektiv korotkozamknenoyi obmotky` rotora asy`nxronny`x dvy`guniv [Modeling and identification of defects of a short-circuited winding of rotor of induction motors]. *Gidroenergety`ka Ukrayiny*. – 2014. – no. 4. – pp. 8–12.
13. Chenchevoy V. V., Rodkin D. I, Ogar V. O. Priroda anomalnogo rosta poter v elektrotehnicheskoy stali v rezhime glubokogo nasyischeniya. [The nature of the abnormal growth of losses in electrical steel in deep of the saturation mode]. *Elektromehanichni i energozberigayuchi sistemi – Electromechanical and energy saving systems.* Release 1/2014 (25), pp. 76–93.

Поступила (received) 05.08.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Числено-полевой аналіз магнітного поля трифазного асинхронного двигуна в статиці і динаміці / В. І. Мілих, Л. В. Шилкова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 80–87. – Библиогр.: 13 назв. – ISSN 2409-9295.

Числено-полевой анализ магнитного поля трехфазного асинхронного двигателя в статике и динамике / В. И. Милых, Л. В. Шилкова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 80–87. – Бібліогр.: 13 назв. – ISSN 2409-9295.

Numerical-field analysis of the magnetic field of a three-phase induction motor in statics and dynamics / V. I. Milykh, L. V. Shilkova // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2016. – No. 11 (1183). – P. 80–87. – Bibliogr.: 13. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Мілих Володимир Іванович, доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», завідувач кафедри електричних машин, тел. (057)707-65-14; e-mail: mvikemkpi@gmail.com.

Милых Владимир Иванович, доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», заведующий кафедры электрических машин, тел. (057)707-65-14; e-mail: mvikemkpi@gmail.com.

Milykh Vladimir Ivanovych, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Chair of the Department of Electrical machines, tel. +38 (057) 707-65-14; e-mail: mvikemkpi@gmail.com.

Шилкова Лариса Василівна, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», старший викладач кафедри електричних машин, тел. (057)707-68-44, e-mail: larisa_lv@ukr.net.

Шилкова Лариса Васильевна, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», старший преподаватель кафедры электрических машин, тел. (057)707-68-44, e-mail: larisa_lv@ukr.net.

Shilkova Larisa Vasilivna, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Senior Lecturer of the Department of Electrical machines, tel. +38 (057) 707-68-44, e-mail: larisa_lv@ukr.net.

УДК 621.313

Н. Н. ЗАБЛОДСКИЙ, В. Ю. ГРИЦЮК

МУЛЬТИГРАДИЕНТНОСТЬ ПОЛЕЙ В МАССИВЕ РОТОРА ШНЕКОВОГО ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

С помощью численного моделирования проведен анализ величин, характеризующих мультифизические процессы в активных частях шнекового полифункционального электромеханического преобразователя. Представлены зависимости распределения векторного магнитного потенциала, напряженности электрического поля, электропроводности, механических напряжений, температуры и градиентов соответствующих величин по глубине, а также вдоль длины полого ферромагнитного ротора. Результаты моделирования подтверждают возможность концентрации тепловыделений в межмодульной и концевых зонах шнекового электромеханического преобразователя.

Ключевые слова: полифункциональный электромеханический преобразователь, массив ротора, электромагнитное поле, градиент температуры, механические напряжения.

С помощью численного моделирования проведен анализ величин, характеризующих мультифизические процессы в активных частях шнекового полифункционального электромеханического преобразователя. Представлены зависимости распределения векторного магнитного потенциала, напряженности электрического поля, электропроводности, механических напряжений, температуры и градиентов соответствующих величин по глубине, а также вдоль длины полого ферромагнитного ротора. Результаты моделирования подтверждают возможность концентрации тепловыделений в межмодульной и концевых зонах шнекового электромеханического преобразователя.

Ключевые слова: полифункциональный электромеханический преобразователь, массив ротора, электромагнитное поле, градиент температуры, механические напряжения.

For polyfunctional electromechanical converters in which the active moving parts at the same time experiencing the combined impact of several types of loading, there is an urgent need to address the problems of forecasting and monitoring the change of parameters and characteristics. Accurate modeling requires joint solving electromagnetic, thermal and mechanical problems. Electromagnetic problem is solved with respect to the magnetic vector potential. Calculation of the rotor deformation associated with magnetoelastic, carried out by a separate procedure. The temperature field and steady-state heat conduction problem we consider as composite wall and any number of fuel elements and the cooling media. With the help of numerical simulation analysis of quantities characterizing multiphysics processes in the active parts of screw polyfunctional electromechanical transducer. The dependences of the magnetic vector potential distribution, electric field strength, conductivity, mechanical stress, temperature, and gradient values corresponding to the depth and along the length of the hollow ferromagnetic rotor. The simulation results confirm the possibility of heat generation concentration in the inter-module and the end zones of the screw electromechanical transducer. The distribution function of the mechanical compressive stresses along the ferromagnetic rotor is formed as a result of two factors: the temperature and axial strain magnetostriction. It should be noted the essential values of temperatures (up to 320 °C) in parts of the rotor of the array corresponding to the boundary zones of stators of the motor and brake modules. Changes of distribution gradients possible at the design stage and subsequent manufacturing converters by incremental displacement of one of stators by tangential coordinate.

Key words: polyfunctional electromechanical converter, massive of rotor, electromagnetic field, temperature gradient, mechanical stresses.

Введение. Обмотки, магнитные цепи электрических машин представляют собой многослойную систему из активных и диэлектрических тел, взаимосвязанных в тепловом отношении. Тепловыделяющие элементы (твэлы) в системе распределены неравномерно по координатам [1]. Поэтому представляет практический интерес нахождение обобщенного решения с переменными по координатам внутренними источниками тепла для обоснования выбора геометрических размеров твэлов, их теплофизических свойств, условий охлаждения, допустимых тепловых нагрузок. Для нового класса полифункциональных электромеханических преобразователей (ПЭМП), в которых активные подвижные части испытывают одновременно комбинированное воздействие нескольких видов нагружения, возникла острая необходимость решения задач прогнозирования и контроля изменения параметров и характеристик [2]. Предварительная оценка процессов указывает на то, что в полом ферромагнитном роторе шнекового ПЭМП, находящемся в электромагнитном и тепловом полях, могут возникать существенные внутренние механические напряжения и проявления эффектов Матисси, Видемана, Виллари. Точное моделирование процессов ПЭМП требует совместного решения электромагнитной, тепловой и механической задач. На сегодняшний день существует небольшое количество конечно-элементных программных комплексов, которые содержат указанные физические модули, и еще меньше тех, которые позволяют решать взаимосвязанные задачи [3-6].

Разработка аналитических методов и математических моделей для проведения численных экспериментов требует тщательной оценки градиентов потенциальных полей, действующих в массиве ротора ПЭМП.

Цель работы. Определение распределения скалярных и векторных величин, характеризующих магнитное, электрическое и тепловое поле, а также поле механических напряжений, оценка взаимосвязанности градиентов этих величин в краевых и активных зонах массивного ротора ПЭМП.

Изложение материала и его результаты. В массиве полого ферромагнитного ротора шнекового ПЭМП действуют четыре вида взаимосвязанных потенциальных полей: магнитное, электрическое, тепловое и поле механических напряжений. Вместе с тем, весь массив ротора условно состоит из отдельных твэлов, неравномерно распределенных по координатам, в общем случае – с функцией распределения $q_v(R, \varphi, Z)$. Даже в пределах твэла представление тепловыделений постоянным (среднеинтегральным) значением требует своего обоснования. Аналитическое решение нестационарной задачи теплопроводности представляет проблему даже при нулевых начальных условиях. На рис. 1 представлена расчетная схема

© Н.Н. Заблодский, В.Ю. Грицюк, 2016

ПЭМП отображающая его гетерогенную рабочую структуру, в которой можно выделить три вида характерных областей.

Области I и II ограничены по координате Z торцами ротора и магнитопровода статора, на R – внешней поверхностью ротора и внутренней поверхностью неподвижного вала. Области III, IV ограничены торцами магнитопроводов статора соответственно двигательного и тормозного модулей по координате Z. Область V – межмодульное пространство, ограниченное по координате Z торцами магнитопроводов двигательного и тормозного модулей.

Все области по координате R ограничены внешней поверхностью ротора и внутренней поверхностью неподвижного вала.

Электромагнитная задача решается относительно векторного магнитного потенциала, а расчет деформаций ротора, связанных с магнитоупругостью, ведется по методике [7].

Температурное поле и стационарную задачу теплопроводности мы рассматриваем в составной стенке из произвольного числа твэлов и охлаждающих сред:

$$\lambda_{Rj}\left(\frac{\partial^2\theta_j}{\partial R^2}+\frac{1}{R}\frac{\partial\theta_j}{\partial R}\right)+\lambda_{\varphi j}\frac{1}{R^2}\frac{\partial^2\theta_j}{\partial\varphi^2}+$$

$$+\lambda_{Zj}\frac{\partial^2\theta_j}{\partial Z^2}+q_{vj}(R,\varphi,Z)=0, \qquad (1)$$

$$Rj<R<Rj+1,\ j=1,2,3,\dots m,$$

$$-\lambda_1\frac{d\theta_1}{dR}\Big|_{R=R_1}=\alpha_1\left(\theta_1\Big|_{R=R_1}-\theta_{охл.1}\right),$$

$$\lambda_1\frac{d\theta_1}{dR}\Big|_{R=R_2}=\lambda_2\frac{d\theta_2}{dR}\Big|_{R=R_2},$$

$$\theta_1\Big|_{R=R_2}=\theta_2\Big|_{R=R_2}$$

$$-\lambda_i\frac{d\theta_i}{dR}\Big|_{R=R_{i+1}}=\lambda_{i+1}\frac{d\theta_{i+1}}{dR}\Big|_{R=R_{i+1}},$$

$$\theta_i\Big|_{R=R_{i+1}}=\theta_{i+1}\Big|_{R=R_{i+1}}$$

$$-\lambda_m\frac{d\theta_m}{dR}\Big|_{R=R_{m+1}}=-\alpha_2\left(\theta_m\Big|_{R=R_{m+1}}-\theta_{охл.2}\right),$$

Здесь R, R_i – координата соответственно составного полого цилиндра и координата на границе соприкосновения слоев; $\theta_j(R)$, $\theta_j(Z)$, $\theta_j(\varphi)$ температуры в j-м слое по координатам R, φ, Z; $q_{vj}(R, \varphi, Z)$ – тепловыделения твэла в j-м слое; α_1, α_2 – коэффициенты теплообмена; λ_j, λ_i – коэффициенты теплопроводности; $\theta_{охл1}$, $\theta_{охл2}$ – температуры охлаждающих сред; m – общее число слоев составного цилиндра. Принимая допущение об изотермичности температурного поля в j-м слое по координате φ, расчет ведем в ассиметричной постановке. Моделируемая плоскость – плоскость ZR.

На рис. 2 представлены функции распределения нормальной составляющей электрической напряженности $\boldsymbol{E}$ тангенциальной составляющей векторного магнитного потенциала $\boldsymbol{A}$, механических напряжений σ, температуры θ, активной проводимости γ вдоль полого ферромагнитного ротора (Z-координата). В задаче рассматривается ротор с относительно небольшой толщиной 12 мм, поэтому все указанные величины, кроме электрической напряженности, зарегистрированы по средней линии толщины ротора и, как мы увидим далее, существенных колебаний от толщины не испытывают. Значения $\boldsymbol{E}$ взяты на поверхности ротора со стороны расточки статоров и испытывают пятикратное изменение по толщине ротора.

Большинство из представленных функций для отдельных модулей можно отнести к гармоническим, анализ которых возможен и аналитическими методами.

В теории электромагнитного поля векторный магнитный потенциал $\boldsymbol{A}$ вводится с помощью следующего соотношения:

$$\text{rot}\ \vec{A}=\vec{B} \qquad (2)$$

Дифференцируя уравнение (2) по времени и учитывая известное соотношение rot $\boldsymbol{E}$ = $-\partial\boldsymbol{B}/\partial t$ получим:

$$\text{rot}\frac{\partial\vec{A}}{\partial t}=-\text{rot}\vec{E} \qquad (3)$$

Таким образом, значения двух функций $\partial\boldsymbol{A}/\partial t$ и $\boldsymbol{E}$ могут отличаться одно от другого только на некоторую постоянную независимую от координат величину. Вместе с тем, совпадение распределения вдоль координаты Z экстремумов представленных на рисунке 2 функций позволяет искать градиенты обобщенных функций (векторных и скалярных) для решения задач структурно-функциональной и тепловой интеграции ПЭМП. Функция распределения механических напряжений сжатия вдоль ферромагнитного ротора сформирована как результат воздействия двух факторов: температурных осевых деформаций и магнитострикции. Количественно влияние первого фактора превышает на три порядка возникающие механические напряжения от воздействия магнитострикции, однако усилия, возникающие вследствие магнитострикции весьма заметны (до 0,4 МПа) и в сочетании с частотой колебаний формируют значительные ультразвуковые воздействия на рабочую среду ПЭМП. На данном этапе исследований пока не учитываются деформации кручения.

Необходимо отметить существенные значения температур (до 320 °С) в массиве ротора в областях I, II, V, соответствующих краевым зонам магнитопроводов статоров двигательного и тормозного модулей.

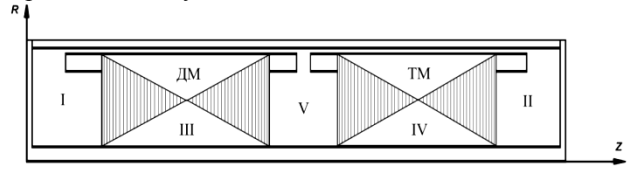


Рис. 1 – Расчетная схема шнекового ПЭМП

На рис. 3, 4 показаны соответственно распределения векторного магнитного потенциала, напряженности электрического поля, активной проводимости, механических напряжений, температуры и градиентов указанных величин. Расчет градиента температуры по глубине ротора, равно как

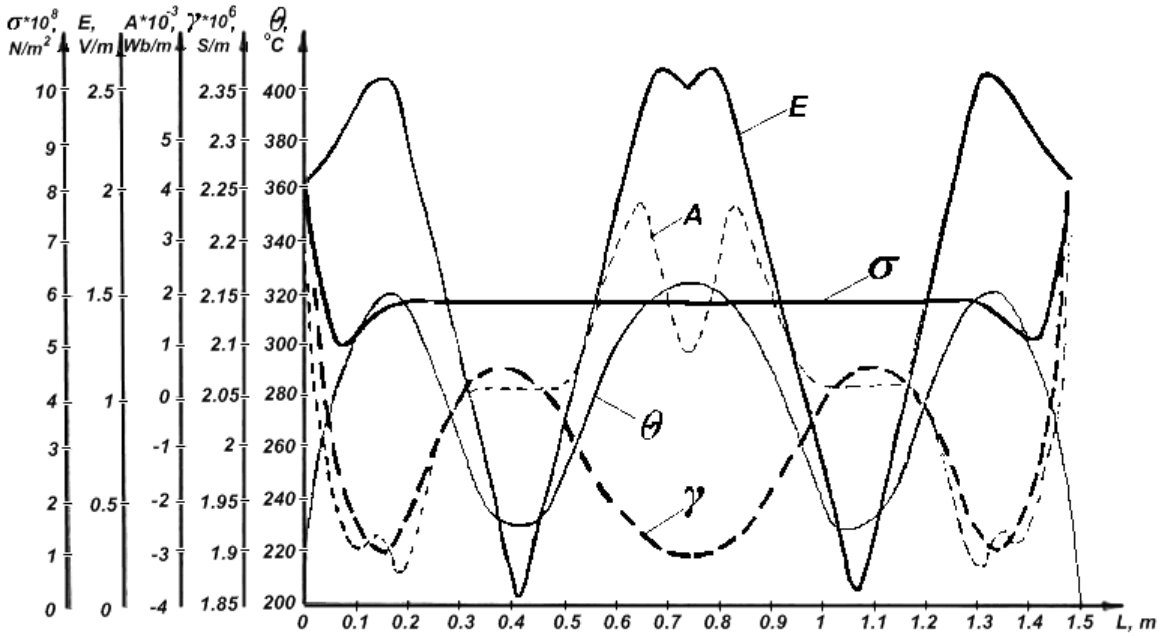


Рис. 2 – Функции распределения электромагнитных, тепловых и механических величин вдоль ротора ПЭМП

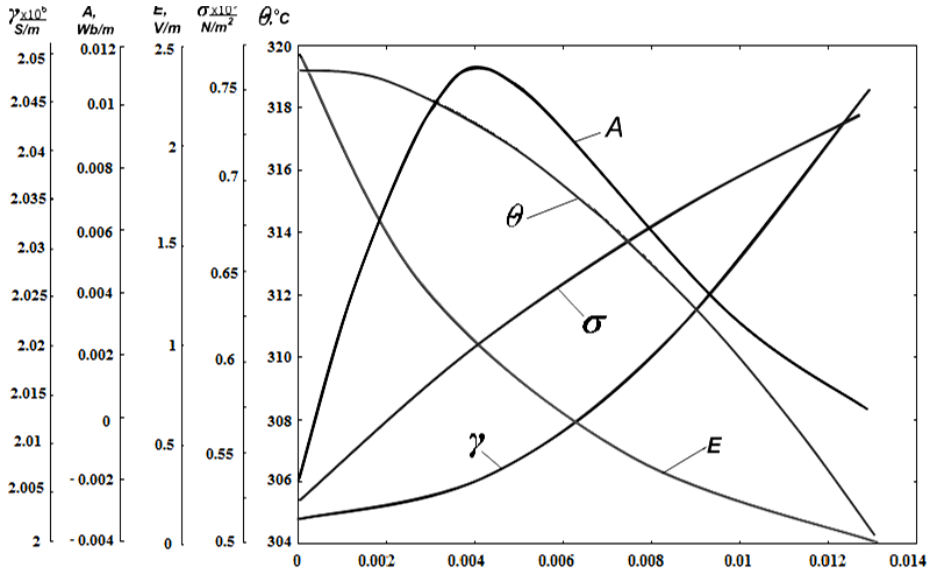


Рис. 3 – Распределение векторного магнитного потенциала, напряженности электрического поля, проводимости, температуры и механических напряжений по глубине ротора

и для других величин, ведется с учетом изменения *Z*-составляющей градиента по слоям:

$$\text{grad}\theta = \sqrt{\left(\frac{\partial\theta_R}{\partial R}\right)^2 + \left(\frac{\partial\theta_Z}{\partial Z}\right)^2} \qquad (4)$$

Наибольшей полиградиентностью обладают I, II и V-я области шнекового ПЭМП, при этом последняя может регулироваться по основным компонентам электромагнитного и теплового поля в процессе работы ПЭМП путем переключений тормозного и двигательного модулей на различные направления вращения основного магнитного поля, изменением его частоты и уровня напряжений. Целевые изменения полиградиентного распределения возможны также на стадии проектирования и последующего изготовления ПЭМП путем пошаговых смещений одного из статоров по координате φ. На рис. 5 представлен один из фрагментов распределения градиента температуры в области V, подтверждающий возможность концентрации тепловыделений в межмодульной зоне, где не проходит основной магнитный поток.

Фактически ферромагнитный ротор является основным элементом системы, регулирующим направленность термоградиента. Наряду с представленными выше величинами электромагнитного и теплового полей исследована одна из основных интегральных величин –

плотность магнитной энергии. Вектор градиента энергии есть ничто иное, как вектор силы, действующей на определенный объем активной части ПЭМП: $F = -gradW$. Это выражение общековариантно, т.е. не зависит от системы отсчета.

ПЭМП относят к классу электромеханических преобразователей технологического назначения, и рабочая среда выступает, как правило, в роли нагрузочно-охлаждающей, имеющей непосредственный контакт с активными частями ПЭМП.

Безусловно, оценка работы всей системы должна выполняться уже в трехмерной постановке задачи с вовлечением ещё одного вида градиента – градиента концентрации вещества, характеризующего величину и направленность концентрации какого-либо вещества в среде.

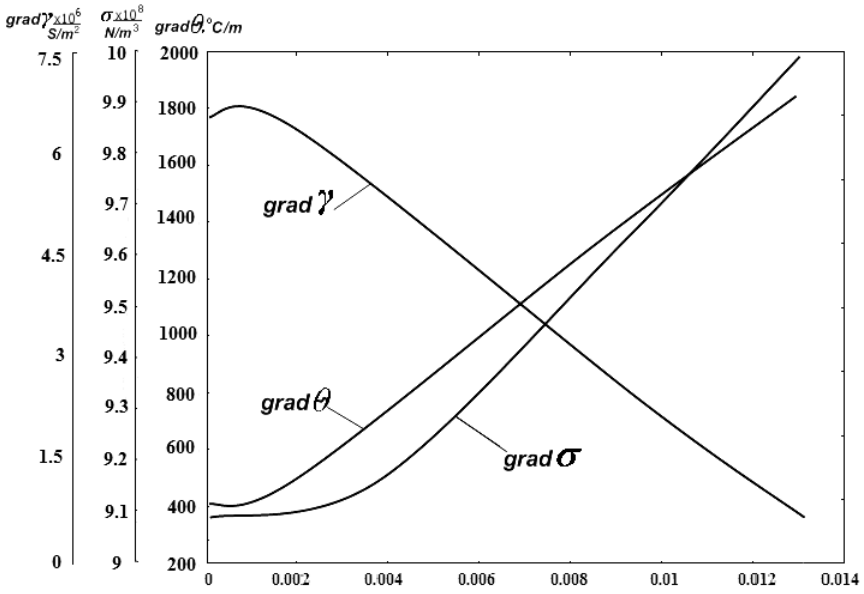


Рис. 4 – Температурный градиент, механическое напряжение и проводимость по глубине ротора

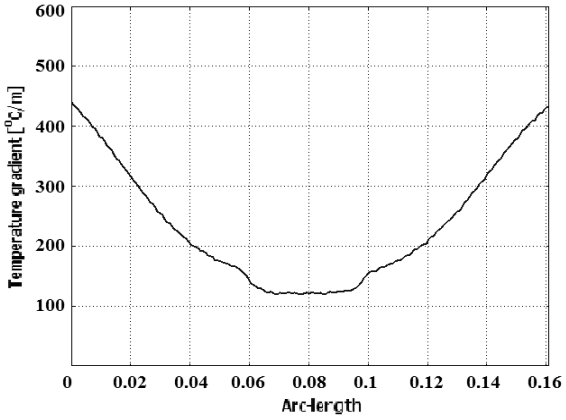


Рис. 5 – Распределение градиента температуры в межмодульной области

Выводы и направления дальнейших исследований. Проведенный методами численного моделирования анализ величин, характеризующих мультифизические процессы в активной части шнекового полифункционального электромеханического преобразователя, показал возможность установления градиентов функций (векторных и скалярных) для решения задач по оценке интенсивности и локализации областей преобразования энергии.

Дальнейшие исследования должны быть направлены на поиск методов установления градиентов обобщенных функций, в том числе интегральных, для решения задач структурно-функциональной и тепловой интеграции полифункциональных электромеханических преобразователей.

Список литературы:

1. *Логинов В. С.* Приближенные методы теплового расчета активных элементов электрофизических установок / *В. С. Логинов*. – М.:ФизМатЛит, 2009. – 272 с.
2. *Заблодский Н. Н.* Полифункциональные электромеханические преобразователи технологического назначения / *Н. Н. Заблодский* – Алчевск: ДонГТУ, 2008. – 296 с.
3. *Чумаченко Е. Н.* Математическое моделирование в нелинейной механике (обзор программных комплексов для решения задач моделирования сложных систем) / *Е. Н. Чумаченко* // Статьи

сайта IKI.RSSI.RU – Режим доступа : http://www.iki.rssi.ru/books/2009chumache nko.pdf. - Дата обращения : 15 июня 2016.
4. *Васильев В. А.* Анализ и выбор программных продуктов для решения инженерных задач приборостроения / *В. А. Васильев, М. А. Калмыкова* // Современная техника и технологии. – Март, 2013. – Режим доступа : http://technology.snauka.ru/ 2013/03/1702. - Дата обращения : 12 июня 2016.
5. *Bailoni* M. Mathematical modelling and simulation of magnetostrictive materials by Comsol Multiphysics / *M. Bailoni, Y. Wei, L. Norum* // Статьи сайта comsol.com – Режим доступа : https://www.comsol.es/paper/download/37248/Norum.pdf. - Дата обращения : 20 июня 2016.
6. *Slaughter J. C.* Coupled structural and magnetic models: linear magnetostriction in Comsol / *J. C. Slaughter* // Статьи сайта comsol.com – Режим доступа : https://www.comsol.se/ paper/download/44538/Slaughter.pdf. - Дата обращения : 20 июня 2016.
7. *Заблодский Н. Н.* Моделирование взаимосвязанных электромагнитных и механических процессов в массиве ротора шнекового полифункционального электромеханического преобразователя / *Н. Н. Заблодский, В. Е. Плюгин, В. Ю. Грицюк, И. Н. Кулдыркаев* // Сб. науч. трудов ДонГТУ. – 2013. – Вып. 40. – С. 202–206.

References (transliterated):

1. Loginov V. S. *Priblizhennye metody teplovogo rascheta aktivnyh jelementov jelektrofizicheskih ustanovok* [Approximate methods of thermal calculation of the active elements of the electrical installations] M.:FizMatLit, 2009. – 272 p.
2. Zablodskij N. N. *Polifunkcional'nye jelektromehanicheskie preobrazovateli tehnologicheskogo naznachenija* [Polyfunctional electromechanical converters technological purpose] Alchevsk: DonGTU, 2008. – 296 p.
3. Chumachenko E. N. Matematicheskoe modelirovanie v nelinejnoj mehanike (obzor programmnyh kompleksov dlja reshenija zadach modelirovanija slozhnyh sistem). [Mathematical modeling in nonlinear mechanics (review of software packages for the solution of complex systems modeling problems)] E. N. Chumachenko. Available at: http://www.iki.rssi.ru/books/2009chumachenko.pdf. (accessed 15.06.2016).
4. Vasil'ev V. A., Kalmykova M. A. Analiz i vybor programmnyh produktov dlja reshenija inzhenernyh zadach priborostroenija. [Analysis and selection of software to solve engineering problems of Instrumentation] Sovremennaja tehnika i tehnologii. – Mart, 2013. Available at: http://technology.snauka. ru/2013/03/1702. (accessed 12.06.2016).
5. *Bailoni M., Wei Y., Norum L.* Mathematical modelling and simulation of magnetostrictive materials by Comsol Multiphysics. Available at: https://www.comsol.es/ paper/ download/ 37248/ Norum.pdf. (accessed 20.06.2016).
6. *Slaughter J. C.* Coupled structural and magnetic models: linear magnetostriction in Comsol. Available at: https://www.comsol.se/paper/download/ 44538/Slaughter.pdf. (accessed 20.06.2016).
7. Zablodskiy N. N., Plyugin V. E., Gritsyuk V. Yu., Kuldyrkaev I. N. Modelirovanie vzaimosvyazannykh elektromagnitnykh i mekhanicheskikh protsessov v massive rotora shnekovogo polifunktsional'nogo elektromekhanicheskogo preobrazovatelya [Simulation of related electromagnetic and mechanical processes in the rotor screw array of polyfunctional electromechanical transducer]. *Sb. nauch. trudov DonGTU.* 2013. vol. 40. pp. 202–206.

Поступила (received) 10.08.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Мультиградиентность полей в массиве ротора шнекового электромеханического преобразователя / М. М. Заблодський, В. Ю. Грицюк // Вісник НТУ «ХПІ». Тематичний випуск «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 88–92. – Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2409-9295.

Мультиградиентность полей в массиве ротора шнекового электромеханического преобразователя / Н. Н. Заблодский, В. Ю. Грицюк // Вісник НТУ «ХПІ». Тематичний випуск «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 88–92. – Библиогр.: 7 назв. – ISSN 2409-9295.

Multigradient of fields in the array of rotor screwing electromechanical converter / N. N. Zablodskij, V. Yu. Gritsyuk // Bulletin of NTU "KhPI". Thematic edition "Electric machines and electromechanical energy conversion". – Kharkiv : NTU "KhPI", 2016. – № 11 (1183) – P. 88–92. – Bibliogr. 7. – ISSN 2409-9295.

«*Відомості про авторів / Сведения об авторах /About the Authors*»

Заблодський Микола Миколаєвич**,** доктор технічних наук, професор, Національний університет біоресурсів і природовикористання, професор кафедри електричних машин і експлуатаці\ електрообладлання; (050) 686-99-56; e-mail: zablodskiynn@gmail.com

Заблодский Николай Николаевич**,** доктор технических наук, профессор, Национальный университет биоресурсов и природопользования, профессор кафедры электрических машин и эксплуатации электрооборудования; (050) 686-99-56; e-mail: zablodskiynn@gmail.com

Zablodskij Nikolaj Nikolajevich, doctor of technical sciences, full professor, National University of life and environmental, professor of the department of electrical machines and maintenance of electric equipment; +38 (050) 686-99-56; e-mail: zablodskiynn@gmail.com

Грицюк Владимир Юрьевич**,** кандидат технічних наук, Донбаський державний технічний університет, доцент кафедри автоматизованих електромеханічних систем и електроприводу; (099) 948-54-33; e-mail: grits.86@mail.ru

Грицюк Владимир Юрьевич**,** кандидат технических наук, Донбасский государственный технический университет, доцент кафедры автоматизированных электромеханических систем и электропривода; (099) 948-54-33; e-mail: grits.86@mail.ru

Gritsyuk Vladimir Yurievich**,** candidate of technical sciences, Donbass State Technical University, associate professor at the Department of automated electromechanical systems and electric drive; +38 (099) 948-54-33; e-mail: grits.86@mail.ru

УДК 621.313

В. Ф. ШИНКАРЕНКО, А. А. ШИМАНСКАЯ, Ю. В. ГАЙДАЕНКО

СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ СЛОЖНЫХ ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ АГРЕГАТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИХ ГЕНЕТИЧЕСКИХ ПРОГРАММ

Аналізуються принципи структурної організації і генетичні програми структуроутворення складних агрегатів, що містять низку фізично і функціонально взаємопов'язаних електромеханічних перетворювачів енергії. На прикладі двома шинних агрегатів подвійного обертання розглянута послідовність реалізації процедур інноваційного синтезу електромеханічних структур по їх генетичним програмам. Розроблена узагальнена (дивергентно-конвергентна) генетична модель, за допомогою якої визначено структурні формули, які задовольняють заданій функції синтезу. Результати досліджень розглядаються як важливий крок на шляху створення системної методології генетичного проектування складних технічних систем з електромеханічними перетворювачами енергії.

Ключові слова: електромашинний агрегат, обертовий індуктор, принципи структуроутворення, генетична програма, генетична модель, структурний синтез, генетичний банк даних, генетичне проектування.

Анализируются принципы структурной организации и генетические программы структурообразования сложных агрегатов, содержащих ряд физически и функционально взаимосвязанных электромеханических преобразователей энергии. На примере двухмашинных агрегатов двойного вращения рассмотрена последовательность реализации процедур инновационного синтеза электромеханических структур по их генетическим программам. Разработана обобщенная (дивергентно-конвергентная) генетическая модель, при помощи которой определены структурные формулы, удовлетворяющие заданной функции синтеза. Результаты исследований рассматриваются как важный шаг на пути создания системной методологии генетического проектирования сложных технических систем с электромеханическими преобразователями энергии.

Ключевые слова: электромашинный агрегат, вращающийся индуктор, принципы структурообразования, генетическая программа, генетическая модель, структурный синтез, генетический банк данных, генетическое проектирование.

The principles of structural organization and genetic programs of **electric machinery** units containing a number of physically and functionally interrelated electromechanical energy converters structure appearing are shown. At example of two-machine units double rotation sequencing of innovative synthesis procedures of electromechanical structures in their genetic programs are reviewed. The generalized (convergent-divergent) genetic model was created. By generalized genetic model structural formulas that satisfy the specified synthesis function were defined. Scientifically proved that electric machinery units are genetically certain class of electromechanical systems, which principles of structure appearing are determined by genetic replication and operators crossing (hybridization) allows the formation of the isomeric composition. According to the given synthesis function defined macrogenetic program of electric machinery units represented by the 5th parental chromosomes of 0.2 series and 10th homologous chromosomes of the hybrid type, which define genetic diversity of allowable units of double rotation. For the dominant species of double rotating machines for the first time developed a generalized genetic model by which the three genetic routines and received 9 structural formulas that satisfy the specified synthesis functions are defined. Based on the results of genetic modeling was done directed synthesis genetically permissible structures. Genetic data bank was created and developed competitive solutions of two-machine units double rotation. The conceptual model of the technology of genetic engineering of complex electromagnetic system , comprising a logical sequence of interrelated steps, search procedures and methods for the identification and decoding of genetic programs, systems analysis and synthesis of structure formation models, implementing the functions of the structural prediction algorithms and directed synthesis of complex structures on a given objective function were proposed. The research results are seen as an important step towards the creation of a systematic methodology of genetic engineering of complex technical systems with electromechanical energy converters.

Keywords: electromachine unit, rotating inductor, principles of structure appearing, genetic program, genetic model, structural synthesis, genetic data bank, genetic engineering.

Введение. Современный этап развития науки и техники характеризуется усложнением создаваемых технических систем, структурным и функциональным совмещением объектов различной физической природы, расширением их разнообразия, растущей конкуренцией и усиливающимся техногенным давлением на окружающую среду. По мере усложнения технических систем возможности отдельного специалиста в принятии не только оптимальных, но и вообще рациональных решений становятся все более ограниченными. По этой причине подавляющее большинство технических новшеств ограничивается лишь усовершенствованием существующих базовых конструкций. В этой связи особую актуальность приобретают технологии и междисциплинарные методы синтеза новых образцов техники, интегрирующие новейшие научно-технические достижения из различных областей знаний, и максимально использующие алгоритмы природы [1]. В ряду технологий синтеза, используемых живой природой, ключевое значение принадлежит генетическому синтезу, особенность которого заключается в том, что он осуществляется в строгом соответствии с генетической программой, содержащей полную информацию о генетически допустимом разнообразии порождающих структур. Эффективность генетического синтеза подтверждается результатами эвоюционного эксперимента продолжительностью в 10 млн. лет. Самый сложный объект природного синтеза – человек, структурно состоящий из 7×10^{27} атомов, сгруппированных в молекулы, из которых синтезировано около 10^{13} клеток [2]. По прогнозам ведущих футурологов, будущее человечества в значительной степени определяется успехами междисциплинарных технологий синтеза, основанных на фундаментальных принципах наследственности [3–5].

Анализ предыдущих исследований. Современная концепция генетической коэволюции основана на сосуществовании и равновесном развитии генетически организованных систем (ГОС), к которым относятся не только сообщества живых организмов, но и развивающиеся системы различной физической природы, в том числе, антропогенного происхождения [6]. Одними из доказательств этой гипотезы стали результаты фундаментальных, прикладных и экспери–

© В.Ф. Шинкаренко, А.А. Шиманская, Ю.В. Гайдаенко, 2016

ментальных исследований, осуществленных в последнее время на основе теории генетической эволюции электромеханических систем (ЭМ-систем) [6–11] в области генетической электромеханики, на основании которых установлено, что:

- генетическая эволюция техники представляет собой процесс синтеза и усовершенствования структур-потомков, осуществляемого человеком на конечном множестве целостных структур, имеющих статус порождающих, в строгом соответствии с их генетическими программами;
- системным носителем элементного и информационного базиса, представленного генетическими кодами, выступает генетическая классификация (ГК) первичных источников электромагнитного поля;
- порождающая периодическая система первичных источников электромагнитного поля устанавливает единый принцип кодирования генетической информации и определяет изначально заданную структурно-информационную упорядоченность, наблюдаемую на всех уровнях структурной организации ЭМ-систем;
- допустимое генетическими программами разнообразие порождающих электромеханических структур (ЭМ-структур) содержит упорядоченную информацию как о возникших исторически, так и о потенциально возможных структурах определенного класса ЭМ-систем;
- генетические программы и созданные на их основе генетические банки данных (ГБД), составляют научно-методологическую основу в стратегии инновационного синтеза электромеханических объектов (ЭМ-объектов) и управления инновациями в технических системах, содержащих электромеханические преобразователи энергии (ЭМПЭ).

Таким образом, задачи определения генетических программ и усовершенствования методологии направленного синтеза ЭМ-структур по заданной функции цели, относятся к актуальному направлению научных исследований генетической электромеханики.

Целью работы является адаптация методов генетического синтеза, реализуемого на основе результатов расшифровки генетических программ, применительно к функциональному классу многомашинных агрегатов двойного вращения. Задача в такой постановке решается впервые.

Принципы структурной организации электромашинных агрегатов двойного вращения. Первые промышленные образцы электрических машин двойного вращения появились в 20-х годах прошлого столетия. Фирмой «General Electric Company» были разработаны синхронные двигатели с улученными пусковыми свойствами, которые обеспечивались использованием поворотного статора (рис. 1, а) [12], а заводом «Мэзон Брегет» – асинхронные двигатели двойного вращения, обеспечивающие безреостатный пуск по схеме, предложенной изобретателем двойной клетки инженером Полем Бушеро (рис. 1, б) [13].

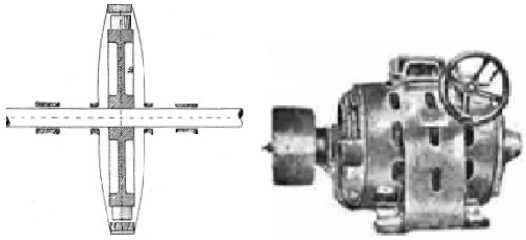
На данное время технической эволюции электрические машины и многомашинные агрегаты двойного вращения образуют отдельный функциональный класс ЭМ-систем с широкой областью практического применения [14–16]. Функционирование таких систем осуществляется на основе принципа инвариантности относительной угловой скорости ротора и индуктора в широком диапазоне изменения скорости выходного вала, благодаря свойству алгебраического сложения угловых скоростей его вращающихся частей – ротора и вращающегося индуктора [16]

$$\omega_1 + \omega_2 = \omega_{ном}, \qquad (1)$$

где ω_1 – угловая скорость вращения статора;

ω_2 – угловая скорость ротора;

$\omega_{ном}$ – номинальная скорость двигателя (относительная скорость ротора и статора).



а *б*

Рис. 1 – Первые электрические машины двойного вращения: а – синхронный двигатель «General Electric Company» (США); б – асинхронный двигатель с безреостатным пуском завода Мэзон Брегет (Франция)

Равенство (1) сохраняется, если одна из вращающихся частей (ротор или индуктор) изменит направление вращения, т.е. обе части двигателя будут вращаться в одном направлении с угловыми скоростями, отличающимися по величине на $\omega_{ном}$. Указанное свойство машин двойного вращения позволяет регулировать скорость в широких пределах (от $n_2 = 0$ до скоростей, в несколько раз превышающих номинальную), при условии обеспечения постоянства мощности во всем диапазоне регулирования, без применения дорогостоящих электронных преобразователей и систем управления.

Исходя из анализа генетических принципов структурообразования, исследуемый класс ЭМ-объектов можно рассматривать как результат усложнения (модификации) генетически предрасположенных родительских хромосом с использованием тех генетических операторов синтеза, которые обеспечивают образование многоэлементных пространственных композиций (изомерных групп) [6–11]. Такими свойствами наделены два генетических преобразования:

репликация (с коэффициентом репликации $k \geq 2$) по отношению к произвольной парной электромагнитной осесимметричной хромосоме $C_i \in S_i$ с y-ориентированной волной магнитного поля

$$f_R(C_i)_{k=2} = (C_{i1}, C_{i2}, \ldots,) \subset S_i, \qquad (2)$$

где: f_R – генетический оператор репликации;

$(C_{i1}, C_{i2}, \ldots,)$ – изомерная группа (при $k \geq 2$);

S_i – вид ЭМ-объектов, популяции которого представлены последовательностями структур-потомков, удовлетворяющих заданной функции синтеза F_S;

скрещивание (гибридизация) по отношению к гомологичным парным хромосомам

$$f_S(C_i, C_{i+1\ldots}) = (C_1 \times C_2, C_1 \times C_3, \ldots) \subset H_i, \quad (3)$$

где: $(C_1 \times C_2,\ C_1 \times C_3, \ldots)$ – изомерная группа комбинаторных скрещиваний гибридных электромагнитных хромосом в пределах гомологического ряда H_i.

Принципы структурообразования многомашинных агрегатов, представленные уравнениями (2–3) позволяют конкретизировать область поиска допустимых решений в пределах заданного поискового пространства R^n и определить их генетическую макропрограмму.

Генетическая программа электромашинных агрегатов двойного вращения. Наличие генетической программы – фундаментальное свойство и необходимое условие развития сложных систем с наследственностью. Генетической программой произвольного класса ЭМ-систем является конечное, упорядоченное множество электромагнитных хромосом, генетически предрасположенных к реализации заданной функции цели и выступающими носителями информации по отношению к разнообразию структур-потомков [8,17]. Исходя из анализа генетической организации ЭМ-систем, можно выделить три основных уровня представления генетических программ:

- системный (макроуровень), определяющий элементное и таксономическое (видовое и родовое) разнообразие эволюционирующих классов ЭМ-объектов;
- видовой (микроуровень), определяющий структуру внутривидового (геномного, популяционного) разнообразия электромагнитных и электромеханических структур;
- объектный, генетические программы которого отображают уровень генетической сложности структуры произвольного ЭМ-объекта.

Программы макроуровня выполняют роль системного носителя информации для анализа программ микроуровня. В генетически организованных системах функцию системного носителя информации о программах макрогенетического уровня, выполняет периодическая система порождающих элементов. Применительно к произвольным функциональным классам ЭМ-систем, функцию глобальной макропрограммы выполняет ГК первичных источников электромагнитного поля. В науках о живой природе генетические программы макроуровня пока не исследуются по причине отсутствия порождающей периодической системы биологических генетических кодов, поиск которой фактически не прекращается с момента открытия Д. И. Менделеевым периодической системы химических элементов [18].

В качестве системного носителя генетической информации о программах микрогенетического уровня выступает универсальный генетический код. Заключенная в структуре кода генетическая информация, совместно с правилами генетического синтеза, определяет принципы структурообразования геномов и популяций ЭМ-объектов, включая популяции электромагнитных структур-изомеров. Генетической программе определенного уровня ставятся в соответствие конкретный носитель генетической информации, соответствующий аксиоматический и элементный базис, а также определенные классы задач структурного синтеза. Для корректного определения макрогенетической программы функционального класса электромашинных объектов двойного вращения сформулируем требования, определяющие интегральную функцию поиска F_S в многомерном пространстве R^n. Основное условие формирования F_S заключается в том, чтобы частичные требования были генетически распознаваемы. К таким требованиям относятся:

- двухмашинное исполнение агрегата ($N_{ЭМ} = 2$);
- наличие вращающегося индуктора ($N_{1\omega}$);
- наличие трехфазной распределенной обмотки на статоре и вращающемся индукторе $(m = 3)_{02y}$;
- осесимметричная компоновка активных частей $(A_1, A_2)_{OX}$;
- возможность получения инверсного вращения и одновременного использования не менее двух различных частот вращения $(\omega_A, \omega_B^{-1})$.

С учетом сформулированных требований, интегральную функцию поиска представим в виде многомерного вектора

$$F_S = [N_{ЭМ} = 2;\ N_{1\omega};\ (m=3)_{02y};\ (A_1,A_2)_{OX};\ \omega_A, \omega_B^{-1}] \subset R^n \quad (4)$$

Требования $N_{ЭМ} = 2$ и $(m = 3)_{02y}$ реализуется через системный принцип репликации. Условие обеспечения вращающегося индуктора на хромосомном уровне моделируется заменой неподвижной первичной хромосомы на подвижную. Обеспечение соосности активных частей агрегата учитывается на этапе анализа и выбора изомерных композиций хромосом. Требование $(\omega_A, \omega_B^{-1})$ обеспечивается на этапе отбора хромосом, генетически предрасположенных к реализации вращающейся волны поля с последующим применением оператора электромагнитной инверсии.

В качестве ограничений области поиска принимаем следующие: поисковое пространство ограничиваем элементным базисом первого большого периода ГК; поиск производим в пределах подгруппы 0.2у, представленной «идеальным» гомологическим рядом родительских хромосом; рассматриваются структуры, обеспечивающие в воздушном зазоре вращающуюся волну поля; источники-изотопы на данном этапе исследований не учитываются. Наличие указанных ограничений сокращает раз–мерность поискового пространства R^n, обеспечивает направленность процесса поиска и делает его сходящимся. С учетом принятых допущений, область искомых решений в предметной области ГК ограничивается 5 родительскими хромосомами:

$$G_{02y}=(ЦЛ\ 0.2y;\ КН\ 0.2y;\ ТП\ 0.2y;\ СФ\ 0.2y;\ ТЦ\ 0.2y) \quad (5)$$

При этом каждая хромосома ряда (4) допускает образование двух изомерных композиций радиального (OZ) и аксиального (OX) типа

$$C_i \rightarrow [(2S_{0.2y})_{OZ};\ (2S_{0.2y})_{OX}] \subset G_{02y} \quad (6)$$

Таким образом, генетическая макропрограмма двухмашинных агрегатов, с учетом принятых ограничений, представлена 5-ю порождающими структурами, образующими 10 изомерных композиций.

Принципы структурообразования гибридных

ЭМ-структур определяет оператор скрещивания исходных родительских хромосом, имеющих различия в составляющих генетической информации. С учетом ранее принятых ограничений и гомологии скрещиваемых хромосом, искомая генетическая подпрограмма гибридных ЭМ-структур представлена 10-ю комбинациями гибридных хромосом:

$$(ЦЛ\ 0.2y) \times (КН\ 0.2y) = 0.2(ЦЛ{\times}КН)y; \quad (7)$$
$$(ЦЛ\ 0.2y) \times (ТП\ 0.2y) = 0.2(ЦЛ{\times}ТП)y; \quad (8)$$
$$(ЦЛ\ 0.2y) \times (СФ\ 0.2y) = 0.2(ЦЛ{\times}СФ)y; \quad (9)$$
$$(ЦЛ\ 0.2y) \times (ТЦ\ 0.2y) = 0.2(ЦЛ{\times}ТЦ)y; \quad (10)$$
$$(КН\ 0.2y) \times (ТП\ 0.2y) = 0.2(КН{\times}ТП)y; \quad (11)$$
$$(КН\ 0.2y) \times (СФ\ 0.2y) = 0.2(КН{\times}СФ)y; \quad (12)$$
$$(КН\ 0.2y) \times (ТЦ\ 0.2y) = 0.2(КН{\times}ТЦ)y; \quad (13)$$
$$(ТП\ 0.2y) \times (СФ\ 0.2y) = 0.2(ТП{\times}СФ)y; \quad (14)$$
$$(ТП\ 0.2y) \times (ТЦ\ 0.2y) = 0.2(ТП{\times}ТЦ)y; \quad (15)$$
$$(СФ\ 0.2y) \times (ТЦ\ 0.2y) = 0.2(СФ \times ТЦ)y. \quad (16)$$

Так как скрещиваемые родительские хромосомы относятся к одному гомологическому ряду, то синтезированные структуры будут иметь статус пространственных моногибридов. Конечное множество порождающих структур (7–16) устанавливает допустимые пределы видовой изменчивости исследуемого класса гибридных ЭМ-систем.

При условии наличия результатов патентно-информационного поиска по объекту исследования, определяется видовое разнообразие неявных видов N_{SF}, структурные представители которых еще отсутствуют на текущее время эволюции исследуемого класса ЭМ-объектов

$$N_{SF} = \Sigma N_S - N_H \quad (17)$$

где: ΣN_S – генетически допустимое разнообразие видов исследуемого класса ЭМ-объектов, определенное по результатам анализа его макро-генетической программы;

N_H – количество видов, возникших в процессе технической эволюции класса.

Уравнение (17) отображает результат структурного предвидения и представляет собой формализованную запись закона устойчивости видовых форм в ГОС. Дальнейшая локализация области синтеза осуществляется на этапе выбора доминирующих видов ЭМ-объектов, который реализуется с учетом обобщенного критерия межвидовой конкуренции $\Sigma K \rightarrow max$, учитывающего ожидаемый уровни унификации основных конструктивных узлов, технологичности и конструктивной сложности структур-потомков. С учетом указанного критерия, наибольший практический интерес представляют гомологичные виды, синтезированные на основе родительских хромосом $2ЦЛ\ 0.2y$ и $2ТП\ 0.2y$, а также гибридный вид с хромосомой моногибридного типа $0.2(ЦЛ{\times}ТП)y$. Генетические коды указанных родительских хромосом выполняют функцию порождающих для синтеза генетической модели и определения внутривидовой программы доминирующих видов.

Синтез и анализ генетической модели структурообразования электромашинных агрегатов двойного вращения. В задачах генетического анализа и синтеза ЭМ-структур внутривидовые генетические модели представляют микроуровень модельного пространства системной модели. Генетические модели позволяют определить допустимые варианты структур и получить их структурные формулы на уровне отдельных объектов с точностью до элементарного генетического преобразования.

Общность элементного и информационного базиса, полученного по результатам анализа генетических программ реплицированных и гибридных структур позволяет использовать для дальнейшего анализа обобщенную генетическую модель дивергентно-конвергентного типа (рис. 2). Синтез модели осуществляется в соответствии с принципом информационной преемственности «от простого к сложному», путем последовательного использования генетических операторов скрещивания, репликации, пространственной инверсии и кроссинговера. Узлы древовидной модели соответствуют определенному уровню сложности хромосом, а ориентированные межузловые ветви отображают последовательность преобразований, осуществляемых применением соответствующих генетических операторов синтеза. Каждому узловому событию ставится в соответствие определенная генетическая информация, отображаемая структурной формулой. Структура модели характеризуется 6-ю уровнями сложности: нулевой уровень представлен исходными родительскими электромагнитными хромосомами; уровни 1–4 отображают структуру генома одно- и двухмашинных агрегатов, представленную соответствующими генетически модифицированными хромосомами; популяции возможных технических решений представлены в иерархии модели 5-м уровнем сложности.

Синтезированная модель (рис. 2) отображает три возможных сценария структурообразования исследуемого класса ЭМ-объектов и графически отображает их внутривидовую программы G_{S02}:

$$G_{S02} = (G_{ЦЛ}, G_{ТП}, G_{ЦЛ\times ТП}), \quad (18)$$

где: $G_{ЦЛ} = (S_{11}, S_{201}, S_{3011}, S_{3012}, S_{4011})$; (19)

$$G_{ТП} = (S_{12}, S_{202}, S_{3021}, S_{3022}, S_{4022}); \quad (20)$$
$$G_{ЦЛ\times ТП} = (S_{212}, S_{3121}, S_{3122}, S_{4121}); \quad (21)$$

Упорядоченное множество порождающих хромосом (19–21) определяет две подпрограммы реплицированных ЭМ-структур с цилиндрической и тороидальной плоской активной зоной (дивергентные боковые ветви модели) и подпрограмму гибридных структур (конвергентная ветвь модели). Симметрия траекторий структурообразования боковых ветвей модели указывает на параллелизм (гомологичность) синтезированных структур, что является логическим следствием принадлежности родительских хромосом к одной подгруппе (0.2y) в структуре ГК. Результаты расшифровки внутривидовых подпрограмм приведены в табл. 1. Результаты анализа показывают, что внутривидовая генетическая программа ЭМ-объектов двойного вращения представлена набором из 14-и хромосом (без учета двух родительских), которые определяют геном двух доминирующих видов.

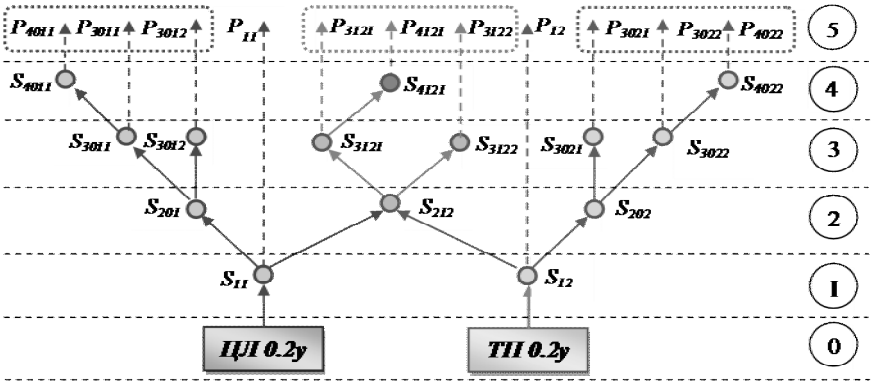


Рис. 2 – Обобщенная генетическая модель структурообразования многомашинных агрегатов с вращающимся индуктором: *ЦЛ0.2y, ТП 0.2y* – родительские хромосомы; S_{11}, S_{12} – порождающие хромосомы одномашинных агрегатов; S_{201}, S_{3011}, S_{3012}, хромосомный набор двухмашинных агрегатов: S_{4011} – рода цилиндрических; S_{202}, S_{3021}, S_{3022} – рода тороидальных плоских; S_{212}, S_{3121}, S_{3122}, S_{4121} – гибридного типа; ($P_{11} – P_{4121}$) – популяции технических решений; 0–4 –уровни генетической сложности ЭМ-хромосом; 5 – уровень технических решений

По статусу хромосом, структура программы содержит 5 хромосом информационного типа (S_{11}, S_{12}, S_{201}, S_{202}, S_{212}) и 9 хромосом (S_{3011}, S_{3012}, S_{3121}, S_{3122}, S_{3021}, S_{3022}, S_{4011}, S_{4022}, S_{4121}) со статусом порождающих. Последние образуют три популяции структур-потомков, удовлетворяющих заданной F_S:

- реплицированных структур рода ЦЛ

$$(S_{3011}, S_{3012}, S_{4011}) \rightarrow (P_{3011}, P_{3012}, P_{4011}) \subset P_{ЦЛ}; \quad (22)$$

- реплицированных структур рода ТП

$$(S_{3021}, S_{3022}, S_{4022}) \rightarrow (P_{3021}, P_{3022}, P_{4022}) \subset P_{ТП} \quad (23)$$

- гибридных структур

$$(S_{3121}, S_{3122}, S_{4121}) \rightarrow (P_{3121}, P_{3122}, P_{4121}) \subset P_{ЦЛ \times ТП} \quad (24)$$

Дивергентные ветви модели представлены гомологическими вариантами аксиальных и радиальных изомерных композиций (изомерные пары $S_{3011} \leftrightarrow S_{3012}$ и $S_{3021} \leftrightarrow S_{3022}$), которые для структур с осевой симметрией образуют два варианта их пространственной компоновки – с радиальным и аксиальным (*OZ*- и *OX*-изомеры соответственно) размещением активных частей. Конвергентная ветвь модели представлена двумя изомерными композициями гибридного типа:

- с цилиндрическим статором и тороидальным вращающимся индуктором

$$S_{3122} = [(ЦЛ\ 0.2y)_1:(ЦЛ\ 0.2y)_2] \times [(ТП\ 0.2y)_1:(ТП\ 0.2y)_2]_\omega \quad (25)$$

- с тороидальным статором и цилиндрическим вращающимся индуктором

$$S_{3121} = [(ЦЛ\ 0.2y)_1:(ЦЛ\ 0.2y)_2]_\omega \times [(ТП\ 0.2y)_1:(ТП\ 0.2y)_2] \quad (26)$$

Применение оператора пространственной инверсии по отношению к информационным хромосомам-репликаторам S_{201}, S_{212} и S_{202} порождает соответствующие изомерные группы: с внешним и внутренним расположением индуктора относительно высокоскоростного ротора:

$$f_I(S_{201}) = \{[(ЦЛ\ 0.2y)_1:(ЦЛ\ 0.2y)_2]_\omega; [(ЦЛ\ 0.2y)_1: (ЦЛ\ 0.2y)_2]_\omega^{-1}\} \quad (27)$$

$$f_I(S_{202}) = \{[(ТП\ 0.2y)_1:(ТП\ 0.2y)_2]_\omega; [(ТП\ 0.2y)_1: (ТП\ 0.2y)_2]_\omega^{-1}\} \quad (28)$$

$$f_I(S_{212}) = \{[(ТП\ 0.2y)_1:(ТП\ 0.2y)_2]_\omega; [(ЦЛ\ 0.2y)_1: (ЦЛ\ 0.2y)_2]_\omega^{-1}\} \quad (29)$$

Таблица 1 – Результаты расшифровки генетических подпрограмм электромашинных агрегатов двойного вращения

Код хромосомы	Структурная формула электромагнитной хромосомы	Статус хромосомы
S_{01}	*ЦЛ 0.2y*	Родительская рода *ЦЛ*
S_{02}	*ТП 0.2y*	Родительская рода *ТП*
S_{11}	$(ЦЛ\ 0.2y)_1:(ЦЛ\ 0.2y)_2$	Парная хромосома *ЦЛ* (порождающая для $N_1=1$; $N_2=1$)
S_{12}	$(ТП\ 0.2y)_1:(ТП\ 0.2y)_2$	Парная хромосома *ТП* (порождающая для $N_1=1$; $N_2=1$)
S_{201}	$2[(ЦЛ\ 0.2y)_1:(ЦЛ\ 0.2y)_2]$	Хромосома-репликатор ($k_r=2$) *ЦЛ* (информационная)
S_{202}	$2[(ТП\ 0.2y)_1:(ТП\ 0.2y)_2]$	Хромосома-репликатор ($k_r=2$) рода ТП (информационная)
S_{212}	$[(ЦЛ\ 0.2y)_1:(ЦЛ\ 0.2y)_2]\times[(ТП\ 0.2y)_1:(ТП\ 0.2y)_2]$	Гибридная (информационная)
S_{3011}	$2[(ЦЛ\ 0.2y)_1:(ЦЛ\ 0.2y)_2]_{OX}$	Реплицированная хромосома рода ЦЛ, аксиальный изомер *OX* (порождающая)
S_{3012}	$2[(ЦЛ\ 0.2y)_1:(ЦЛ\ 0.2y)_2]_{OZ}$	Реплицированная хромосома рода ЦЛ, радиальный изомер *OZ* (порождающая)
S_{3121}	$[(ЦЛ\ 0.2y)_1:(ЦЛ\ 0.2y)_2]_\omega\times[(ТП\ 0.2y)_1:(ТП\ 0.2y)_2]$	Гибридная, изомер с внешним вращающимся цилиндрическим источником поля (порождающая)
S_{3122}	$[(ЦЛ\ 0.2y)_1:(ЦЛ\ 0.2y)_2]\times[(ТП\ 0.2y)_1:(ТП\ 0.2y)_2]_\omega$	Гибридная, изомер с вращающимся источником поля рода ТП (порождающая)
S_{3021}	$2[(ТП\ 0.2y)_1:(ТП\ 0.2y)_2]_{OX}$	Реплицированная хромосома рода ТП, аксиальный изомер (порождающая)
S_{3022}	$2[(ТП\ 0.2y)_1:(ТП\ 0.2y)_2]_{OZ}$	Реплицированная хромосома рода ТП, радиальный изомер с внешним вращающимся источником поля (порождающая)

Продолжение таблицы 1

S_{4011}	$\{(ЦЛ\ 0.2y)_1{:}[(ЦЛ\ 0.2y)_2]{:}[(ЦЛ\ 0.2y)_1{:}(ЦЛ\ 0.2y)_2]^{-1}\}_{OX}$	Реплицированная хромосома рода ЦЛ, аксиальный изомер *OX* с внутренним источником поля (порождающая)
S_{4022}	$\{(ТП\ 0.2y)_1{:}[(ТП\ 0.2y)_2]{:}[(ЦЛ\ 0.2y)_1{:}(ЦЛ\ 0.2y)_2]^{-1}\}_{OX}$	Реплицированная хромосома рода ЦЛ, радиальный изомер с внутренним сточником поля (порождающая)
S_{4121}	$[(ЦЛ\ 0.2y)_1{:}(ЦЛ\ 0.2y)_2]_{\omega}^{-1}\times[(ТП\ 0.2y)_1{:}(ТП\ 0.2y)_2$	Гибридная, изомер с внутренним вращающимся цилиндрическим источником поля (порождающая)

Предложенная обобщенная генетическая модель содержит информацию для одно-и двухмашинного исполнения агрегатов, а при необходимости может быть расширена для трех- и многомашинных агрегатов (увеличением размерности коэффициента репликации $k > 2$).

Генетический синтез и практическая реализация результатов исследования. Полученные по результатам моделирования структурные формулы (табл. 1) составляют информационную основу для осуществления направленного синтеза ЭМ-структур.

Процедура синтеза реализуется методом горизонтального переноса генетической информации с последующей графической визуализацией структур, с учетом заданных исходных требований и принятых ограничений. Направленность синтеза обеспечивается соответствующими траекториями структурообразования генетической модели и наличием детерминированного соответствия между генетической пред–расположенностью порождающих хромосом, представленных их структурными формулами, и структурными признаками активных частей синтезированных объектов-потомков. Примеры синтезированных структур двухмашинных агрегатов с вращающимся индуктором представлены на рис. 3.

Синтезированные структуры представляют собой пространственные изомерные композиции радиального (рис. 3, а) и аксиального (рис. 3, б) типа, которые сгенерированы на гомологичных порождающих хромосомах S_{3012} и S_{3021} по их структурным формулам:

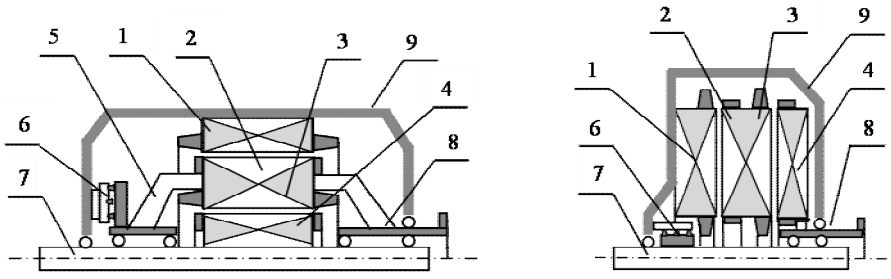
$$S_{3012} = 2[(ЦЛ\ 0.2y)_1{:}(ЦЛ\ 0.2y)_2]_{OZ} \quad (30)$$

$$S_{3021} = 2[(ТП\ 0.2y)_1{:}(ТП\ 0.2y)_2]_{OX} \quad (31)$$

Синтезированные ЭМ-структуры обладают системными (соответствие требованиям F_S) и индивидуальными свойствами. Поэтому, выбор требуемого варианта осуществляется на основе исходных требований и сравнительного анализа их индивидуальных признаков, представленных в табл. 2

Таблица 2 – Сравнительный анализ индивидуальных признаков синтезированных структур (фрагмент)

Существенный индивидуальный признак	Варианты синтезированных ЭМ-структур								
	$G_{ЦЛ}$			$G_{ТП}$			$(G_{ЦЛ}\times G_{ТП})$		
	S_{3011}	S_{3012}	S_{4011}	S_{3021}	S_{3022}	S_{4022}	S_{3121}	S_{3122}	S_{4121}
Минимальный радиальный габарит	•		•						
Минимальный аксиальный габарит		•			•	•			
Наличие типовых узлов (унификация)	•		•					•	•
Отсутствие консольного крепления вращающихся масс				•		•		•	
Возможность совмещения магнитной системы индуктора и ротора	•	•		•					
Минимальное количество подшипниковых опор			•	•				•	•



а *б*

Рис. 3 – Примеры синтезированных структур электромашинных агрегатов двойного вращения:
а – рода ЦЛ (хромосома S_{3012}); *б* – рода ТП (хромосома S_{3021}):
1 – статор двигателя первой ступени; *2* – ротор первичного двигателя; *3* – вращающийся индуктор вторичного двигателя; *4* – высокоскоростной ротор; *5* – силовой кронштейн;
6 – токосъемный узел; *7* – центральный вал;
8 – полый полувал; *9* – корпус

Рис. 4 – Последовательность основных процедур в методологии генетического проектирования сложных электромеханических систем

Перечень и степень весомости существенных признаков может изменяться в зависимости от исходных требований проекта. Дальнейшая адаптация синтезированных структур осуществляется известными методами параметрической оптимизации. По результатам синтеза разработано ряд конкурентно–способных технических решений и создан генетический банк данных по двухмашинным агрегатам двойного вращения.

Рассмотренная последовательность представляет собой концептуальную модель генетического подхода к проектированию сложных ЭМ-систем (рис. 4), кото–рая включает совокупность взаимосвязанных этапов и поисковых процедур по определению и анализу гене–тических программ, синтезу моделей струк–турообразования, реализации функций структурного предвидения и алгоритмов направленного синтеза. Если генетический синтез в пределах некоторого функционального класса ЭМ-систем осуществляется впервые, то по его результатам создается генети-ческий банк данных (ГБД), содержащий систематизированную информацию о генетически допустимом структурном разнообразии исследуемого класса (как известных, так и потенциально возможных струкутр) с указанием их генетических паспортов, информации об эволюционном уровне, видовом разнообразии, инновационном и таксономическом статусе и др., после чего он составляет системную основу для длительного и многоцелевого использования при решении широкого круга прикладных задач инновационной направленности. Концепция генетического проектирования сложных ЭМ-систем максимально приближена к природоподобным технологиям, что позволяет создавать новые образцы техники с высоким уровнем междисциплинарной интеграции и адаптации к условиям функционирования.

Выводы. Обобщая результаты исследования, можно сделать следующие выводы:

1. Научно обоснована принадлежность электро-машинных агрегатов к генетически определенному классу ЭМ-систем, принципы структурообразования которых определяются генетическими операторами репликации и скрещивания, допускающими образование изомерных композиций.

2. По заданной функции синтеза определена макрогенетическая программа электромашинных агрегатов, (5 родительских хромосомам группы 0.2 и 10 гомологичных хромосом гибридного типа), определяющая допустимое разнообразие агрегатов двойного вращения.

3. Для доминирующих видов вращающихся машин впервые разработана обобщенная генетическая модель, при помощи которой определены три генетические подпрограммы и получено 9 структурных формул, удовлетворяющих заданной функции синтеза.

4. На основе результатов генетического моде–лирования осуществлен направленный синтез гене–тически допустимых структур, создан ГБД и раз–работаны конкурентоспособные технические решения двухмашинных агрегатов двойного вращения.

5. Предложена концептуальная модель технологии генетического проектирования сложных ЭМ-систем, содержащая логическую последовательность взаимосвязанных этапов, поисковых процедур и методов по определению и расшифровке генетических программ, синтезу и системному анализу моделей структурообразования, реализации функций структурного предвидения и

алгоритмов направленного синтеза сложных структур по заданной функции цели.

Список литературы:

1. *Ковальчук М. В.* Конвергенция наук и технологий – прорыв в будущее / *М. В. Ковальчук* // Российские нанотехнологии. – 2011. – № 1–2. – С. 13–23.
2. *Dobzansky Th.* Mankind Evolving : the Evolution of the Human Species / *Th. Dobzansky*. – New Haven : Yale Univ. Press., 1962. – P. 381.
3. Глобальное будущее 2045. Конвергентные технологии и трансгуманистическая эволюция / Под ред. проф. Д. И. Дубров–ского. – М. : ООО «Издательство МБА», 2013. – 272 с.
4. Прог. Междунар. конгресса «Глобальное будущее-2045», Нью-Йорк, 2013. Режим доступа : http://gf2045.ru/program. – Дата обращения : 01 червня 2016.
5. *Фукуяма Ф.* Наше постчеловеческое будущее : последствия биотехнологической революции / *Ф. Фукуяма*. – М. : ООО «Издательство АСТ» : ОАО «ЛЮКС», 2004. – 349 с.
6. *Шинкаренко В. Ф.* Основи теорії еволюції електромеханічних систем / *В. Ф. Шинкаренко*. – К. : Наукова думка, 2002. – 288с.
7. *Шинкаренко В. Ф.* Генетические принципы структурообразования гибридных электромеханических систем / *В. Ф. Шинкаренко, Ю. В. Гайдаенко* // Вісник КДУ ім. М. Остроградського. – 2010. –Вип. 3 (62). – Ч. 2. – С. 47–50.
8. *Шинкаренко В. Ф.* Генетические программы структурной эволюции антропогенных систем / *В. Ф. Шинкаренко* // Праці ТДАУ. – 2013. – Вип. 13, том 4. – С. 11–20.
9. *Shinkarenko V.* Genetic Programs of Complex Evolutionary Systems (Part 1) / *V. Shinkarenko, Y. Kuznietsov* // 11th Anniversary International scientific Conference «Unitech'11», 18–19 November 2011. – Gabrovo, Bulgaria.Vol. I. P.p. 33–43.
10. *Шинкаренко В. Ф.* Генетическое предвидение как системная основа в стратегии управления инновационным развитием технических систем / *В. Ф. Шинкаренко* // Праці ТДАУ. – Вип. 11, том 4, 2011. – С. 3–19.
11. *Shynkarenko V.* Interdisciplinary Approach to Modeling and Synthesis of difficult Technical Systems / *V. Shynkarenko, Y. Kuznetsov* // Journal of the Technical University of Gabrovo. – 2016. – Vol. 52. – P. 24–28.
12. *Скоморохов О. О.* Новітні успіхи в галузі побудови електричних машин / *О. О. Скоморохов*. – Х.–К. : Держвидав, 1930. – 48 с.
13. *Шенфер К .И.* Асинхронные машины / *К. И. Шенфер*. – М. – Л.: Госиздат, 1929. – 458 с.
14. *Онищенко Г. Б.* Электропривод турбомеханизмов / *Г. Б. Онищенко, М.Г. Юньков*. – М.: Энергия, 1972. – 240 с.
15. *Шаньгин Е. С.* Теория биротативного электропривода / *Е. С. Шаньгин*. – Уфа, УТИС, 1998. – 274 с.
16. *Шаньгин Е. С.* Перспективы использования регулируемого электропривода в нефтегазовой промышленности / *Е. С. Шаньгин* // НГН, 2013. – № 6 – С. 44–49.
17. *Шинкаренко В. Ф.* Словник із структурної та генетичної електромеханіки / *В. Ф. Шинкаренко, А. А. Шиманська*. – К: НТУУ «КПІ», 2015. – 112 с.
18. *Инге-Вечтомов С. Г.* Поиски периодической системы в эволюции / *С. Г. Инге-Вечтомов* // Наука из первых рук. – 2004. – том 3. №2. – С. 20–25.

References (transliterated):

1. Koval'chuk M. V. Konvergentsiya nauk i tekhnologiy – proryv v budushchee [Convergence of Science and Technology – a breakthrough in the future]. *Rossiyskie nanotekhnologii*, 2011, no. 1 , pp. 13–23.
2. Dobzansky Th. Mankind Evolving : the Evolution of the Human Species. New Haven, Yale Univ. Press, 1962. 381 p.
3. Dubrovskiy D. I. *Global'noe budushchee 2045. Konvergentnye tekhnologii i transgumanisticheskaya evolyutsiya* [Global Future 2045 Convergent Technologies (NBIKS) and transhumanist evolution]. Moskow, OOO «Izdatel'stvo MBA», 2013. 272 p.
4. *Prog. Mezhdunar. kongressa "Global'noe budushchee – 2045"* [Prog. Intern. Congress "Global Future – 2045]. New-York, 2013. Available at : http://gf2045.ru/program. (accessed 01.06.2016)
5. Fukuyama F. *Nashe postchelovecheskoe budushchee : posledstviya biotekhnologicheskoy revolyutsii* [Our Posthuman Future : Consequences of the Biotechnology Revolution]. Moskow, OOO «Izdatel'stvo AST», OAO «LYuKS», 2004. 349 p.
6. Shynkarenko V. F. *Osnovy teoriyi evolyutsiyi elektromekhanichnykh system* [Fundamentals of the theory of evolution electromechanical systems]. Kyiv, Naukova dumka, 2002. 288p.
7. Shinkarenko V. F., Gaydaenko Yu. V. *Geneticheskie printsipy strukturoobrazovaniya gibridnykh elektromekhanicheskikh system* [Genetic principles of structure of hybrid electromechanical systems] Visnik KDU im. M. Ostrograds'kogo, 2010, № 3 (62), Ch. 2. P. 47–50.
8. Shinkarenko V. F. *Geneticheskie programmy strukturnoy evolyutsii antropogennykh sistem*. [The genetic program of structural evolution of human-made systems]. Pratsi TDAU [Works of TNAU]. Melitopol', 2013, Vip. 13, tom 4. P. 11–20.
9. Shinkarenko V. Kuznietsov Y. *Genetic programs of complex evolutionary systems. (Part 1)*. Gabrovo, Bulgaria,11-th Anniversary International Scientific Conference "Unitech'11", 2011, Vol. I. P. 33–43.
10. Shinkarenko V. F. *Geneticheskoe predvidenie kak sistemnaya osnova v strategii upravleniya innovatsionnym razvitiem tekhnicheskikh sistem* [Genetic prediction of how a systematic basis in the management strategy of innovative development of technical systems]. Pratsi TDAU [Works of TNAU]. Melitopol', 2011, Vip. 11, tom 4. P. 3–19.
11. Shynkarenko V. Kuznietsov Y. Interdisciplinary approach to modeling and synthesis of difficult technical systems. Journal of the Technical University of Gabrovo, 2016, Vol. 52. P. 24–28.
12. Skomorokhov O. O. *Novitni uspikhy v haluzi pobudovy elektrychnykh mashyn* [The latest advances in the sector of construction of electrical machines]. Kharkiv – Kyiv, Derzhvydav, 1930. 48 p.
13. Shenfer K I. *Asinkhronnye mashiny* [Asynchronuos machines]. Moskow – Leningrad, Gosizdat, 1929. 458 p.
14. Onishchenko G. B., Yun'kov M. G. *Elektroprivod turbomekhanizmov* [Electric drive high-speed mechanisms]. Moskow, Energiya, 1972. 240 p.
15. Shan'gin E. S. *Teoriya birotativnogo elektroprivoda* [Theory of double-rotating electric drive]. Ufa, UTIS, 1998. 274 p.
16. Shan'gin E. S. *Perspektivy ispol'zovaniya reguliruemogo elektroprivoda v neftegazovoy promyshlennosti* [Prospects for the use of controlled electric drive in the oil and gas industry]. NGN, 2013, № 6. P. 44–49.
17. Shynkarenko V. F., Shymanska A. A. *Slovnyk iz strukturnoyi ta henetychnoyi elektromekhaniky* [Dictionary of structural and genetic Electromechanics]. Kyiv, NTUU «KPI», 2015. 112 p.
18. Inge-Vechtomov S. G. *Poiski periodicheskoy sistemy v evolyutsii* [Search for periodical systems in evolution]. Nauka iz pervykh ruk [Science from creators], 2004, Vol. 3, no. 2. P. 20–25.

Поступила (received) 26.08.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

***Структурный синтез сложных электромашинных агрегатов с использованием их генетических программ / В. Ф. Шинкаренко, А. А. Шиманська, Ю. В. Гайдаєко*// Вісник НТУ «ХПІ». Тематичний випуск «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. –№ 11 (1183). – С. 93–101. – Библиогр.: 18 назв. – ISSN 2409-9295.**

Структурный синтез сложных электромашинных агрегатов с использованием их генетических программ / В. Ф. Шинкаренко, А. А. Шиманская, Ю. В. Гайдаенко // Вісник НТУ «ХПІ». Тематичний випуск «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 93–101. – Бібліогр.: 18 назв. – ISSN 2409-9295.

Structural synthesis of complex electric machinery unit by using their genetic programs / V. F. Shynkarenko, A. A. Shymanska, Yu. V. Gaydayenko // Bulletin of NTU "KhPI". Thematic edition "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2016. – № 11 (1183). – P. 93–101. – Bibliogr. 18. – ISSN 2409-9295.

«Відомості про авторів / *Сведения об авторах /About the Authors*»

Шинкаренко Василь Федорович, доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», завідувач кафедри електромеханіки, (044)204-82-38; e-mail: svf46@voliacable.com

Шинкаренко Василий Федорович, доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», заведующий кафедры электромеханики, (044)204-82-38; e-mail: svf46@voliacable.com

Shynkarenko Vasyl Fedorovych, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, National Technical University «Kyiv Polytechnic Institute», Chair of the Department of Electromechanics, (044)204-82-38; e-mail: svf46@voliacable.com

Шиманска Ганна Анатоліївна, кандидат технічних наук, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», доцент кафедри електромеханіки, (044)204-82-38; e-mail: shym.anna@gmail.com

Шиманская Анна Анатольевна, кандидат технических наук, Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», доцент кафедры электромеханики, (044)204-82-38; e-mail: shym.anna@gmail.com

Shymanska Anna Anatoliyvna, Candidate of Technical Sciences, National Technical University «Kyiv Polytechnic Institute», Associate Professor at the Department of Electromechanics, (044)204-82-38; e-mail: shym.anna@gmail.com

Гайдаєнко Юрій Васильович, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», асистент кафедри електромеханіки, (044)204-82-38; e-mail: yuriygaid@ukr.net

Гайдаенко Юрий Васильевич, Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», ассистент кафедры электромеханики, (044)204-82-38; e-mail: yuriygaid@ukr.net

Gaydayenko Yuriy Vasylyovych, National Technical University «Kyiv Polytechnic Institute», Lecturer at the Department of Electromechanics, (044)204-82-38; e-mail: yuriygaid@ukr.net

УДК 620.92+621.311+621.548

В. И. ПАНЧЕНКО, Д. В. ЦЫПЛЕНКОВ, М. С. КИРИЧЕНКО, С. И. ФЕДОРОВ, А. Н. ГРЕБЕНЮК

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ КОНСТРУКЦИИ ГЕНЕРАТОРОВ ДЛЯ ВЕТРОУСТАНОВКИ С АЭРОДИНАМИЧЕСКОЙ МУЛЬТИПЛИКАЦИЕЙ

В роботі розглянуто шляхи поліпшення масогабаритних показників генераторів для вітроустановок з аеродинамічною мультиплікацією та шляхи зменшення маси і вартості обмоток. Пропонується для покращення регулювальних властивостей генераторів, що встановлюються на лопатях вітроелектричної установки (вітроустановка з аеродинамічною мультиплікацією) частину зубців статора виконати скошеними з розташуванням на них обмотки підмагнічення. Запропоновано вирішити проблему безконтактності струмозйому з генераторів за рахунок застосування трифазної асинхронної машини з фазним ротором.

Ключові слова: вітроустановка з аеродинамічною мультиплікацією, синхронний генератор, обмотка статора, асинхронна машина з фазним ротором.

В работе рассмотрены пути улучшения массогабаритных показателей генераторов для ветроустановок с аэродинамической мультипликацией и пути уменьшения массы и стоимости обмоток. Предлагается для улучшения свойств генераторов, которые устанавливаются на лопастях ветроэлектрической установки (ветроустановка з аэродинамической мультипликацией) часть зубцов статора выполнить скошенными с размещением на них обмотки подмагничивания. Предложено решить проблему бесконтактности токосъема с генераторов за счет применения трехфазной асинхронной машины с фазным ротором.

Ключевые слова: ветроустановка аэродинамической мультипликацией, синхронный генератор, обмотка статора, асинхронная машина с фазным ротором.

Purpose. Wind-driven power plants with both horizontal and vertical axis of rotation of wind wheel are usually slow-speed. Therefore used generators are multipole performed to provide a standard frequency of output voltage that leads to a noticeable increase in weight and size of wind turbines. To reduce the weight of generator and to refuse from the use of mechanical multipliers is possible by means of placement of the generators on the blades of the main turbine, usually three-bladed, at some distance from its axis (wind turbine with a dynamic multiplication). Auxiliary wind wheels of small diameter are fixed at the ends of the generator shafts. They are streamlined by ram air flow whose speed is much greater than atmospheric one, causing the rotation of the main wind wheel. As a result, the auxiliary wind wheels will have a considerable frequency of rotation, which allow the use of high-speed electric generators. **Results.** Taking into account the location of these generators, the basic requirements for their construction are as follows: the minimum specific weight and high operation reliability. Furthermore, possibility of output voltage regulation of generators and their low cost should be provided. There have been proposed the improvement ways of weight and size of generators for wind turbines with aerodynamic multiplication and ways to reduce the weight and cost of the windings. It is proposed the part of stator teeth perform beveled with placing on them the field winding to improve the properties of generators, which are installed on the blades of a wind-driven power plant. It is proposed to solve the problem with the contactless current collection from generators through the use of three-phase asynchronous machine with wound rotor.

Keywords: wind turbine with aerodynamic multiplication, synchronous generator, stator winding, and the asynchronous machine with wound *rotor*.

Введение. Ветроэнергетические установки как с горизонтальной, так и с вертикальной осью вращения ветроколеса обычно тихоходные (малооборотные). Поэтому электрогенераторы, используемые в них, для обеспечения стандартной частоты выходного напряжения выполняются многополюсными, что приводит к заметному увеличению массы и габаритов ветроустановок. Высокооборотные электрические генераторы, имеющие значительно меньшие массы, требует применения механических мультипликаторов (обычно двухступенчатых), что опять же увеличивает общую массу и габариты силовой части ветроустановки и уменьшает надежность ее работы.

Снизить массу генераторов и отказаться при этом от использования механических мультипликаторов возможно, как это предложено в работе [1], размещением генераторов на лопастях основного ветроколеса, обычно трехлопастного, на некотором расстоянии от его оси (ветроустановка с аэродинамической мультипликацией). На концах валов генераторов закрепляют вспомогательные ветроколеса небольшого диаметра, которые обтекаются набегающим потоком воздуха, скорость движения которого существенно больше скорости атмосферного, вызывающего вращение основного ветроколеса. В результате этого вспомогательные ветроколеса будут иметь значительную частоту вращения, что позволит использовать высокооборотные электрогенераторы. Учитывая местоположение этих генераторов, основные требования к их конструкции будут такими: минимальная удельная масса и высокая надежность работы. Кроме того, необходимо обеспечить возможность регулирование выходного напряжения генераторов и низкую их стоимость. Размещение генераторов на лопастях вынуждает использовать токосъемники, устанавливаемые в гондоле ветроустановки. Так как генераторы обычно низковольтные, то их номинальные токи при мощностях более 100 кВ·А будут значительными и, соответственно, контактные токосъемники, как наиболее простые по конструкции, будут громоздкими и тяжелыми, к тому же снижающими надежность работы ветроустановки.

Цель работы. Рассмотреть требования к конструкции и массогабаритным показателям электрических генераторов ветроустановки с аэродинамической мультипликацией и обосновать возможность применения асинхронной машины с фазным ротором в качестве токосъемника.

Основной материал работы. Рассмотрим конструкции электрогенераторов на предмет их пригодности к размещению на лопастях ветроколеса. Синхронные генераторы с электромагнитным возбуждением имеют значительную удельную массу, сравнительно сложную конструкцию и малую

© В.И. Панченко, Д.В. Цыпленков, М. С. Кириченко, С. И. Федоров, А. Н. Гребенюк, 2016

надежность работы из-за явнополюсной конструкции ротора и наличия скользящих контактов в цепи обмотки возбуждения. Использование таких генераторов на лопастях ветроколеса малоперспективно, хотя они позволяют сравнительно просто регулировать величину выходного напряжения.

Синхронные генераторы с возбуждением от постоянных магнитов имеют малую удельную массу и высокий коэффициент полезного действия, но сравнительно низкую надежность работы. Последнее вызвано, во-первых, трудностью крепления магнитов на вращающемся роторе, во-вторых, конструкцией традиционных обмоток статора, имеющих сложные лобовые части со значительной осевой длиной. Это затрудняет их крепление, учитывая значительные динамические усилия, действующие на них при вращении лопастей ветроколеса, и увеличивает расход меди. Также нужно учитывать высокую стоимость современных высокоэнергетических магнитов и невозможность регулирования величины выходного напряжения в таких генераторах.

Известно использование синхронных индукторных генераторов в ветроустановках с генераторами на лопастях ветроколеса [2]. Такие генераторы бесконтактные, обмотка возбуждения в них неподвижна, ротор конструктивно прост и не имеет обмотки. Статор снабжен зубцовой обмоткой, т.е. на каждом зубце магнитопровода размещена одна из катушек такой обмотки. Лобовые части здесь имеют малую осевую длину (длину вылета), а сама обмотка надежно фиксируется в пазах магнитопровода. Генератор позволяет сравнительно просто регулировать выходное напряжение, надежный в работе, но имеет значительную удельную массу и повышенный расход проводникового материала.

Соотношение между числами зубцов статора Z_1 и ротора Z_2 в работе [2] принято таким: $Z_1 = 2Z_2 + K$, где K = 1, 2, 3, причем $Z_2 = p$, т. е. равно числу пар полюсов генератора. Число пазов на полюс и фазу

$$q = \frac{Z_1}{2pm} = \frac{2p + K}{2pm} = \frac{1}{m} + \frac{K}{2p},$$

где m – число фаз.

Так, при $Z_2 = 8$, $K = 2$ и $m = 3$, имеем $q = \frac{1}{3} + \frac{2}{2 \cdot 8 \cdot 3} = 0.375$. При таком значении q коэффициент дифференциального расстояния $K_д = 1.2$, т.е. значительно превышает его величину для обмоток с $q \succ 1$, что в итоге приведет к значительному падению напряжения в обмотке при номинальной нагрузке генератора.

Возможно использование асинхронных генераторов, которые обычно снабжены короткозамкнутым ротором (простым по конструкции, дешевым и надёжным в работе) и статором с трехфазной обмоткой. Удельная масса таких генераторов сравнительно невелика, но использованию их на лопастях ветроколеса мешает, как и в случае генераторов с постоянными магнитами, проблема с креплением лобовых частей обмотки статора. При использовании таких генераторов в большинстве случаев необходимы электрические конденсаторы, подключаемые обычно к выводам обмотки статора, что можно сделать после токосъемника и, следовательно, не увеличивать массу оборудования, размещаемого на лопастях ветроколеса. При параллельной работе с сетью асинхронные генераторы взаимодействуют с ней лучше, чем синхронные, особенно при переменной скорости ветрового потока.

Рассмотрим возможность использования в асинхронных генераторах зубцовой обмотки. В работе [3] предложена такая обмотка для трехфазной машины переменного тока с когтеобразными зубцами в количестве $9p$ на статоре. Первая катушечная группа фазы такой обмотки состоит из трёх катушек, расположенных на зубцах 2, 3 и 4 (рис. 1, фаза А) с соотношением чисел витков в катушках 1:3:1. Вторая катушечная группа (на следующем полюсном делении) состоит из двух катушек с соотношением чисел витков в них 2:2, расположенных через два зубцовых деления от первой группы (рис. 1, фаза А, зубцы 7 и 8). Обмотка [3] по утверждению авторов эквивалентна по создаваемой ею магнитодвижущей силе (МДС) двухслойной петлевой обмотке с числом пазов на полюс и фазу $q = 1{,}5$ и относительным шагом $\beta = y/\tau = 4/4{,}5$. Коэффициент дифференциального рассеяния для такой обмотки $K_д = 0{,}04$. Указанная обмотка имеет малую длину вылета лобовых частей.

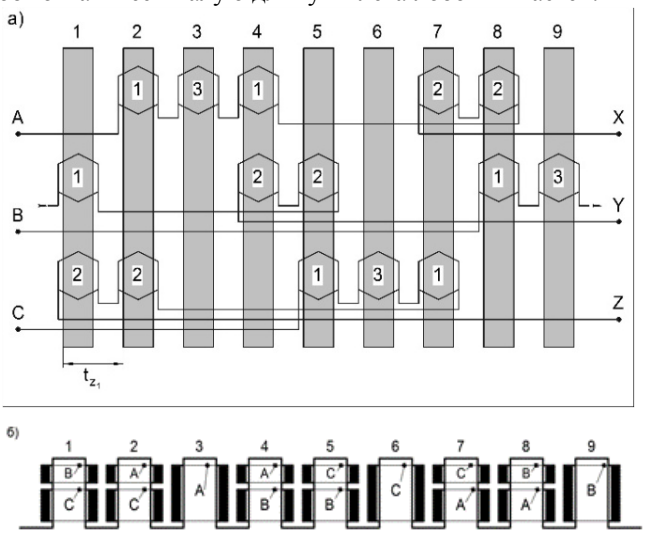


Рис. 1 – Схема трехфазной обмотки с катушками на каждом зубце магнитопровода (а) и поперечное сечение зубцовой зоны статора (б)

Рассмотрим возможность использования такой обмотки для электрических машин с цилиндрическим шихтованным магнитопроводом статора. При этом на двух полюсных делениях, на зубцах 3, 6 и 9 магнитопровода, будет размещено по одной катушке каждой из фаз (рис. 1, б) с числом витков, которые обозначим как $3W_{K1}$. На других зубцах расположено по две катушки разных фаз, причем в нижней части

пазов-катушки с числом витков $2W_{K1}$, а в верхней части – с числом витков $1W_{K1}$.

Определим объем проводникового материала, расходуемого на выполнение обмотки. Примем, что каждая фаза на протяжении двух полюсных делений состоит из девяти условных катушек, каждая с числом витков W_{K1}. Тогда число витков фазы будет: $W_{\phi 1} = 9pW_{K1}$. Запишем выражение для электродвижущей силы (ЭДС) фазы:

$$E_1 = 4.44 f W_{\phi 1} K'_{об1} \Phi ,$$

где f – частота ЭДС;

$K'_{об1} = K'_{p1} K'_{y1}$ – коэффициенты, соответственно, обмоточный, распределения и укорочения для основной гармонической ЭДС;

Φ – магнитный поток полюса.

Коэффициент укорочения $K'_{y1} = \sin \frac{y}{\tau} \cdot 90^\circ$,

где $\tau = \frac{Z_1}{2p} = \frac{9p}{2p} = 4.5$ – полюсное деление;

y – относительная ширина катушки.

Реальная ширина катушки равна зубцовому делению $t_{Z1} = \frac{\pi D}{Z_1}$,

гдеD – диаметр расточки, следовательно, относительная ширина $y = 1$ и $K'_{y1} = \sin \frac{1}{4.5} \cdot 90^\circ = 0.342$.

Для определения коэффициента K_{p1} используем звезду пазовых ЭДС обмотки (рис. 2). Фазовый сдвиг ЭДС соседних пазов (зубцов) $\alpha = \frac{2\pi p}{Z_1} = \frac{2\pi p}{9p} = 40$ эл. градусов. Количество векторов ЭДС на двойном полюсном делении равно $360^\circ / 40^\circ = 9$. Из рис. 2, учитывая соотношение витков в катушках и последовательно – встречное соединение катушек соседних полюсных делений, следует

$$K_{p1}{}' = \frac{3 + 2 \cdot 2\cos 20^\circ + 2\cos 40^\circ}{9} = 0.921$$

$$K_{об_1}{}' = 0{,}342 \cdot 0{,}921 = 0{,}315$$

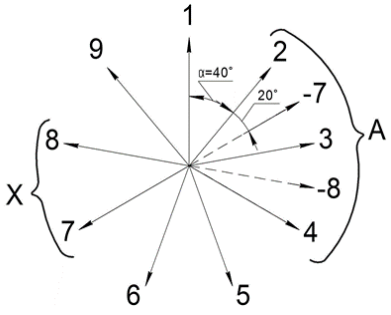


Рис. 2 – Звезда пазовых ЭДС обмотки

Средняя длина одного витка катушки согласно [4] равна

$$\ell_{cp1} \approx 2(\ell + b_{Z1}) + \pi b_K ,$$

где ℓ – длина магнитопровода статора; b_{Zl}, b_K – соответственно, ширина зубца и толщина катушки, причем $b_K \approx 0.5 b_{Z1}$, $b_{Z1} \approx 0.5 t_{Z1}$.

Тогда

$$\ell_{cp1} = 2\ell\left(1 + 0.893 \frac{t_{Z1}}{\ell}\right).$$

Учитывая, что $t_{Z1}/\ell = \frac{\pi D}{Z_1 \ell} = \frac{\pi}{Z_1 \lambda}$, где $\lambda = \frac{\ell}{D}$, примем, согласно [4] $\lambda = 0.8$; получим $t_{Z1}/\ell = \frac{3.925}{Z_1}$ и

$$\ell_{cp1} = 2\ell\left(1 + \frac{3{,}5}{Z_1}\right) = 2\ell\left(1 + \frac{3.5}{9p}\right) = 2K_1\ell ,$$

где $K_1 = \left(1 + \frac{3.5}{9p}\right)$.

Длина провода фазной обмотки при одной параллельной ветви в ней

$$\ell_{пр1} = 9pW_{K1}\ell_{cp1}. \quad (1)$$

Длина вылета лобовой части $\ell_{в1}$ обмотки несколько превышает толщину катушки, а именно

$$\ell_{в1} = 1.2 b_K = 1.2 \cdot 0.25 t_{Z1} = 0.3 t_{Z1}. \quad (2)$$

Сравним показатели обмотки по рис. 1 с такими же для обычной двухслойной петлевой обмотки. Средняя длина витка катушки последней

$$\ell_{ср} = 2(\ell + \ell_л) = 2\ell\left(1 + \ell_л / \ell\right),$$

где $\ell_л$ – средняя длина одной лобовой части. Согласно [5] для электрических машин с катушками из прямоугольного провода

$$\ell_л = K_л b_{ср} + 2B + h_n, \text{ мм}$$

где $K_л = 1{,}16$ – коэффициент, $b_{ср} = \frac{\pi(D + h_n)}{2p}\beta$ – средняя ширина катушки, определяемая по дуге окружности, проходящей по серединам высот пазов, h_n – высота паза; β – относительный шаг катушки; D – длина вылета прямолинейной части катушки из паза; $D = 25 мм$ при напряжении машины $U \le 660$ В.

Запишем, с учетом того, что $D = \frac{2p\tau}{\pi}$,

$$b_{ср} = \frac{\pi D}{2p}\left(1 + \frac{h_n}{D}\right)\beta = \tau\left(1 + \frac{\pi}{2p} \cdot \frac{h_n}{\tau}\right)\beta = \tau\left(1 + \frac{0.4}{p}\right)\beta = K_2 \beta \tau$$

где $K_2 = \left(1 + \frac{0.4}{p}\right)$.

В последнем соотношении, исходя из экономических и технических соображений, принято $h_n / \tau = 0.25$ [4].

Далее

$$\ell_{л}=\left(K_{л}K_2\beta+\frac{2B}{\tau}+\frac{h_n}{\tau}\right)\tau=\left(K_{л}K_2\beta+0{,}25+\frac{2B}{\tau}\right)\tau .$$

Запишем соотношение для полюсного деления в виде $\tau=mqt_{Z1}$. Согласно рекомендации [5] для машин, мощностью более 100 кВт значение $t_{Z1}=(20\div25)$ мм. Тогда, при $m=3$, $q=1.5$ и $t_{Z1}=25$ мм получим $\tau=3\cdot1.5\cdot25=112.5$ мм. Отношение $2B/\tau=2\cdot25/112.5=0.44$. Приняв $\beta=0.833$ и $\tau/\ell=0.65$ получим:

$$\ell_{л}=(0{,}96K_2+0{,}25+0{,}44)\tau=0{,}65(0{,}96K_2+0{,}69)\ell$$

и окончательно:

$$\ell_{ср}=2\ell\left[1+0{,}65(0{,}96K_2+0{,}69)\right]=2K_3\ell ,$$

где K_3 соответствует выражению в квадратных скобках в последней формуле.

Длина провода фазной обмотки при одной параллельной ветви в ней

$$\ell_{пр}=W_{\phi}\ell_{ср}=2K_3\ell W_{\phi} . \quad (3)$$

Длина вылета лобовой части обмотки согласно [5]:

$$\ell_{в}=K_{в}b_{ср}+B+0{,}5h_n ,$$

где $K_{в}=0.29$ – коэффициент.

После преобразований последнего соотношения получим

$$\ell_{в}=0.6\tau . \quad (4)$$

При сравнении затрат проводникового материала на изготовление обмоток, примем расчетные мощности $P'=3E_1I_1$ сравниваемых генераторов одинаковыми. Здесь E_1, I_1 – ЭДС и ток фазы, причем

$$I_1=j_1S_{пр} ,$$

где j_1 – плотность тока, $S_{пр}$ – поперечное сечение проводника.

Считаем одинаковыми величины ЭДС, плотности тока, длину магнитопроводов статора и диаметры расточки. Фазная ЭДС генератора с обычной обмоткой $E=4.44fW_{\phi}K_{об1}\Phi$, $K_{об1}$ – обмоточный коэффициент. Из равенства $E=E_1$ получим $W_{\phi}K_{об1}=9W_{K1}K'_{об1}p$, откуда

$$W_{K1}=\frac{W_{\phi}K_{об1}}{9K'_{об1}p}=\frac{W_n pqK_{об1}}{9K'_{об1}p}=\frac{W_n qK_{об1}}{9K'_{об1}} \quad (5),$$

где W_n – число проводников обычной обмотки в одном пазу. Примем $K_{об1}=0{,}92$, тогда $W_{K1}=\frac{1.5\cdot0.92}{9\cdot0.315}W_n=0.487W_n$ и число проводников в одном пазу обмотки по рис. 1 будет $W_{n1}=3W_{K1}=1.46W_n$, что вынудит при данном диаметре расточки увеличить высоту паза и, соответственно, внешний диаметр магнитопровода статора.

Сравним длину проводов фазных обмоток, обычной и по рис. 1. Запишем отношение

$$\frac{\ell_{пр1}}{\ell_{пр}}=\frac{18pW_{K1}K_1\ell}{2W_{\phi}K_3\ell}$$

и, далее, учитывая соотношение (5),

$$\frac{\ell_{пр1}}{\ell_{пр}}=\frac{K_1K_{об1}}{K_3K'_{об1}} .$$

При $p=8$ отношение

$$\frac{\ell_{пр1}}{\ell_{пр}}=\frac{\left(1+3{,}5/9\cdot8\right)0{,}92}{\left[1+0{,}65\cdot(0{,}96\cdot1{,}05+0{,}69)\right]0{,}315}=\frac{0{,}965}{0{,}662}=1{,}46 .$$

Сравним длины вылета лобовых частей обмоток. Для обмотки по рис. 1 $\tau=4{,}5t_{Z1}$; длина вылета обычной обмотки с указанным τ будет: $\ell_{в}=0.6\cdot4.5t_{Z1}=2.7t_{Z1}$.

Отношение длин $\frac{\ell_{в1}}{\ell_{в}}=\frac{0.3t_{Z1}}{2.7t_{Z1}}=0.11$. По другому: $\ell_{в}=9\ell_{в1}$.

Итак, при одинаковых плотностях тока и поперечных сечениях проводов, обмотка по рис. 1 будет иметь увеличенный в 1,46 раз объем по сравнению с обычной, но значительно меньшую длину вылета лобовых частей. Последнее позволит уменьшить осевой размер машины и, соответственно, расход материалов на изготовления вала и корпуса.

В работе [6] предложен усовершенствованный вариант обмотки по рис. 1, согласно которому первая катушечная группа каждой из фаз состоит из двух катушек (вместо трех), первая из них с числом W_{K2} охватывает три соседних зубца - 2, 3, и 4 (рис. 3) и размещена в нижней части соответствующих пазов магнитопровода; вторая – с числом витков $2W_{K2}$ охватывает средний из указанных зубцов и размещена в верхней части соответствующих пазов. Вторая катушечная группа каждой из фаз состоит из одной катушки с числом витков $2W_{K2}$, которая охватывает два соседних зубца – 7 и 8 (рис. 3) и размещена в верхней части соответствующих пазов. По распределению МДС в воздушном зазоре машины обмотки по рис. 1 и рис. 3 идентичны.

Определим затраты проводникового материала на выполнение обмотки по рис. 3, учитывая, что на протяжении двух полюсных делений в состав каждой фазной обмотки входят 5 условных катушек различной ширины, но с одинаковым числом витков W_{K2}. ЭДС фазы обмотки по рис. 2

$$E_2=4.44fW_{\phi2}K''_{об1}\Phi ,$$

где $W_{\phi2}=5pW_{K2}$ – число витков фазы; $K''_{об1}=K''_{p1}\cdot K''_{y1}$ – обмоточный коэффициент, причем

$K'_{p1}=1.0$, что следует из анализа звезды пазовых ЭДС (рис. 3); $K''_y=\frac{1}{5}\left[K_{y(1)}+2\left(K_{y(2)}+K_{y(3)}\right)\right]$ – средний коэффициент укорочения, где $K_{y(1)}$, $K_{y(2)}$, $K_{y(3)}$ – коэффициенты укорочения катушек, соответственно, шириной $3t_{Z1}$; $1t_{Z1}$; $2t_{Z1}$, или в относительных единицах $y_1=3$, $y_2=1$, $y_3=2$.

Значения коэффициентов:

$$K_{y(1)}=\sin\frac{y_1}{\tau}90°=\sin\frac{3}{4.5}90°=0.87;$$

$$K_{y(2)}=\sin\frac{1}{4.5}90°=0.342;$$

$$K_{y(3)}=\sin\frac{2}{4.5}90°=0.64.$$

$$K''_{об1}=K''_{y1}=\frac{0.87+2\left(0.342+0.64\right)}{5}=0.567.$$

Из условия равенства фазных ЭДС E и E_2 обмоток получим

$$W_\phi K_{об1}=5W_{K2}K''_{y1}p,$$

откуда число витков условной катушки

$$W_{K2}=\frac{W_\phi K_{об1}}{5K''_{y1}p}=\frac{W_n qK_{об1}}{5K''_{y1}}=\frac{1.5\cdot0.92\cdot W_n}{5\cdot0.567}=0.487W_n,\quad(6)$$

т.е. такое же, как и в условной катушке обмотки по рис. 1.

По высоте паза, хотя и в разных пазах, расположены три условных катушки с числом витков W_{K2} (рис. 3, б), что соответствует числу проводников в одном пазу

$$W_{n2}=3W_{K2}=3\cdot0.487W_n=1.46W_n.$$

Следовательно размеры пазов статора при выполнении обмотки по рис. 1 и рис. 3 будут одинаковыми, но в последнем случае в $\frac{2}{3}$ числа пазов по их высоте размещено две условных катушки с числом витков W_{K2}, а в $\frac{1}{3}$ пазов – одна катушка с таким же числом витков.

Длина провода фазной обмотки по рис. 3 при одной параллельной ветви в ней

$$\ell_{пр2}=5pW_{K2}\ell_{ср2}=$$

$$=5pW_{K2}\left[\frac{\ell_{K1}+2\left(\ell_{K2}+\ell_{K3}\right)}{5}\right]=5pW_{K2}\ell_{ср2},$$

где $\ell_{ср2}$ – часть последней формулы в квадратных скобках; ℓ_{K1}, ℓ_{K2}, ℓ_{K3} – средняя длина витка катушек шириной, соответственно, $3t_{Z1}$, $1t_{Z1}$ и $2t_{Z1}$, причем

$$\ell_{K1}=\ell_{ср1}+2t_{Z1}=2\ell\left(1+0.893\frac{t_{Z1}}{\ell}\right)+2t_{Z1}=$$

$$=2\ell\left(1+1.893\frac{t_{Z1}}{\ell}\right)$$

$$\ell_{K2}=\ell_{ср1}=2\ell\left(1+0.893\frac{t_{Z1}}{\ell}\right)$$

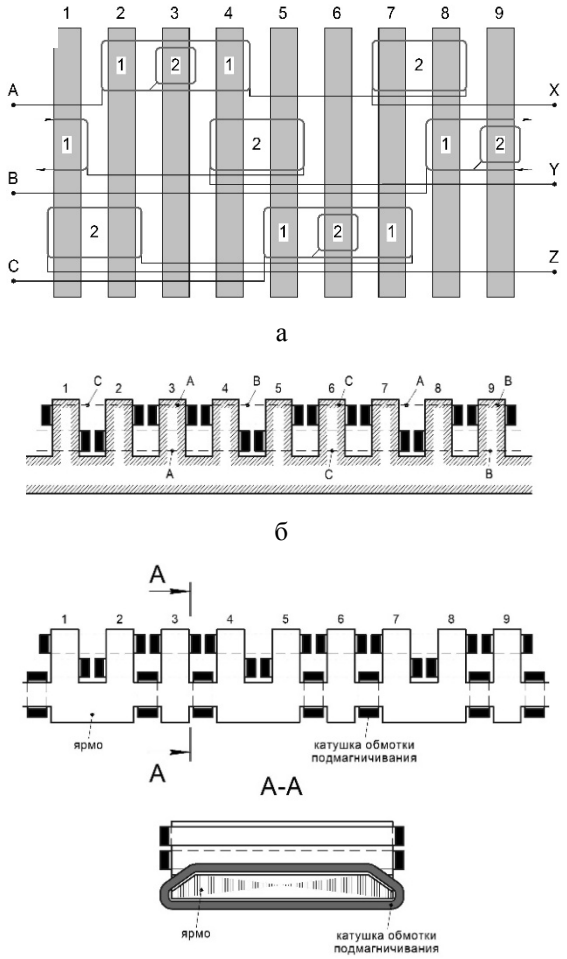
$$\ell_{K3}=\ell_{ср1}+t_{Z1}=2\ell\left(1+1.393\frac{t_{Z1}}{\ell}\right).$$

Средняя длина витка группы катушек на двойном полюсном делении

$$\ell_{ср2}=2\ell\left(1+1{,}3\frac{tZ1}{\ell}\right)=2\ell\left(1+\frac{5.07}{Z_1}\right)=$$

$$=2\ell\left(1+\frac{0.56}{p}\right)=2\ell K_4,$$

где $K_4=1+\frac{0{,}56}{p}$.



а

б

в

Рис. 3 – Усовершенствованная трехфазная обмотка
а –схема;*б* – поперечное сечение зубцовой зоны статора;
в – поперечное сечение с обмоткой подмагничивания

Длина проводника фазной обмотки

$$\ell_{пр2}=10pW_{K2}\ell K_4.\quad(7)$$

Сравним длины проводов фазных обмоток, обычной и выполненной по рис. 3. Отношение длин:

$$\frac{\ell_{пр2}}{\ell_{пр}} = \frac{10pW_{K2}\ell K_4}{2\ell K_3 W_{ср}}.$$

Подставив в последнюю формулу соотношение (6), получим

$$\frac{\ell_{пр2}}{\ell_{пр}} = \frac{K_4 K_{об1}}{K_3 K''_{y1}}.$$

Для генератора с $p = 8$ отношение

$$\frac{\ell_{пр2}}{\ell_{пр}} = \frac{\left(1+\frac{0.56}{8}\right)0.92}{\left[1+0.65\left(0.96\cdot 1.05+0.69\right)\right]0.567} = \frac{0.984}{1.193} = 0.82$$

Следовательно, трехфазная обмотка по схеме рис. 3 позволит уменьшить расход проводникового материала по сравнению с обычной обмоткой почти на 20%. При этом, как и в обмотке по схеме рис. 1, упрощаются лобовые части и уменьшается длина их вылета, что обеспечит надежную фиксацию этих частей, учитывая воздействие на обмотку внешних значительных динамических нагрузок.

Из рис. 3, б видно, что пазы магнитопровода статора по их высоте не полностью заняты проводами обмотки. Свободное пространство пазов можно использовать для интенсификации охлаждения лобовых частей или для укладки в нижнюю часть пазов (рис. 3, в) проводов обмотки подмагничивания, обхватывающей ярмо магнитопровода и питаемой постоянным током. Изменяя величину тока в обмотке, можно влиять на значение эффективной магнитной проницаемости ярма статора и таким образом изменять общее магнитное сопротивление на пути рабочего магнитного потока и, следовательно, величину ЭДС генератора. Для реализации такого способа регулирования необходимо сделать дополнительные пазы во внешней части магнитопровода, а основные пазы в их концевых зонах по оси выполнить со скосом в сторону внешнего диаметра (рис. 3, в).

Проблема бесконтактности токосъема с обмоток статора генераторов, расположенных на лопастях ветроколеса, одновременно с повышением выходного напряжения ветроустановки решена в работе [7], где предложено в качестве токосъемника использовать трехфазную асинхронную машину (АМ) с фазным ротором. Вал машины со стороны ветроколеса выполнен полым и соединен с валом последнего с помощью полумуфт. В магнитопроводе ротора в одних и тех же пазах размещены три одинаковые трехфазные обмотки, соединенных каждая по схеме «звезда», и начала которых подключены к выводам трехфазных обмоток соответствующих генераторов. Статор асинхронной машины снабжен обычной трехфазной обмоткой, выводы которой посредством выключателя соединены с линией электропередачи. Соотношение числа витков каждой из обмоток ротора и фазной обмотки статора выбрано таким, чтобы получить выходное напряжение АМ на уровне 6,3 или 10 кВ. Корпус АМ предлагается сделать герметичным, а внутреннее пространство его заполнить электроизоляционной жидкостью с целью интенсификации охлаждения обмоток.

После синхронизации генераторов на лопастях с внешней системой электроснабжения частота ЭДС и токов в их обмотках будет такой

$$f_г = p_г n_г / 60,$$

где $p_г, n_г$ – число пар полюсов и частота вращения роторов, которая одинакова для всех генераторов, так как вспомогательные ветроколеса находятся в одинаковых условиях по отношению к встречному потоку воздуха. Взаимный фазовый угол токов в обмотках генераторов после их синхронизации равен нулю. Указанные токи, протекая по обмоткам ротора АМ, создают магнитный поток, вращающийся относительно ротора с частотой вращения

$$n_п = \frac{60 f_г}{p} = p_г n_г / p,$$

где p – число пар полюсов АМ.

Сам ротор вращается ветроколесом с частотой вращения n_K, причем направления вращения ротора и его магнитного потока совпадают. Частота пересечения этим потоком обмотки статора АМ будет равна $n = n_п + n_K$, а частота наводимой в этой обмотке ЭДС

$$f = pn/60 = f_г + f_K,$$

где $f_K = pn_K/60$ – составляющая, вызванная вращением основного ветроколеса.

Действующее значение фазной ЭДС

$$E = 4.44 f W_ф K_{об1} \Phi = 4{,}44 W_ф K_{об} \Phi\left(f_г + f_K\right) = E_г + E_K,$$

где $E_г, E_K$ – составляющее ЭДС, вызванные, соответственно, вращением вспомогательного и основного ветроколес.

При частоте вращения вспомогательных ветроколес $n_г = 375$ об/мин частота ЭДС генераторов $f = 50$ Гц обеспечивается при $p_г = 8$. При использовании АМ в качестве бесконтактного токосъемника и при частоте вращения основного ветроколеса $n_K = 28$ об/мин для обеспечения той же частоты выходного напряжения частота ЭДС генераторов должна быть такой: $f_г = f - f_K$ и соответственно частота вращения их роторов $n'_г = 60 f_г / p_г = 60 f / p_г + \frac{p}{p_г} n_г$. При $p = 2$, $p_г = 8$ получим $n'_г = \frac{60\cdot 50}{8} - \frac{2\cdot 28}{8} = 375 - 7 = 368$ об/мин или $n'_г = 0{,}98 n_г$, т.е. вклад от вращения основного ветроколеса в создание выходного напряжения и суммарной мощности ветроустановки составит в данном случае около 2%. Следовательно, асинхронная машина в составе ветроустановки с генераторами на

лопастях основного ветроколеса практически выполняет функции бесконтактного токосъемника и трансформатора, повышающего выходное напряжение. При этом конденсаторные установки, как источники реактивной мощности, следует включать на выходе обмотки статора АМ, что позволит уменьшить емкость и габариты таких установок.

Выводы. 1. Рассмотрены требования к конструкции и к массогабаритным показателям электрических генераторов, устанавливаемых на лопастях основного ветроколеса.

2. Проведен расчет затрат проводникового материала на выполнение обмоток статора: обычной двухслойной петлевой и двух вариантов зубцовой обмотки. В первом варианте катушки обмотки имеют одинаковую ширину, но различное число витков; во-втором – катушки разные по ширине и с различным числом витков. Показано, что выполнение зубцовой обмотки по второму варианту обеспечивает уменьшение затрат проводникового материала (примерно на 20 %) по сравнению с обычной обмоткой.

3. Показано, что при выполнении зубцовой обмотки по второму варианту возможно введение в конструкцию статора подмагничивающей обмотки, обеспечивающей регулирование выходного напряжения генератора.

4. Рекомендовано в качестве бесконтактного токосъемника для генераторов на лопастях использовать асинхронную машину с фазным ротором, располагаемую в гондоле ветроустановки.

Список литературы:

1. Голубенко М. С. Пат. 49970, UA. Вітродвигун / М. С. Голубенко, О. Л. Кадацький, В. С. Легеза та ін. – 2002.

2. *Голубенко Н. С.* Сравнительный анализ характеристик индукторных синхронных генераторов с синхронными генераторами на постоянных магнитах для ВЭУ малой и большой мощности / *Н. С. Голубенко, О. Б. Довгалюк, В. И. Панченко* и др. // Материалы XI международной конференции «Возобновляемая энергетика XXI века». АР Крым, 2010. – С. 258-260.

3. Лущик В. Д., Асанбаев В. Н. А.с. 1684868, СССР. Трехфазная 2р–полюсная машина / В. Д. Лущик, В. Н. Асанбаев. – 1991.

4. *Постников И. М.* Проектирование электрических машин / И. М. *Постников*. – К.: Государственное издательство технической литературы УССР, 1960. – 910 с.

5. *Копылов И. П.* Проектирование электрических машин / *И. П. Копылов, Б. К. Клоков, П. В. Морозник* и др. – М.: Высш. шк., 2002. – 757 с.

6. *Панченко В. І.* Патент 95545, UA. Трифазна 2р-полюсна електрична машина / *В. І. Панченко.* – 2011.

7. Панченко В. І., Кириченко М. С., Федоров С. І. Патент 107740, UA. Вітроенергетична установка / В. І. Панченко, М. С. Кириченко, С. І. Федоров. – 2015.

References (transliterated):

1. Holubenko M. S., Kadats'kyy O. L., Leheza V. S. ta in. *Vitrodvyhun* [The wind turbine]. Patent UA, no. 49970, 2002.

2. Golubenko N. S., Dovhalyuk O. B., Panchenko V. I. i dr. Sravnitel'nyj analiz harakteristik induktornyh sinhronnyh generatorov s sinhronnymi generatorami na postojannyh magnitah dlja VEU maloj i bol'shoj moshhnosti [Comparative analysis of the characteristics of the inductor synchronous generators with synchronous generators with permanent magnets for low and high power wind turbines]. *Materialy XI mezhdunarodnoj konferencii «Vozobnovljaemaja energetika XXI veka»*. [Proc. of the Int. Conf. "Renewable Energy of XXI century"]. AR Krym, 2010, pp. 258-260.

3. Lushhik V. D., Asanbaev V. N. *Trehfaznaja 2p–poljusnaja mashina* [Three-phase 2p–pole machine]. A.s. SSSR, no. 1684868, 1991.

4. Postnikov I. M. *Proektirovanie elektricheskih mashin* [The design of electrical machines]. Kiev, Gosudarstvennoe izdatel'stvo tehnicheskoj literatury USSR Publ., 1960, 910 p.

5. Kopylov I. P. Klokov B. K., Moroznik P. V. *Proektirovanie elektricheskih mashin* [The design of electrical machines]. Moscow, Vyssh. shk. Publ., 2002. 757 p.

6. Panchenko V. I. *Tryfazna 2p–polyusna elektrychna mashyna* [Three-phase 2p–pole machine]. Patent UA, no. 95545, 2011.

7. Panchenko V. I., Kyrychenko M. S., Fedorov S. I. *Vitroenerhetychna ustanovka* [Wind power turbine]. Patent UA, no. 107740, 2015.

Поступила (received) 26.08.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Усовершенствование конструкции генераторов для ветроустановки с аэродинамической мультипликацией / В. І. Панченко, Д. В. Ципленков, М. С. Кириченко, С. І. Федоров, А. М. Гребенюк // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 102–109. – Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2409-9295.

Усовершенствование конструкции генераторов для ветроустановки с аэродинамической мультипликацией / В. И. Панченко, Д. В. Цыпленков, М. С. Кириченко, С. И. Федоров, А.Н. Гребенюк // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 102–109. – Библиогр.: 7 назв. – ISSN 2409-9295.

Improving the generators design for wind turbine with aerodynamic multiplication / V. I. Panchenko, D. V. Tsyplenkov, M. S. Kyrychenko, S. I. Fedorov, A.M. Grebeniuk // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2016. – No. 11 (1183). – P. 102–109. – Bibliogr.: 7. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Панченко Віктор Іванович – Державний вищий навчальний заклад «Національний гірничий університет», доцент кафедри відновлюваних джерел енергії, м. Дніпропетровськ; тел.: (056) 373-07-43; e-mail: nmu.em@ua.fm

Панченко Виктор Иванович – Государственное высшее учебное заведение «Национальный горный университет», доцент кафедры возобновляемых источников энергии, г. Днепропетровск; тел.: (056) 373-07-43; e-mail: nmu.em@ua.fm

Panchenko Viktor Ivanovych – State Higher Educational Institution "National Mining University", Associate Professor at the Department of Renewable Energy Sources, Dnipropetrovsk; tel.: (056) 373-07-43; e-mail: nmu.em@ua.fm

Ципленков Дмитро Володимирович – кандидат технічних наук (Ph. D.), доцент, Державний вищий навчальний заклад «Національний гірничий університет», доцент кафедри відновлюваних джерел енергії; тел.: (056) 373-07-43; e-mail: nmu.em@ua.fm

Цыпленков Дмитрий Владимирович – кандидат технических наук (Ph. D.), доцент, Государственное высшее учебное заведение «Национальный горный университет», доцент кафедры возобновляемых источников энергии, г. Днепропетровск; тел.: (056) 373-07-43; e-mail: nmu.em@ua.fm

Tsyplenkov Dmytro Volodymyrovych – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), State Higher Educational Institution "National Mining University", Associate Professor at the Department of Renewable Energy Sources, Dnipropetrovsk; tel.: (056) 373-07-43; e-mail: nmu.em@ua.fm

Кириченко Марина Сергіївна – Державний вищий навчальний заклад «Національний гірничий університет», асистент кафедри відновлюваних джерел енергії, м. Дніпропетровськ; тел.: (056) 373-07-70; e-mail: maryna_kyrychenko@mail.ru

Кириченко Марина Сергеевна – Государственное высшее учебное заведение «Национальный горный университет», ассистент кафедры возобновляемых источников энергии, г. Днепропетровск; тел.: (056) 373-07-70; e-mail: maryna_kyrychenko@mail.ru

Kyrychenko Maryna Serhiyivna – State Higher Educational Institution "National Mining University", Assistant Lecturer at the Department of Renewable Energy Sources, Dnipropetrovsk; (056) 373-07-70; e-mail: maryna_kyrychenko@mail.ru.

Федоров Сергій Іванович – Державний вищий навчальний заклад «Національний гірничий університет», старший викладач кафедри відновлюваних джерел енергії, м. Дніпропетровськ; тел.: (066) 286-67-74; e-mail: sif965@gmail.com

Федоров Сергей Иванович – Государственное высшее учебное заведение «Национальный горный университет», старший преподаватель кафедры возобновляемых источников энергии, г. Днепропетровск; тел.: (066) 286-67-74; e-mail: sif965@gmail.com

Fedorov Serhiy Ivanovych – State Higher Educational Institution "National Mining University", Senior Lecturer at the Department of Renewable Energy Sources, Dnipropetrovsk; (066) 286-67-74; e-mail: sif965@gmail.com

Гребенюк Андрій Миколайович – кандидат технічних наук (Ph. D.), доцент, Державний вищий навчальний заклад «Національний гірничий університет», доцент кафедри відновлюваних джерел енергії; тел.: (056) 373-07-70; e-mail: andreynmu@mail.ru

Гребенюк Андрей Николаевич – кандидат технических наук, доцент, Государственное высшее учебное заведение «Национальный горный университет», доцент кафедры возобновляемых источников энергии, г. Днепропетровск; тел.: (056) 373-07-70; e-mail: andreynmu@mail.ru

Grebeniuk Andrii Mykolayovych – Candidate of Technical Sciences, State Higher Educational Institution "National Mining University", Associate Professor at the Department of Renewable Energy Sources, Dnipropetrovsk; tel.: (056) 373-07-70; e-mail: andreynmu@mail.ru

УДК 621.313.333.2

Р.Н. ЕНОКТАЕВ

РАЗРАБОТКА РЕГУЛИРУЕМЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ

Завдання адаптації електромашинної частини регульованих асинхронних приводів до специфічних умов роботи вирішується як завдання структурно-параметричної оптимізації регульованих асинхронних двигунів. Виконано обгрунтоване зіставлення структур двигунів і вибір оптимальної комбінації параметрів. Для проектування регульованих асинхронних двигунів використані комплексні математичні моделі керованих електроприводів, що забезпечують спільний розгляд перетворювачів, двигунів і механізмів.

Ключові слова: регульований асинхронний двигун, оптимізаційне проектування, автоматизований вибір, критерій проектування, модифікований критерій приведених витрат електроприводу, структурно- параметрична оптимізація.

Задача адаптации электромашинной части регулируемых асинхронных приводов к специфическим условиям работы решается как задача структурно-параметрической оптимизации регулируемых асинхронных двигателей. Выполнено обоснованное сопоставление структур двигателей и выбор оптимальной комбинации параметров. Для проектирования регулируемых асинхронных двигателей использованы комплексные математические модели управляемых электроприводов, обеспечивающие совместное рассмотрение преобразователей, двигателей и механизмов.

Ключевые слова: регулируемый асинхронный двигатель, оптимизационное проектирование, автоматизированный выбор, критерий проектирования, модифицированный критерий приведенных затрат электропривода, структурно-параметрическая оптимизация.

The problem of the adaptation of the motor-controlled asynchronous drives to the specific conditions of work is solved as a problem of structural and parametric optimization of controlled asynchronous motors. Achieved an informed comparison of the structures of the engines and the choice of the optimal combination of parameters. For the design of controlled asynchronous motors used complex mathematical models of controlled electric drives, providing joint consideration converters, motors and mechanisms. Apply design criteria relating both to the regulated induction motor, and to all Motor Control. When using modified criteria given electric costs are taken into account, such as the financial aspects of the costs of production and operation of the engine and drive, inflationary processes. This criterion is coordinated with the range of criteria efficiency by a factor of significance operate.

Keywords: adjustable induction motor, design optimization, automated selection, design criteria, a modified criterion given electric costs, structural and parametric optimization.

Введение. Энергосбережение (рационализация производства, распределения и использования всех видов энергии) стало в последние годы одним из приоритетных направлений технической политики во всех развитых странах мира.

Опережающий рост стоимости энергоносителей привел к тому, что энергетическая составляющая в себестоимости готовой продукции на предприятиях достигает 20-60 %. Поэтому чрезвычайную актуальность приобретает разработка комплекса технических и организационных мероприятий, направленных на оптимальное использование энергетических ресурсов [1].

Самыми актуальными разработками асинхронных двигателей (АД) сейчас являются высокоэффективные (с повышенным КПД) и частотно-регулируемые, в том числе тяговые для транспортных средств, различной мощности и назначения [2].

Правильное применение регулируемого электропривода (РЭП) приводит к повышению энергетической эффективности, повышению уровня автоматизации технологического процесса.

Разработка технико-экономического предложения, обосновывающего решение о внедрении РЭП, должна базироваться в каждом конкретном случае на технико-экономическом анализе, учитывающем все факторы эффективности [1,2]. Для анализа работы и проектирования регулируемых асинхронных двигателей (РАД) управляемых электроприводов необходимо совместное рассмотрение преобразователей, двигателей и механизмов [2]. Такой подход реализован в программе DIMASDrive [3].

Задача адаптации электромашинной части регулируемых асинхронных приводов к специфическим условиям работы может решаться как комбинированная задача структурно-параметрической оптимизации (СПО) РАД [2,4].

Решение задач СПО проводится в такой последовательности:

– структурный синтез – формирование определенного набора допустимых структур системы;
– параметрическая оптимизация сформированных структур;
– выбор оптимального варианта.

При формировании допустимых структур ставится задача выбора нескольких вариантов технических решений системы привода и ее компонентов.

Обоснованное сопоставление структур и выбор оптимальной комбинации технических решений может быть произведено только из множества рассматриваемых структур с оптимизированными параметрами. Поэтому трудоемкость задачи проектирования обусловлена не только необходимостью формирования множества рациональных структур РАД, но и необходимостью решения задачи параметрической оптимизации для каждой сформированной структуры. Последнее обстоятельство повышает значимость применения эффективных методов параметрической оптимизации РАД [2,5,6].

© Р.Н. Еноктаев, 2016

В контурах структурной и параметрической оптимизаций могут использоваться как одинаковые, так и разные критерии оптимизации.

Для общепромышленных АД основного исполнения целевая функция, как правило, функция приведенных затрат (ПЗ) на производство и эксплуатацию. Для узкоспециализированных машин критериями оптимальности могут быть и другие показатели, определяемые потребителем. При проектировании РАД для приводов с полупроводниковыми преобразователями, как и при выборе серийных АД для этих приводов, могут использоваться также такие критерии, как масса, габариты, стоимость двигателя или диапазонные критерии – энергетические показатели двигателя. Особые диапазонные критерии оптимальности обуславливают специфику их определения. В настоящее время проектируются и производятся энергоэффективные серии общепромышленных АД и аналогично следует разрабатывать РАД [2].

Постановка задачи. Рационально при проектировании энергосберегающих электродвигателей использовать в качестве проектного критерия КПД, максимум которого достигается в результате параметрической оптимизации. Проектирование РАД необходимо выполнять с учетом требования работы в определенном диапазоне частот вращения и это обстоятельство определяет специфику критерия оптимальности.

Обоснованным является выбор диапазонного критерия КПД, что обеспечит минимизацию энергетических потерь во всем диапазоне регулирования от n_1 до n_2:

$$\eta_{сд} = \frac{1}{n_2 - n_1}\int_{n_1}^{n_2}\eta(n)dn. \qquad (1)$$

Вместе с тем, предлагаемый диапазонный критерий КПД не учитывает финансовые аспекты, такие как затраты на изготовление и эксплуатацию двигателя и привода, коэффициент инфляции и другое. Такой учет осуществляется при использовании критерия ПЗ, который в случае проектирования РАД является также среднедиапазонным. При модификации критерия ПЗ электропривода необходимо учитывать влияние на критерий инфляционных процессов, поскольку нормативные сроки окупаемости РАД достаточно продолжительные (5-8 лет) [7]. Кроме того, за время службы двигателя энергетическая составляющая ПЗ в несколько раз превышает составляющую, связанную с капитальными затратами, поэтому первостепенным является оптимизация энергетической составляющей.

Модифицированный критерий ПЗ электропривода необходимо согласовать с критерием КПД, т.е. приблизить их экстремумы. Для этого используется коэффициент значимости эксплуатации $k_{зэ}$. Целесообразно также введение в модифицированный критерий ПЗ коэффициента инфляции $k_{инф}$, который учитывает процессы обесценивания денежной массы.

Следует отметить, что при работе РАД в составе современных частотно-регулируемых электроприводов из-за близости коэффициента мощности привода к 1 из выражения критерия ПЗ электропривода может быть исключена составляющая, соответствующая стоимости компенсации реактивной энергии [7].

С учетом вышесказанного выражение для модифицированного критерия ПЗ электропривода имеет вид:

$$ПЗ_{эпм} = \frac{C_{эп}}{k_{зэ}} + C_{эп}\cdot(k_{ам} + k_{об})\cdot k_{инф} + C_{па}\cdot k_{инф}, \qquad (2)$$

где $C_{эп}$ – стоимость электропривода;

$C_{па}$ – стоимость потерь активной энергии;

$k_{ам}$ – коэффициент, учитывающий амортизационные отчисления;

$k_{об}$ – коэффициент, учитывающий затраты на обслуживание электропривода;

$k_{зэ}$ – коэффициент значимости эксплуатации $k_{зэ}$;

$k_{инф}$ – коэффициент инфляции.

$$k_{зэ} = \frac{C_{эп}}{ПЗ_{эп} - C_{эп}\cdot(k_{ам} + k_{об})\cdot k_{инф} - C_{па}\cdot k_{инф}} \qquad (3)$$

Аналогичным образом выполнена модификация критерия ПЗ для проектирования общепромышленных АД.

Одной из основных проблем является обеспечение используемой в АД изоляции обмотки статора определенного класса нагревостойкости в заданном диапазоне регулирования и при заданных типе и величине нагрузки на валу АД требуемой температуры.

Установка независимой вентиляции на электродвигатель в значительной степени расширяет диапазон регулирования скорости двигателя. Однако при выборе такого охлаждения целесообразно рассмотреть главные параметры независимой вентиляции с целью получения оптимального технического решения. Правильный выбор независимой вентиляции должен быть экономически обоснован (массогаба–ритностоимостные показатели) и обеспечить надежную и эффективную (допустимые температуры конструктивных частей двигателя и высокие энергетические показатели в процессе эксплуатации) работу АД в течение определенного ресурса времени [8].

Результаты исследований. В качестве примера решения задачи СПО далее рассмотрен привод с транзисторным преобразователем частоты (Altivar 58, 1500 у.е., 15 кг, $\eta_{пр}$= 0,94) с автономным инвертором напряжения. Преобразователь имеет стандартные номинальные настройки ($U_{ном}$= 380 В и $f_{ном}$= 50 Гц) и частоту ШИМ 4 кГц. В качестве нагрузки использовалась “лифтовая нагрузка” с неизменным моментом 75 Нм. Рассматривался диапазон регулирования 300 – 2200 об/мин. Бустерное напряжение отсутствовало. Исследовался двигатель 4А160S4У3 с соединением обмоток статора звездой. При этом двигатель работал в двух диапазонах: до 50 Гц с номинальным потоком и свыше 50 Гц с ослабленным потоком. Использован модуль

независимого охлаждения фирмы «Kurt Maier Motor-Press GmbH», Германия (Marelli Force Vent Fan MAA 160-2 S RBK, 282 у.е., 5,1 кг, 2819 об/мин, 156 Вт) [9].

Массогабаритностоимостные параметры модуля независимого охлаждения включены в показатели РЭП. При этом, в связи с отсутствием вентилятора, массогабаритностоимостные показатели двигателя уменьшаются.

В связи с отсутствием вентилятора самоохлаждения механические потери двигателя существенно снижаются. В то же время увеличивается потребляемая приводом мощность, так как она включает в себя мощность двигателя независимого вентилятора. Снижение перегрева конструктивных частей машины при независимом охлаждении способствует увеличению срока службы двигателя [8].

Выполнено определение коэффициента значимости эксплуатации ($k_{зэ}$) для согласования максимума КПД и минимума ПЗ электропривода ($ПЗ_{ЭП}$). Экстремумы этих критериев зависят только от варьируемых переменных, отвечающих массогабаритностоимостной составляющей. При согласовании экстремумов по выбранным критериям получен коэффициент $k_{зэ} = 18$.

В ряде опытов моделирования были рассмотрены следующие структуры двигателей: серийный с самохлаждением (1), с измененным числом параллельных ветвей с самоохлаждением (2), серийный с независимым охлаждением (3), с измененным числом параллельных ветвей с независимым охлаждением (4).

В табл. 1 приведены значения проектных критериев и конструктивных изменений вышеуказанных двигателей.

Таблица 1 – Проектные критерии и конструктивные изменения

Двига-тели / Пока-затели	Самоохлаждение		Независимое охлажд.	
	Серий-ный	С измен-ным чис-лом парал-лельных ветвей.	Серий-ный	С измен-ным чис-лом парал-лельных ветвей.
ПЗ $_{эп}$, у.е.	2995	2982	3152	3139
$\eta_{эп}$	82,5	82,8	83,2	83,5
$\eta_{ад}$	84,2	84,5	84,9	85,1
Масса ЭП, кг	134	135	137	137
Стоимость ЭП, у.е.	2439	2445	2708	2714
a	2	1	2	1

На рис. 1 представлены зависимости изменения температуры перегрева обмотки статора для четырех вариантов.

Рассматриваемые варианты удовлетворяют температурному ограничению (принятому классу нагревостойкости F).

Для этих двигателей проведен ряд опытов параметрической оптимизации с использованием модифицированного критерия $ПЗ_{ЭП}$ и критерия КПД.

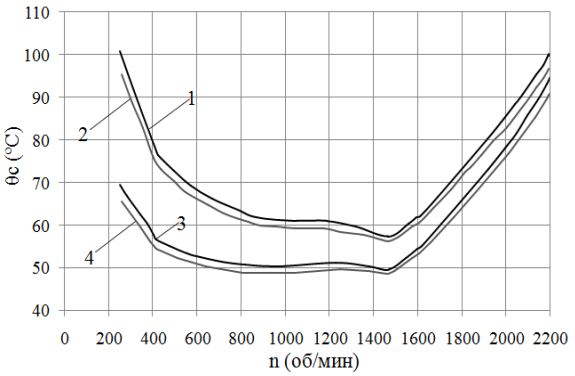


Рис. 1 – Зависимости изменения температуры перегрева обмотки статора: 1 – серийный АД с самоохлаждением, 2 – АД с измененным числом параллельных ветвей с самоохлаждением, 3 – серийный АД с независимым охлаждением, 4 – АД с измененным числом параллельных ветвей с независимым охлаждением

В качестве варьируемых параметров выбраны длина пакета статора двигателя (*L*) с диапазоном изменения от 0,9 до 1,1 базового значения, частота, на которую проектируется обмотка статора (ОС) двигателя (*f*) с диапазоном изменения от 0,8 до 1,2 базового значения. Изменение частоты предполагает автоматическое изменение числа витков ОС (W_1), сечения эффективного проводника ОС ($q_{эф}$), диаметра обмоточного провода ($d_{пр}$).

В табл. 2 приведены значения проектных критериев и конструктивных изменений при использовании двух вышеуказанных критериев проектирования.

Таблица 2 – Проектные критерии и конструктивные изменения

Двига-тели / Пока-затели	Оптимизированный по критериям:							
	КПД				$ПЗ_{ЭП}$			
	Серийный		С измен-ным чис-лом парал-лельных ветвей.		Серийный		С измен-ным чис-лом парал-лельных ветвей.	
	Сам. №1	Нез. №3	Сам. №5	Нез. №7	Сам. №2	Нез. №4	Сам. №6	Нез. №8
ПЗ $_{эп}$, у.е.	2950	3111	2941	3097	2949	3104	2944	3100
$\eta_{эп}$	83,7	84,3	83,9	84,5	83,6	84,4	83,7	84,4
$\eta_{ад}$	85,3	86,0	85,5	86,2	85,3	86,1	85,4	86,1
Масса ЭП, кг	140	143	141	144	140	143	140	143
Стоимость ЭП, у.е.	2488	2755	2494	2762	2485	2756	2489	2757
f, Гц	56,5	55,2	56,5	56,5	57,1	57,3	58	58
L, мм	142,9	142,8	142,9	142,9	142,2	142,7	141,3	141,3
a	2	2	1	1	2	2	1	1
W_1	99	101	99	99	98	98	97	97
$q_{эф}$, мм^2	2,772	2,708	5,73	5,73	2,80	2,84	5,89	5,89

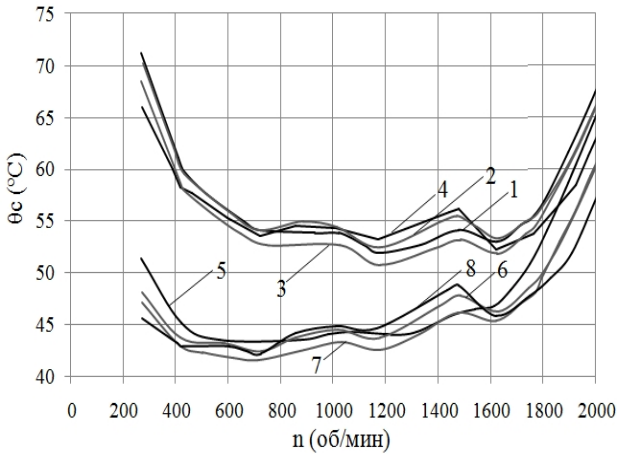
На рис.2 представлены регулировочные характеристики 8-ми оптимизированных двигателей.

Нумерация характеристик соответствует варианту расположения двигателей в табл.2.

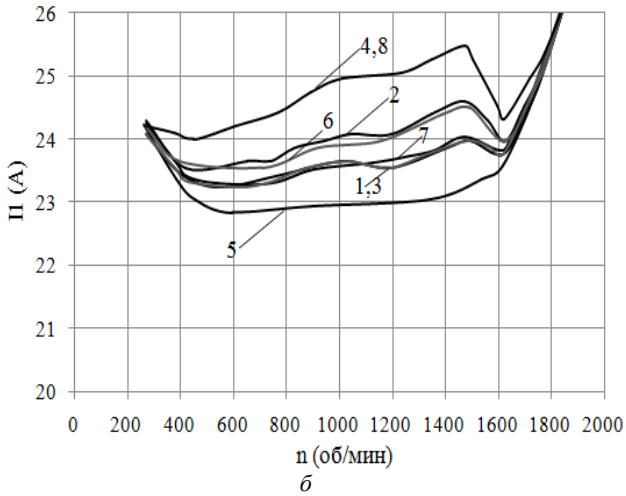
Был проведен автоматизированный выбор лучшего из 8-ми полученных в результате оптимизационного проектирования двигателя по обобщенному критерию. Результаты представляются в виде экспертных оценок в баллах. При автоматизированном выборе эти экспертные оценки выбираемого АД формируется по принципу, описанному в работе [8].

Технические показатели (массогабаритно-стоимостные, КПД и другие) преобразователей и модуля независимого охлаждения определены техническим заданием.

Исследования, выполненные для задачи выбора для требуемого диапазона регулирования без учета продолжительностей работы на определенных частотах вращения и работы в переходных режимах, представлены в табл.3. Результаты автоматизированного выбора получены при коэффициентах значимости всех составляющих обобщенного критерия равных 1.



а



б

Рис. 2 – Изменение температуры перегрева обмотки статора *а*, потребляемого тока *б* в диапазоне регулирования.

Исходя из табл. 3 в требуемом диапазоне регулирования с конкретной “лифтовой” нагрузкой предпочтительней двигатель оптимизированный по критерию КПД с измененным числом параллельных ветвей с применением независимой вентиляции.

Таблица 3 – Результаты автоматизированного выбора

Двига-тели	Оптимизированный по критериям:							
	КПД				$ПЗ_{ЭП}$			
	Серийный		С измененным числом параллельных ветвей.		Серийный		С измененным числом параллельных ветвей.	
Пока-затели	Сам. №1	Нез. №3	Сам. №5	Нез. №7	Сам. №2	Нез. №4	Сам. №6	Нез. №8
$ПЗ_{ЭП}$, у.е.	5,1	0	5,4	0,4	5,2	0,2	5,3	0,3
$\eta_{ЭП}$	98,9	99,6	99,2	100	98,9	99,8	99,0	99,8
$\eta_{АД}$	98,9	99,6	99,1	100	98,9	99,8	99.0	99,8
Масса ЭП, кг	2,23	0,53	1,78	0	2,45	0,45	2,25	0,46
Стоимость ЭП, у.е.	9,93	0,25	9,71	0	10	0,21	9,89	0,17

Данный двигатель оптимален только для конкретного сочетания закона регулирования и способа управления, диапазона регулирования частоты и характера нагрузки.

Выводы. В результате структурно-параметрической оптимизации на базе машины общего назначения в её конструкцию внесен ряд изменений, которые позволили адаптировать двигатель к условиям работы в регулируемом электроприводе.

Применение независимого охлаждения улучшает энергетические показатели электродвигателя во всем диапазоне регулирования.

Предложенный вариант структурно-параметрической оптимизации может быть осуществлен для других сочетаний законов регулирования и способов управления, диапазонов регулирования частот и характеров нагрузки.

Список литературы:

1. *W. Jazdzynski, Deng.* Multicriterial optimization of squirrel-cage induction motor design / Jazdzynski W. // *IEEE Proceedings*. – 1989. – Vol. 136, Pt. B, №. 6, P. 299–307.
2. *Петрушин В.С.* Асинхронные двигатели в регулируемом электроприводе / *В.С.Петрушин*. – Одесса: Наука и техника, 2006. – 303 с.
3. *Петрушин В.С.* Пат. 4065, Украина. Программный продукт „DIMASDrive”. Программа анализа работы, выбора и проектирования асинхронных короткозамкнутых двигателей систем регулируемого электропривода / *В.С. Петрушин, С.В. Рябинин, А.М. Якимец.* – 2001.
4. *Шабанов В.А.* Постановка задачи структурно-параметрической оптимизации перекачки нефти по нефтепроводам при частотно-регулируемом электроприводе / *В.А.Шабанов, С.Ф. Шарипова, Л.А. Рябишина* // Нефтегазовое дело: электрон.науч. журн. / УГНТУ. – 2013. – № 6. – С. 1–24.
5. *Цветков С.А. Параметрический синтез систем автоматического управления с импульсной модуляцией сложной формы : автореф. дис. на получение ступени канд. техн. наук* : спец. 05.13.01 «Электрические машины и апараты» / С.А. Цветков. – СПб, 2009. – 15 с.
6. *Куцый, Н.Н.* Методика исследования алгоритмов автоматической параметрической оптимизации систем с

интегральной широтно-импульсной модуляцией / *Н.Н. Куцый, Е.А. Осипова* // *Вестн. ИрГТУ*. – 2011. – № 10 (57). – С. 12–18.
7. *Петрушин В.С.* Модификация критерия приведенных затрат электропривода для проектирования регулируемых асинхронных двигателей/ *В.С. Петрушин, Р.Н. Еноктаев* // *Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Серія : Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії*. – 2014. – № 38. – С. 132–137.
8. *Петрушин, В.С.* Выбор модулей независимой вентиляции для регулируемых асинхронных двигателей / *В.С. Петрушин, А.М. Якимец, В.Б. Бангула* // *Сборник научных трудов "Вестник НТУ "ХПИ": Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика*. – 2013. – №36. – С.132-137.
9. Независимое охлаждение. Marelli Force Vent Fan MAA 160-2 S RBK. – Режим доступа: http://www.axiscontrols.co.uk/shop/force-vent-fans/marelli-fv-maa-160-2-s-rbk. – Дата обращения : 02 апреля.2016.

References (transliterated)

1. W. Jazdzynski. Deng. Multicriterial optimization of squirrel-cage induction motor design. *IEEE Proceedings*. 1989. vol. 136, pt. B, no. 6, pp. 299–307.
2. Petrushin V.S. *Asinkhronnye dvigateli v reguliruemom elektroprivode* [Induction motors in the regulated electric drive]. Odessa. Nauka i tekhnika, 2006. 303 p.
3. Petrushin V.S., Rjabinin S.V. and Iakimets' A.M. *Programmnyj produkt "DIMASDrive". Programma analiza raboty, vybora i proektirovanija asinhronnyh korotkozamknutyh dvigatelej sistem reguliruemogo jelektroprivoda* ["DIMASDrive" software product. Program performance analysis, selection and design of asynchronous motors short-regulated electric drive systems]. Patent UA, no.4065. 2001.
4. Shabanov V.A., Sharipova S.F., Riabishina L.A. Postanovka zadachi strukturno-parametricheskoi optimizatsii perekachki nefti po nefteprovodam pri chastotno-reguliruemom elektroprivode [Statement of the problem of structural and parametric optimization of pumping oil through the pipeline at a frequency-controlled electric drive]. *Neftegazovoe delo: elektron.nauch. zhurn.* 2013, no. 6, pp. 1–24.
5. Tsvetkov S.A. *Parametricheskii sintez sistem avtomaticheskogo upravleniia s impul'snoi moduliatsiei slozhnoi formy: avtoref. dis. na poluchenie stupeni kand. tehn. nauk* : spec. 05.13.01 “Jelektricheskie mashiny i aparaty” [Parametric synthesis of automatic control systems, pulse modulation of complex shape. Abstract af a thesis dr. eng. sci. diss. 05.13.01 “Electrical machines and apparatus”] Odesa. 2009. 15 p.
6. Kutsyi, H.H., Osipova E.A. *Metodika issledovaniia algoritmov avtomaticheskoi parametricheskoi optimizatsii sistem s integral'noi shirotno-impul'snoi moduliatsie*i [Methods of study of algorithms of automatic parametric optimization systems with integrated pulse width modulation]. *Vestn. IrGTU*. 2011, vol. 57, no. 10, pp. 12–18.
7. Petrushin V.S., Enoktaev R.N. Modifikatsiia kriteriia privedennykh zatrat elektroprivoda dlia proektirovaniia reguliruemykh asinkhronnykh dvigatelei [Modification of the criterion given electric costs for the design of controlled asynchronous motors] *Visnik Natsional'nogo tekhnichnogo universitetu "KhPI". Seriia : Elektrichni mashini ta elektromekhanichne peretvorennia energii*. 2014, no 38, pp. 132–137.
8. Petrushin, V.S., Iakimets A.M., Bangula V.B. Vybor modulei nezavisimoi ventiliatsii dlia reguliruemykh asinkhronnykh dvigatelei [Selecting an independent ventilation modules for controlled asynchronous motors]. *Sbornik nauchnykh trudov "Vestnik NTU "KhPI" : Problemi avtomatizovanogo elektroprivodu. Teoriia i praktika*. 2013, no. 2. pp.132-137.
9. Nezavisimoe okhlazhdenie. Marelli Force Vent Fan MAA 160-2 S RBK [Independent cooling. Marelli power Vent fan MAA 160-2 with RBC] Available at : http://www.axiscontrols.co.uk/shop/force-vent-fans/marelli-fv-maa-160-2-s-rbk. (accessed 02.04.2016)

Поступила (received) 14.09.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Розробка регульованих асинхронних двигунів із застосуванням структурно-параметричної оптимізації / Р.М. Єноктаєв // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – №11 (1183). – С.110–114. – Библиогр.: 9 назв. – ISSN 2409-9295.

Разработка регулируемых асинхронных двигателей с применением структурно-параметрической оптимизации / Р. Н. Еноктаев // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С.110–114. – Библиогр.: 9 назв. – ISSN 2409-9295.

Development of controlled asynchronous motors with structural and parametric optimization / R.N. Yenoktaiev // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2016. – No.11 (1183). – P.110–114. – Bibliogr.: 9. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Єноктаєв Ростислав Миколайович, аспірант Одеського національного політехнічного університета, 65044, Одеса, проспект Шевченка, 1, ОНПУ, тел. (097)046-30-70. E-mail: rostik-enok@inbox.ru

Еноктаев Ростислав Николаевич, аспирант Одесского национального политехнического университета, 65044, Одесса, проспект Шевченко, 1, ОНПУ, тел. (097)046-30-70. E-mail: rostik-enok@inbox.ru

Yenoktaiev Rostislav Nikolaievich, Postgraduate at the Department of Electric Cars, ONPU, 65044, Odessa, Shevchenko av.,1,ONPU, ph. (097)046-30-70. E-mail: rostik-enok@inbox.ru

УДК 621.313

В. В. ПРУС, О. О. СЬОМКА, С. Є. ДЗЕНІС

ОБГРУНТУВАННЯ ВПЛИВУ ПРОЦЕСУ СТАРІННЯ НА ЕЛЕКТРИЧНІ ТА МАГНІТНІ ВЛАСТИВОСТІ ШИХТОВАНИХ ОСЕРДЬ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН

Розглянуто питання визначення зміни магнітних та електричних властивостей шихтованих осердь з електротехнічної сталі. Визначено параметри дослідних зразків осердь, запропоновано та реалізовано програму їх експериментальних випробувань при дослідженні природнього старіння й впливу температурного відпалювання при видаленні обмотки у ході капітального ремонту. Досліджено питання додаткового впливу вихрових струмів при видаленні міжлистової ізоляції електротехнічної сталі. Отримані результати надали можливість оцінити межі зміни основних електричних та магнітних властивостей окремо для листової електротехнічної сталі та шихтованих осердь електричних машин при теплових та механічних впливах, що відповідають режимам їх експлуатації та ремонту.

Ключові слова: електротехнічна сталь, шихтоване осердя, магнітна індукція, втрати у сталі, насичення, електромагнітні параметри, температура, вібрація

Рассмотрен вопрос определения изменения магнитных и электрических свойств шихтованных сердечников из электротехнической стали. Определены параметры исследуемых образцов шихтованных сердечников, предложена и реализована программа их экспериментальных испытаний при исследовании естественного старения и влияния температурного отжига при удалении обмотки в ходе капитального ремонта. Исследованы вопросы дополнительного влияния вихревых токов при удалении межлистовой изоляции электротехнической стали. Полученные результаты дали возможность оценить пределы изменения основных электрических и магнитных свойств отдельно для листовой электротехнической стали и шихтованных сердечников электрических машин при тепловых и механических воздействиях, которые соответствуют режимам их эксплуатации и ремонта.

Ключевые слова: электротехническая сталь, шихтованный сердечник, магнитная индукция, потери в стали, насыщение, электромагнитные параметры, температура, вибрация

Purpose. Assessment of the limits of variation of basic electric and magnetic properties of electric steel laminated cores at thermal and mechanical impacts, which correspond to conditions of its operation as a part of electric machines, as well as prediction of estimated trends as to achievement of limit values of the researched parameters. **Methodology.** The parameters of analyzed samples of laminated cores are determined, the program of their experimental test during the research of natural aging and influence of temperature annealing in the process of removal of winding during an overhaul is proposed and implemented. Issues of additional influence of eddy currents during removal of electric steel inter-sheet insulation are researched. **Results.** The obtained results made it possible to assess the limits of variation of basic electric and magnetic properties separately for sheet electric steel and laminated cores of electric machines during thermal and mechanical actions corresponding to conditions of their operation and repair. A number of important conclusions as to laminated core properties variation influence on electromagnetic, thermal and vibration parameters of electric machines are obtained. **Originality.** The problem of determination of variation of magnetic and electrical properties of laminated cores made of electric steel by example of commercial steel used in production of magnetic circuits of low- and medium-power induction motors is solved. **Practical value.** As a result, the above said enables determination of laminated cores limit condition and forecast of the time of electric machines failure due to irreversible changes in magnetic system.

Keywords: electric steel, laminated core, magnetic induction, steel losses, saturation, electromagnetic parameters, temperature, vibration

Вступ. Результати досліджень поточного стану електричних машин (ЕМ) відзначають факт погіршення їх параметрів та характеристик, що переважно пояснюється старінням ЕМ під час ремонту та тривалої експлуатації [1]. При розгляданні цього питання важливим є визначення впливу на стан ЕМ зміни властивостей основних конструктивних вузлів електричних машин, таких як обмотка, магнітна система, підшипникові вузли, вузли комутації та струмознімання тощо. Такі дослідження набувають додаткової актуальності для практично невідновлюваних вузлів або за умови неможливості їх повного відновлення. Це у тому числі ставить задачу оцінювання зміни властивостей магнітної системи електричних машин, яка є основним конструктивним елементом, відновлення якого для ЕМ малої та середньої потужності є недоцільним. При розв'язанні даної задачі слід розрізняти зміну властивостей окремо листової електротехнічної сталі (ЕТС) та магнітопроводу, що зазвичай являє собою шихтоване осердя. Причина цього полягає у різних підходах щодо оцінки їх старіння, так як для листової сталі воно насамперед пояснюється зміною структури матеріалу, а для шихтованого осердя до цього додається факт локального погіршення властивостей міжлистової ізоляції. До того ж, слід окремо враховувати вплив капітального ремонту ЕМ, будь-яка технологія якого спричинює додаткове погіршення властивостей як самої електротехнічної сталі, так і магнітної системи у цілому внаслідок теплових та механічних впливів.

Аналіз основних досягнень. Питання визначення реального стану магнітопроводів є особливо важливим для машин змінного струму, зокрема асинхронних двигунів (АД), що характеризуються більшим рівнем насичення магнітної системи.

Однією з основних причин, що приводить до змін характеристик ЕТС, є її природнє старіння [2, 3]. Воно обумовлюється нагрівом магнітопроводів у процесі експлуатації від втрат при перемагнічуванні і виділення тепла намагнічуючими обмотками. Підвищення температури осердь протягом тривалого часу сприяє структурним змінам, у результаті яких відбувається погіршення їх характеристик.

Другою причиною зміни характеристик шихтованих осердь є вплив різних видів ремонту. Так як основними причинами виходу з ладу АД є виткові замикання в обмотках статора (54%), поломки підшипників та підшипникових вузлів (20%) та пробій ізоляції на корпус (10%) [1, 4], у більшості випадків ремонт передбачає заміну обмоток статора або

© В.В. Прус, О.О. Сьомка, С.Є. Дзеніс, 2016

підшипникових вузлів. Для цього необхідно вилучити стару обмотку, за можливістю не пошкодивши осердя, що найчастіше реалізують відпалюванням в печі, гідролітичною обробкою в автоклаві або високочастотним нагріванням осердя [1, 5]. Найпоширенішим є перший варіант, причому статор відпалюють повністю у спеціалізованих печах певний час при визначеній температурі. У процесі відпалювання досягаються ефекти послаблення ізоляції та пом'якшення самої обмотки, що дозволяє досить просто обрізати її лобову частини та витягнути обмотку з пазів. При цьому шихтоване осердя піддається негативним тепловим та механічним впливу, що зумовлює різку зміну його магнітних та електричних характеристик [4–9].

Доведено, що відпалювання приводить до різкого зниження опору міжлистової ізоляції [5], а в деяких місцях до її руйнування, внаслідок чого в осерді статора відбуваються замикання листів та з'являються місця локальних перегрівів [4].

Вплив відпалювання осердя на втрати є неоднозначним. Згідно [5] втрати можуть як зростати, внаслідок погіршення міжлистової ізоляції так і спадати, внаслідок зменшення залишкових механічних напружень. Але уже після вкладання нової обмотки спостерігається зростання втрат через появу закорочувань між листами внаслідок їх зміщень, оскільки після відпалювання міжлистова ізоляція має дефектні місця. Відповідно до [4], після кожного процесу відпалювання відбувається зростання питомих втрат, що може досягати 9%. При збільшенні кількості відпалювань зростання втрат стає суттєвішим, при цьому повні втрати у сталі АД в середньому зростають удвічі відносно втрат до ремонту [4].

Результати аналізу праць вчених, що вивчали питання зростання втрат у сталі потужних ЕМ [10–11] свідчать, що більш суттєво та нерівномірно змінюються властивості сталі зубцевої зони. Це призводить до виникнення локальних контурів замикань ділянок сталі за довжиною та об'ємом осердя, з нерівномірним розподілом магнітної індукції та температури, та спричинює виникнення перегрівів обмотки на локальних ділянках і збільшення магнітної складової вібрації електричної машини. Але невизначеними залишається ряд питань, що стосуються природи даних змін. Це свідчить про необхідність більш глибокого вивчення питань старіння шихтованих осердь.

Мета роботи. Оцінити межі зміни основних електричних та магнітних властивостей для шихтованих осердь з ЕТС при теплових та механічних впливах, що відповідають режимам її експлуатації у складі ЕМ і технологіям капітального ремонту та спрогнозувати передбачувані тренди досягнення межових значень для досліджуваних параметрів.

Матеріали і результати досліджень. У магнітних системах ЕМ використовуються різні марки ЕТС. Це пояснюється рядом вимог щодо необхідних електричних та магнітних параметрів, а також конструкційними і вартісними обмеженнями. Останнє саме й визначає якість сталі. Так, для ЕМ загальнопромислового призначення застосовують ЕТС марок 2013, 2212, 2312, 2411, 2421 та інші. Як видно, уся сталь є холоднокатаною ізотропною, про що свідчить перша цифра позначення марки. Наступні цифри фактично пояснюють основні вимоги щодо параметрів, зокрема, нормовані питомі втрати при індукції 1,5 Тл і частоті 50 Гц (третя цифра). При цьому для ЕМ з висотою валу до 250 мм перевагу віддають міцності (вміст кремнію менше ніж 0,8 %) порівняно зі сталлю для магнітопроводів ЕМ середньої та великої потужності, де на перше місце виходять вимоги щодо зменшення величини вихрових струмів (більший вміст кремнію – від 2,8 до 3,8 %), про що свідчить друга цифра у позначенні [12].

Як було зазначено вище, під старінням ЕТС, відповідно до існуючих стандартів, насамперед розуміють погіршення її магнітних та електричних властивостей, здебільшого викликане тривалим перевищенням температури осердь, що спричинює доменні зміни структури сталі [3].

Як свідчать результати досліджень, наведені у [2], після штучного старіння, що імітувало реальне старіння матеріалів у складі ЕМ, втрати для сталі із вмістом вуглецю 0,01% збільшуються на 40%. Для оцінки цього явища використовують відсотковий коефіцієнт старіння за питомими втратами, що визначається як різниця питомих втрат після штучного старіння p_1 та до старіння p_0, віднесених до питомих втрат до старіння $(p_1 - p_0)/p_0$, %. Аналогічно визначаються коефіцієнти старіння за магнітною індукцією та коерцитивною силою: $(B_1 - B_0)/B_0$; $(H_{c1} - H_{c0})/H_{c0}$, % [2].

Відповідно до [3], для сталей із різним вмістом кремнію існують граничні коефіцієнти старіння за питомими втратами, а саме для масової частки кремнію 0,8 % включно – не більше 8 %, від більше 0,8 % до 1,8 % – не більше 6 %, та для від більше 1,8 % до 3,8 % – не більше 4 %. Слід зазначити, що наведені результати не враховують старіння сталі внаслідок пошкодження міжлистової ізоляції, що спричинює зменшення опору між сусідніми листами, їх закорочування та відповідну зміну магнітних властивостей осердь у цілому.

Окремим питанням є врахування зміни властивостей ЕТС після ряду ремонтів ЕМ, особливо після проведення демонтажу обмоток у ході капітального ремонту, так як при цьому теплові та механічні впливи є більш суттєвими.

Демонтаж обмоток статора переважно виконується механічним шляхом, чому передує попереднє послабленням пазової ізоляції обмотки та обрізання лобових частин з одного боку осердя. На підприємствах для пом'якшення пазової ізоляції обмоток широко застосовують відпалювання у герметизованих печах. Воно полягає у нагріві корпусу ЕМ, що регламентується для статорів у чавунному корпусі температурою 350 °С протягом 4-6 годин, а для статорів в алюмінієвому корпусі – температурою 250 °С. Даний спосіб демонтажу є найбільш економічним, екологічним та простим у виконанні, але його недоліком є суттєвий вплив на зміну властивостей міжлистової ізоляції. Після послаблення пазової ізоляції обмотку витягують за допомогою

крюків, якими чіпляють її за лобову частину, вручну для малих машин або спеціальним станком для великих машин. Останніми етапами демонтажу є чистка пазів від залишків пазової ізоляції за допомогою напилку та мийка осердя. Під час виконання зазначених технологічних операцій основними факторами, що спричиняють зміну властивостей ЕТС осердь є теплові та механічні впливи.

Окрім зазначеної технології, послаблення пазової ізоляції можливе іншими термічними способами або хімічним шляхом.

Гідролізний демонтаж виконується у ванні, наповненій 5 % розчином каустичної соди при 85-90 °С протягом 5-6 годин. Після цього статори нейтралізують у ванні, наповненій 0,5 % розчином хромпіку при 40-60 °С протягом 15-20 хвилин та далі промивають проточною водою [13]. Головним недоліком такого способу є його низька екологічність.

Зазначені способи демонтажу є руйнівними для ЕТС, а відпалювання можна, щонайменше, порівняти із експериментальним визначенням коефіцієнту старіння за природних умов, котре у відповідності до [3] полягає у нагріванні зразків протягом 120 годин при 120°С для слабо- та середньолегованої сталі та сталей підвищеної легованості, і при 150°С – для високолегованої сталі. Гідролізний спосіб, меншою мірою, та хімічний демонтаж зменшують товщину та цілісність ЕТС у місцях пошкодження ізоляційного шару, що додатково викликає погіршення її властивостей.

Однією з найбільш перспективних технологій видалення обмотки є високочастотний нагрів осердя. Він полягає у передачі тепла від осердя пазовій ізоляції через лак, що знаходиться між ними, а від пазової ізоляції через лак – провідникам. Під час інтенсивного нагріву температура лаку між осердям та пазовою ізоляцією вища, ніж між пазовою ізоляцією та провідниками, а цементуюча властивість лаку – нижче. Таким чином, під час демонтажу обмотки з нагрітого осердя вона виходить разом із пазовими коробочками, залишаючи паз чистим [1]. Недоліком даного способу демонтажу є складність та високі затрати на його проведення.

Постановка завдань експериментальних досліджень. Як було зазначено вище, різні способи видалення обмотку, незважаючи на їх особливості та природу впливу, у будь якому випадку обумовлюють певну зміну магнітних та електричних властивостей сталі. Для їх оцінки у часі залежно від режимів експлуатації та зовнішніх впливів на магнітні вузли необхідно отримати межові значення зміни властивостей та тренди їх досягнення. При цьому можна попередньо скористатись даними, наведеними у [2], відповідно до яких втрати у шихтованому осерді залежно від його ефективного поперечного розміру (кількості листів) можуть бути у 3,5 – 4 рази менше за втрати у нешихтованому матеріалі. Для побудови трендів було обумовлено проведення ряду експериментів для оцінки кожного із впливових факторів та їх можливої взаємодії.

Дослідження було проведено відповідно до наступних умов.

1. Створено партію дослідних зразків, яку було розбито на п’ять умовних груп. Дослідні магнітопроводи виготовлено з кільцевих зразків [3]. Кожен із них складався з 10 штампованих листів холоднокатаної анізотропної ЕТС марки 2212, із зовнішнім діаметром 120 мм, внутрішнім 100 мм та товщиною 0,5 мм.

2. Зразки першої групи використовувались для визначення межової зміни параметрів. Для цього проводились випробування для двох випадків – без ушкодження ізоляції та з видаленою ізоляцією, з метою додаткової оцінки впливу вихрових струмів.

3. Зразки другої групи було призначено для дослідження природнього старіння сталі, яке імітувалось шляхом нагріванні зразків протягом 120 годин при 120 °С [3].

4. Зразки третьої групи використано для дослідження впливу термічного способу видалення обмотки на стан ЕТС та осердя з неї.

5. Оцінка зміни властивостей ЕТС, що є аналогічними до експлуатаційних (старіння) та післяремонтних впливів, проводилась за нормативними характеристиками (зміна залежності $p = f(B_m)$ питомих втрат та кривої $B_m = f(H)$ намагнічування) та параметрами (питомі p втрати у сталі, коефіцієнт α ступеня частоти, індукція B_s насичення та відповідна їй напруженість H магнітного поля).

6. Також додатково було досліджено зміну властивостей параметрів петлі гістерезису – залишкову індукцію B_j та коерцитивну силу H_c на постійному та змінному струмі при частоті 50Гц, магнітну статичну μ та динамічну μ_∂ проникність, опір міжлистової ізоляції. Дані досліди були реалізовані відповідно до рекомендацій [3].

Принципи побудови вимірювального обладнання, організація вимірювань. З урахуванням необхідного діапазону зміни досліджуваних параметрів потрібно, щоб використовувана у процесі досліджень магнітна вимірювальна апаратура, а також методи обробки результатів вимірювань враховували нелінійні властивості магнітного кола.

Насамперед, це відноситься до вимірювань при високому ступені насичення шихтованого магнітопроводу, так як при цьому необхідно враховувати спектральний склад одержуваних сигналів. Це відрізняє магнітні вимірювання, виконувані при пошукових дослідженнях, від вимірювань, що проводяться у ході приймально-здавальних нормативних випробувань або при поточному виробничому контролі.

З урахуванням вимог до випробувальної апаратури [14], у розглянутому випадку найбільш обґрунтованим є використання індукційного способу вимірювань при змінному перемагнічуванні зразків зі зміною частоти.

Структура випробувального комплексу (ВК) була побудована відповідно до рис. 1.

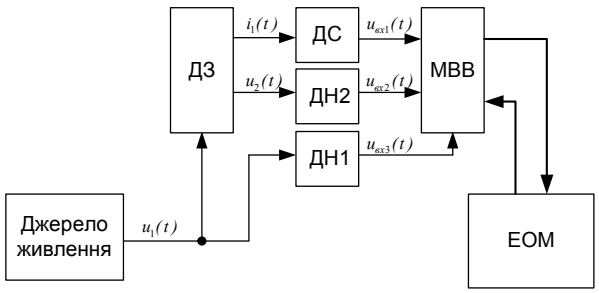


Рис. 1 – Структурна схема комплексу для випробувань шихтованих осердь з ЕТС

Тут ДЗ – досліджуваний зразок магнітопровода, що представляє собою магнітну систему із намагнічувальною та вимірювальною обмотками. Параметри, що характеризують режим випробування – струм $i_1(t)$ і напруга $u_2(t)$ з ДЗ надходять на датчики струму (ДС) і напруги (ДН2). На датчик напруги ДН1 надходить вихідний сигнал $u_1(t)$ від автономного джерела змінної синусоїдної напруги із регульованою частотою.

Сигнали з датчиків через модуль вводу-виводу (МВВ) надходять до ЕОМ, яка виконує функції збору, зберігання та обробки інформації. У розробленому ВК у якості МВВ використовувався сертифікований вимірювальний модуль E14-440D (L-Card) із прикладним програмним забезпеченням власної розробки.

У процесі розв'язання задачі обґрунтована необхідність урахування видів намагнічування осердь у змінних магнітних полях [14–15], що розрізняються спектральним складом кривих магнітної індукції $B(t)$ та напруженості магнітного поля $H(t)$ на лінійній ділянці кривої намагнічування до точки насичення й сформульовані умови їх поділу.

З огляду на описані вище особливості випробувань, в основу визначення усіх параметрів було покладено попереднє розкладання вимірюваних сигналів у ряд Фур'є, на основі результатів якого розраховано необхідні параметри.

Магнітна індукція

$$B_m = U_{2cep} / 4 f W_в S_м , \qquad (1)$$

де U_{2cep} – середнє значення напруги на вимірювальній обмотці;

$W_в$ – число витків вимірювальної обмотки; $S_м$ – площа перетину осердя магнітопровода;

f – частота перемагнічування.

Напруженість магнітного поля

$$H = I_1 W_н / l , \qquad (2)$$

де I_1 – діюче значення струму в обмотці, що намагнічує;

$W_н$ – число витків намагнічувальної обмотки;

l – середня довжина магнітної лінії у магнітопроводі.

У випадку несинусоїдності $B(t)$ і $H(t)$ на лінійній ділянці кривої намагнічування розрахунок проводився тільки по першим гармонікам.

Несинусоїдність оцінювалась за допомогою коефіцієнтів гармонік вимірюваних сигналів струму $i_1(t)$ і напруги $u_2(t)$ із співвідношення

$$k_г = \sqrt{\sum_{p=2}^{k} A_p^2} \Big/ A_1 , \qquad (3)$$

де p, k – номер гармоніки та число гармонік сигналів, що враховуються;

A_1, A_p – діючі значення першої та p-ї гармоніки у сигналах.

Втрати у сталі осердя

$$P_c = \frac{W_н}{W_в}(a_{i1p}a_{u2p} + b_{i1p}b_{u2p})/4 . \qquad (4)$$

Тут $a_{i1p}, b_{i1p}, a_{u2p}, b_{u2p}$ – відповідно квадратурні складові сигналів струму $i_1(t)$ та напруги $u_2(t)$, отримані з перетворення Фур'є.

Після обробки вимірюваних величин $i_1(t)$ і $u_2(t)$ у відомому масштабі будувалась динамічна петля гістерезису.

При цьому миттєве значення напруженості магнітного поля визначалось із співвідношення

$$H(t) = i_1(t) W_н / l . \qquad (5)$$

Миттєве значення магнітної індукції $B(t)$ визначалось шляхом перетворення із кривої $u_2(t)$

$$B(t) = \frac{1}{W_в S_м} \sum_p \frac{U_{2mp}}{p\omega} cos(p\omega t + \varphi_p) , \qquad (6)$$

де $\omega = 2\pi f$ – кутова частота основної гармоніки сигналу;

$T = 1/f$ – період досліджуваного сигналу;

U_{2mp}, φ_p – відповідно амплітуда та початкова фаза гармонічних складові напруги $u_2(t)$, одержувані з розкладання в ряд Фур'є.

У ході досліджень було обґрунтовано можливості визначення співвідношення між вимірюваними на різних частотах значеннями втрат у сталі з метою їх розподілу на складові від гістерезису та вихрових струмів за умови сталості магнітного потоку. Для цього амплітуда напруги живлення змінювалась пропорційно її частоті:

$$\frac{U}{f} = const , \qquad (7)$$

де U, f - амплітуда та частота напруги живлення.

Значення складових втрат на гістерезис і вихрові струми виражались відповідно до співвідношення:

$$P_c = P_{cг} + P_{cвх} = C_г f + C_{вх} f^2 , \qquad (8)$$

де $P_c, P_{cг}, P_{cвх}$ – втрати у сталі – сумарні, на гістерезис і на вихрові струми;

$C_г$ і $C_{вх}$ – відповідні їм коефіцієнти.

З коефіцієнтів $C_г$ і $C_{вх}$ визначались питомі втрати на гістерезис і вихрові струми згідно із співвідношеннями

$$p_{г1,0/50} = \frac{50C_г}{m\left(\frac{B_m}{1,0}\right)^2}; \quad (9)$$

$$p_{вх1,0/50} = \frac{2500C_{вх}}{m\left(\frac{B_m}{1,0}\right)^2}. \quad (10)$$

Тут $p_{г1,0/50}$, $p_{вх1,0/50}$ – питомі магнітні втрати на гістерезис і вихрові струми при магнітній індукції 1 Тл на частоті 50 Гц;

B_m – магнітна індукція, для якої визначалися коефіцієнти $C_г$ і $C_{вх}$;

m – маса випробовуваного зразка.

Далі шляхом розв'язання системи рівнянь

$$\begin{cases} p_{г1,0/50} + p_{вх1,0/50} = p_{1,0/50} \\ p_{г1,0/50}\left(\frac{f}{50}\right) + p_{вх1,0/50}\left(\frac{f}{50}\right)^2 = p_{1,0/50}\left(\frac{f}{50}\right)^{\alpha} \end{cases} \quad (11)$$

при довільному значенні частоти уточнювались значення питомих сумарних магнітних втрат при магнітній індукції 1 Тл на частоті 50 Гц $p_{1,0/50}$ та коефіцієнта α.

Статична магнітна проникність визначалась за співвідношенням

$$\mu = B_m / H_m, \quad (12)$$

де B_m, H_m – амплітудні значення магнітної індукції та напруженості магнітного поля, отримувані за вершинами часткових петель гістерезису; а динамічна – за співвідношенням

$$\mu = dB_m / dH_m, \quad (13)$$

де dB_m, dH_m – похідні магнітної індукції та напруженості магнітного поля.

Для оцінки структурних змін в ЕТС у ході досліджень додатково здійснювався металографічний контроль зразків за допомогою електронного мікроскопу.

Аналіз отриманих результатів. Результати проведених досліджень наведено у табл. 1 та вибірково представлено на рис. 2–6.

Дані табл. 1 свідчать про помірне зростання сумарних втрат у ході природного старіння сталі при збільшенні відносної частки втрат на вихрові струми. У той же час, як видно з рис. 2–3, прояв цього явища при магнітній індукції, що не перевищує 1 Тл, є несуттєвим.

Значно у більшому ступені зменшується магнітна індукція B_s насичення. Як видно з рис. 6, цьому додатково сприяє вплив вихрових струмів. Термічна обробка характеризується більшим відсотком зростання втрат, причому починаючи з третього відпалювання, приріст втрат збільшується, що співпадає із зростанням коефіцієнту α. Аналогічно можна сказати про зменшення індукції B_s насичення та її зв'язок із зростанням реактивної дії вихрових струмів.

Таблиця 1 – Результати дослідження зміни властивостей ЕТС

Параметр	Вихідне значення	Межа зміни	Відпалювання	Експлуатація
$p_{1,0/50}$, Вт/кг	2,62	+43,4 %	+5,41 % +10,8 % +18,6 %	+4,34 %
α	1,54	+29,8 %	+7,24 % +16,5 % +25,9 %	+6,12 %
B_s, Тл	1,56	–25,7 %	–12,3 % –18,7 % –21,2 %	–7,21 %
H, А/м	1123	–10,9 %	–3,32 % –4,87 % –6,25 %	–2,72 %

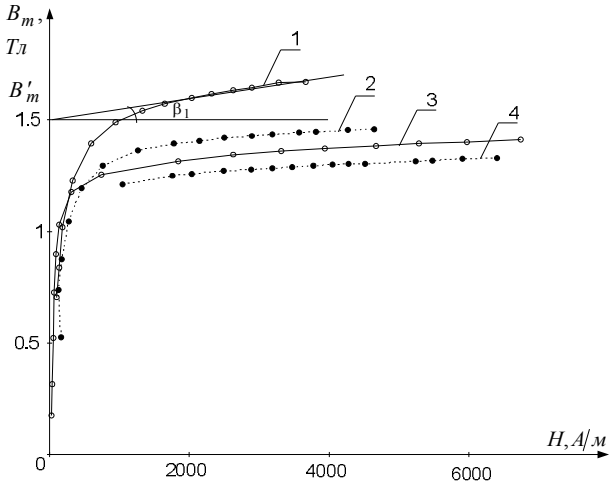


Рис. 2 – Залежності $B_m = f(H)$ магнітної індукції від напруженості магнітного поля

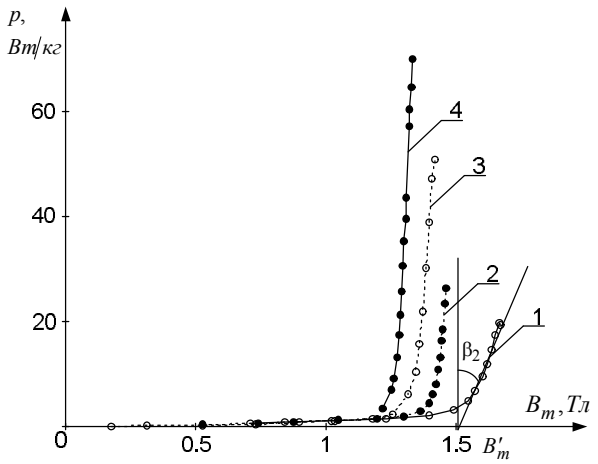


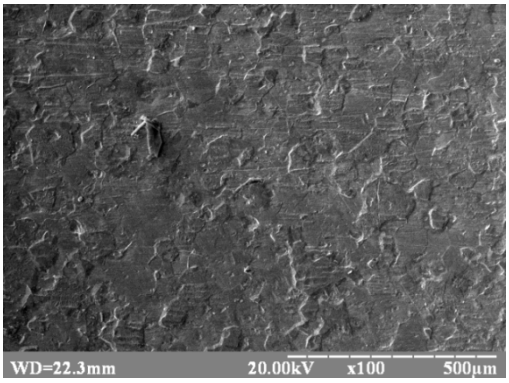
Рис. 3 – Залежності $p = f(B_m)$ питомих втрат від магнітної індукції

Криві 1 і 3 на рис. 2–3 відповідають вихідному

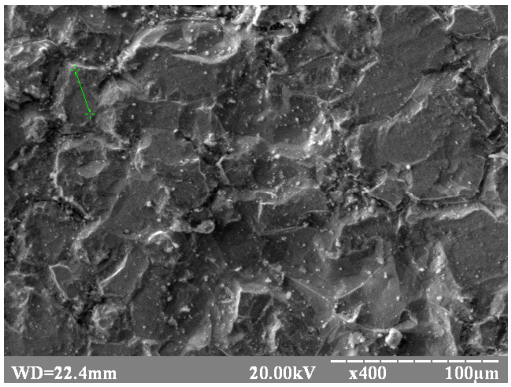
стану й стану після першого відпалювання для осердя з ізольованих листів, криві 2 і 4 – вихідному стану й стану після першого відпалювання для осердя з листів зі знятою ізоляцією.

Таким чином, як видно з рис. 2–3 і додатково підтверджено результатами металографічних досліджень на рис. 5–6, старіння шихтованої сталі проявляється в зниженні рівня магнітної індукції при зменшенні кута β_1 нахилу насиченого ділянки кривій намагнічування (рис. 2), а також більш різкому росту питомих втрат, що характеризується збільшенням кута β_2 (рис. 3).

При цьому для рис. 2–3 характерним є наявність індукції B'_m, відповідної точкам зламу як кривої намагнічування, так і залежності для питомих втрат. І, хоча погіршення цих параметрів відбувається на фоні зменшення напруженості H магнітного поля, проаналізувавши діапазони дійсної зміни магнітної індукції, можна дійти висновку, що реальне погіршення властивостей шихтованих осердь є набагато гіршим.



а

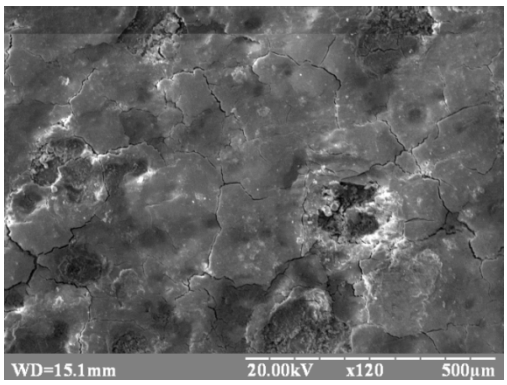


б

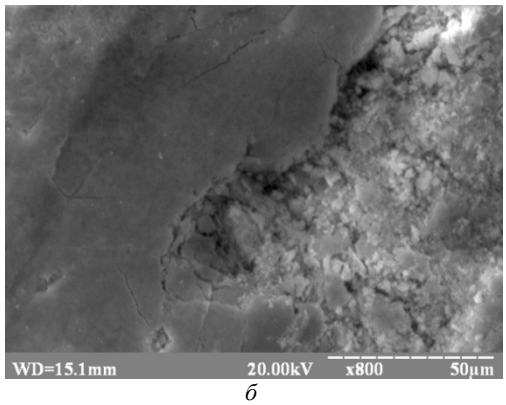
Рис. 4 – Текстура поверхні листа відпаленого зразка без ізоляції: *а* – загальний вид; *б* – збільшене зображення ключової ділянки

Так, для АД, статор яких виготовлено зі сталі марки 2212, магнітна індукція в ярмі лежить у діапазоні 1,15–1,65 Тл, а у зубцях 1,25–1,9 Тл.

Як правило, в АД передбачається сталість робочого значення B_{mw} магнітної індукції для ділянок магнітного кола. З рис. 2 видно, що за цих умов для кривих намагнічування ЕТС, що характеризуються певною ознакою старіння, робоче значення напруженості H магнітного поля може зростати у 10–70 разів. При цьому робоча точка магнітної системи зміщується у зону більш високого насичення, що приводить до несинусоїдності як магнітної індукції так і намагнічувальної складової I_μ струму статора.



а



б

Рис. 5 – Текстура поверхні листа відпаленого зразка з ізоляцією: *а* – загальний вид; *б* – збільшене зображення ключової ділянки.

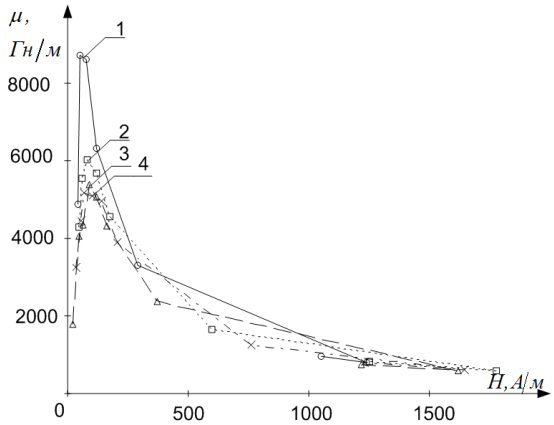


Рис. 6 – Залежність магнітної проникності від напруженості магнітного поля на різних частотах для зразка без ізоляції листів (1 – частота 100 Гц; 2 – частота 210 Гц; 3 – частота 265 Гц; 4 – частота 315 Гц)

Як видно з рис. 3, зазначеним умовам відповідає стрімке зростання втрат (до 20–30 разів для зубців та до 1,5–5 разів для ярма). Враховуючи у 3-5 разів більшу масу ярма порівняно із зубцями, результуючі втрати в осерді приймають значення, що на 20–50% перевищують зростання втрат у ярмі.

Як видно з рис. 5, основною причиною описаних

явищ для ЕТС є порушення ізоляції листів електротехнічної сталі, що полягає у її руйнуванні від теплових та механічних впливів. Для ЕТС без ізоляції (рис. 4) властивості сталі додатково погіршуються через оміднення поверхневих шарів металу під час відпалювання осердь, що додатково збільшує втрати на вихрові струми.

Узагальнюючи, слід відмітити, що зазначені зміни приводять до суттєвого збільшення робочого значення H напруженості, що обумовлює зростання намагнічувальної складової I_μ струму статора і втрат P_c у сталі та збільшення температури θ_c обмотки статора. У такий спосіб граничний стан шихтованого осердя може бути виражений через відносні значення B'_m, β_1 , β_2 шляхом обґрунтування нераціональності його використання через високий приріст I_μ і P_c.

Це дозволяє у перспективі одержати трьохфакторну модель надійності шихтованих осердь у вигляді

$$T = b_0 + b_1\frac{B'_m}{B'_{mn}} + b_2\frac{\beta_1}{\beta_{1n}} + b_3\frac{\beta_2}{\beta_{2n}} + b_4\frac{B'_m}{B'_{mn}}\frac{\beta_1}{\beta_{1n}} + \\ + b_5\frac{B'_m}{B'_{mn}}\frac{\beta_2}{\beta_{2n}} + b_6\frac{\beta_1}{\beta_{1n}}\frac{\beta_2}{\beta_{2n}} + b_7\frac{B'_m}{B'_{mn}}\frac{\beta_1}{\beta_{1n}}\frac{\beta_2}{\beta_{2n}}, \quad (14)$$

де B'_m , β_{1n} , β_{2n} – значення параметрів, що відповідають нормальному стану осердя.

Висновки. 1. Підтверджена необхідність врахування зміни властивостей ЕТС магнітних систем ЕМ залежно від терміну й інтенсивності їх експлуатації та кількості й умов проведених капітальних ремонтів.

2. Визначено параметри дослідних зразків шихтованих осердь, запропоновано та реалізовано програму їх експериментальних випробувань при дослідженні природнього старіння й впливу температурного відпалювання при видаленні обмотки у ході капітального ремонту.

3. Досліджено питання додаткового впливу вихрових струмів при видаленні міжлистової ізоляції ЕТС та доведено зв'язок їх реактивної дії з послабленням межового рівня магнітної індукції.

4. Отримані результати надають можливість оцінити межі зміни основних електричних та магнітних властивостей шихтованих осердь ЕМ при теплових та механічних впливах, що відповідають режимам їх експлуатації та ремонту.

5. У підсумку обґрунтовані тренди зміни властивостей дозволяють визначати межовий стан шихтованих осердь та прогнозувати час виходу з ладу ЕМ з причини незворотних змін у магнітній системі.

Список літератури:

1. *Антонов М. В.* Эксплуатация и ремонт электрических машин / *М. В. Антонов*, *Н. А. Акимова*, *Н. Ф. Котеленец* – М. : Высшая школа, – 1989. – 192 с.
2. *Дружинин В. В.* Магнитные свойства электротехнической стали / *В. В. Дружинин*, – М. : Энергия, – 1974. – 240 с.
3. ГОСТ 21427.2–83. Сталь электротехническая холоднокатаная изотропная тонколистовая. Технические условия. – М. : Изд-во стандартов, 1983. – 10 с.
4. *Максимов М. Н.* Обоснование необходимости пересмотра объемов послеремонтных испытаний АД / *М. Н. Максимов, Д. И. Родькин* – УкрИНТЭИ, – 1994 – 18 с.
5. *Брайнин Э. И.* Влияние обжига и гидролитической обработки изоляции монолит на магнитные характеристики статора / *Э. И. Брайнин, А. К. Сорочан* // – Электротехника. – 1985. – № 2. – С. 64-67.
6. *Прус В. В.* Исследование электрических и магнитных свойств электротехнической стали после температурных воздействий / *В. В Прус, Д. И. Родькин* // Научные труды Кременчугского государственного политехнического университета «Проблемы создания новых машин и технологий». – Кременчуг: КГПУ, 2000. – Вып.2. – С. 228–234.
7. *Прус В. В.* Оценка эксплуатационных параметров отремонтированных асинхронных двигателей / *В. В. Прус, О. Ф. Кирьянов, А. С. Гераскин* // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. –2002. – Вип. 1 (12). – С. 174–179.
8. *Prus V. V.* Grounds for Efficiency and Prospect of the Use of Instantaneous Power Components in Electric Systems Diagnostics / *V. V. Prus, M. V. Zagirnyak, A. V. Nikitina* // Przeglad Elektrotechniczny (Electrical Review). – 2006, № 12. – P. 123–125.
9. *Zagirnyak M.* Ways of efficiency improvement of local diagnostic of the cores of induction motor stators / *M. Zagirnyak, A. Miroshnykova, V. Prus* // Przeglad Elektrotechniczny (Electrical Review). – 2015, R. 91, № 1. – P. 217–220.
10. *Счастливый Г. Г.* Расчет нагрева и оценка потерь в крайних пакетах сердечника статора турбогенератора / *Г. Г. Счастливый, Г. М. Федоренко, В. И. Выговский* // Электротехника. – 1980. – № 7 – С. 42–46.
11. *Данилевич Я. В* Электромагнитные и тепловые процессы в сердечнике статора турбогенератора при замыкании листов активной стали / *Я. В Данилевич., И. И. Елин, Э. В. Казарян, В. Б. Каплунов, И. Я. Черемисов* // Электротехника – 1980 – № 4. – С. 50–53.
12. *Копылов И. П.* Проектирование электрических машин / *И. П. Копылов* – М. : Издательство Юрайт, 2011. – 767 с.
13. *Петриков Л. В.* Асинхронные электродвигатели: обмоточные данные, ремонт, модернизация: справочник / *Л. В. Петриков, Г. Н. Корначенко* – М. : Энергоатомиздат, 2000. – 496 с.
14. *Мейзда Ф.* Электронные измерительные приборы и методы измерений / *Ф. Мейзда* – М. : Мир, 1990. – 535 с.
15. *Преображенский А. А.* Магнитные материалы и элементы / *А. А. Преображенский, Е. Г. Бишард* – М. : Высшая школа, 1986. – 352 с.

References (transliterated):

1. Antonov M. V., Akimova N. A. , Kotelenets N. F. *Ekspluatatsiya i remont elektricheskih mashin* [Operation and repair of electric machines]. M, Vyisshaya shkola, 1989. 192 p.
2. Druzhinin V. V. *Magnitnyie svoystva elektrotehnicheskoy stali* [Magnetic properties of electric steel]. M, Energiya, 1974. 240 p.
3. *GOST 21427.2–83. Stal elektrotehnicheskaya holodnokatanaya izotropnaya tonkolistovaya. Tehnicheskie usloviya.* [State Standad 21427.2-83. Electric cold-rolled isotropic light-gage steel. Specification.] M, Izd-vo standartov, 1983. 27 p.
4. Maksimov M. N., Rodkin D. I. *Obosnovanie neobhodimosti peresmotra ob'emov posleremontnyih ispyitaniy AD* [Substantiation of the necessity for revision of the amount of IM post-repair test]. UkrINTEI, 1994. 18 p.
5. Braynin E. I., Sorochan A. K. Vliyanie obzhiga i gid-roliticheskoy obrabotki izolyatsii monolit na magnitnyie harakteristiki statora [Influence of annealing and monolith insulation hydrolytic processing on the stator magnetic characteristics]. *Elektrotehnika*. 1985. no.2. pp. 64-67.
6. Prus V. V., Rodkin D. I. Issledovanie elektricheskih i magnitnyih svoystv elektrotehnicheskoy stali posle temperaturnyih vozdeystviy. [Research of electric steel electric and magnetic properties after thermal impacts]. *Nauchnyie trudyi Kremenchugskogo gosudarstvennogo politehnicheskogo universiteta "Problemyi sozdaniya novyih mashin i tehnologiy"* [Scientific proceedings of the Kremenchug state Polytechnical University "Problems of

creating new machines and technologies"]. Kremenchug, KGPU, 2000. no. 2. pp. 228–234.

7. Prus V. V., Kiryanov O. F., Geraskin A. S. Otsenka ekspluatatsionnyih parametrov otre-montirovannyih asinhronnyih dvigateley [Assessment of operation parameters of repaired induction motors]. *Visnik Kremenchutskogo derzhavnogo polItehnIchnogo unIversitetu: Naukoviy pratci KDPU* [Bulletin of the Kremenchug state Polytechnical University: Scientific works of KSPU]. Kremenchuk, KDPU, 2001. no. 1 (12). pp. 174–179.
8. Zagirnyak M. V., Prus V. V., Nikitina A. V. Grounds for Efficiency and Prospect of the Use of In-stantaneous Power Components in Electric Systems Diagnostics. *Przeglad Elektrotechniczny* (*Electrical Review*). 2006, no. 12. pp. 123–125.
9. Zagirnyak M., Prus V., Miroshnykova A. Ways of efficiency improvement of local diagnostic of the cores of induction motor. *Przeglad Elektrotechniczny* (*Electrical Review*). 2015, R. 91, no. 1. pp. 217–220.
10. Schastlivyiy G. G., Fedorenko G. M., Vyigovskiy V. I. Raschet nagreva i otsenka poter v kraynih paketah serdechnika statora turbogeneratora [Calculation of heat and assessment of losses in the end stacks of turbogenerator stator core]. *Elektrotehnika*. 1980. no. 7. pp. 42–46.
11. Danilevich Ya. V. Elin I. I., Kazaryan E. V., Kaplunov V. B., Cheremisov I. Ya. Elektromagnitnyie i teplovyie protsessyi v serdechnike statora turbogeneratora pri zamyikanii listov aktivnoy stali [Electromagnetic and thermal processes in a turbogenerator stator core at shorting of active steel sheets]. *Elektrotehnika*. 1980. no. 4. pp. 50–53.
12. Kopyilov I. P. *Proektirovanie elektricheskih mashin* [Electric machine design]. M, Izdatelstvo Yurayt, 2011. P. 767.
13. Petrikov L. V., Kornachenko G. N. *Asinhronnyie elektrodvigateli: obmotochnyie dannyie, remont, modernizatsiya: spravochnik* [Induction motors: winding data, repair, modernization: reference book]. M, Energoatomizdat, 2000. P.496.
14. Meyzda F. *Elektronnyie izmeritelnyie priboryi i metodyi izmereniy* [Electronic measuring devices and methods of measurement]. M, Mir, 1990. P. 535.
15. Preobrazhenskiy A. A. Bishard E. G. *Magnitnyie materialyi i elementyi* [Magnetic materials and elements]. M, Vyisshaya shkola, 1986. P. 352.

Надійшла (received) 15.09.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Обоснование влияния процесса старения на электрические и магнитные свойства шихтованных сердечников электрических машин / В. В. Прус, О. О. Сьомка, С. Є. Дзеніс // Вісник НТУ «ХПІ». Тематичний випуск «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 115–122. – Бібліогр.: 15 назв. – ISSN 2409-9295.

Обоснование влияния процесса старения на электрические и магнитные свойства шихтованных сердечников электрических машин / В. В. Прус, О. О. Сёмка, С. Е. Дзенис // Вісник НТУ «ХПІ». Тематичний випуск «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 115–122. – Библиогр.: 15 назв. – ISSN 2409-9295.

Substantiation of aging process influence on electric and magnetic properties of laminated cores of electric machines / V. V. Prus, O. O. Somka, S. E. Dzenis // Bulletin of NTU "KhPI". Thematic edition "Electric machines and electromechanical energy conversion". – Kharkiv : NTU "KhPI", 2016. – № 11 (1183). – P. 115–122. – Bibliogr. 15. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Прус В'ячеслав В'ячеславович**,** кандидат технічних наук, доцент, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, доцент кафедри електричних машин та апаратів, +38 (067) 572-70-94; e-mail: viacheslav.prus@gmail.com

Прус Вячеслав Вячеславович**,** кандидат технических наук, доцент, Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградського, доцент кафедры электрических машин и аппаратов, +38 (067) 572-70-94; e-mail: viacheslav.prus@gmail.com

Prus Viacheslav Viacheslavovich**,** Candidate of Engineering Science Associate Professor, Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University, Associate Professor at the Department of Electric Machines and Devices, +38 (067) 572-70-94; e-mail: viacheslav.prus@gmail.com

Сёмка Александр Алекс**андрович,** Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградського, ассистент кафедры электрических машин и аппаратов, +38 (096) 436-74-00; e-mail: oleksandrsmk@gmail.com

Сьомка Олександр Олекс**андрович,** Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, асистент кафедри електричних машин та апаратів, +38 (096) 436-74-00; e-mail: oleksandrsmk@gmail.com

Somka Oleksandr Oleksandrovych**,** Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University, Lecturer at the Department of Electric Machines and Devices, +38 (096) 436-74-00; e-mail: oleksandrsmk@gmail.com

Дзеніс Сергій Євгенович, начальник Спеціального конструкторського бюро ПАТ «Електромашина», м. Харків, тел. (057)373–75–30, +380506328429, e-mail: s_dzenis@rambler.ru

Дзенис Сергей Евгеньевич, начальник Специального конструкторского бюро ПАО «Электромашина», г. Харьков, тел. (057)373–75–30, +380506328429, e-mail: s_dzenis@rambler.ru

Dzenis Sergii Evgenovych, Chief of the Special design Bureau of Public Company "Electromashina", Kharkiv, (057) 373–75–30, +380506328429, e-mail: s_dzenis@rambler.ru

УДК 621.313

А. М. МАСЛЕННИКОВ, А. В. ЕГОРОВ, А. А. ДУНЕВ, В. Д. ЮХИМЧУК

ИССЛЕДОВАНИЕ НЕСТАЦИОНАРНОГО НАГРЕВА ДВИГАТЕЛЯ С КАТЯЩИМСЯ РОТОРОМ ОТКРЫТОГО ИСПОЛНЕНИЯ

Представлена еквівалентна теплова схема двигуна з ротором, що котиться, відкритого виконання для нестаціонарного режиму роботи, яка реалізована в додатку Simulink Matlab. Наведено розрахункові формули для визначення величин теплових опорів і теплоємностей, що входять до складу диференціальних рівнянь, які враховують «пляму» контакту. Адекватність запропонованої моделі перевірено на ДКР ВР-250/2.

Ключові слова: двигун з ротором, що котиться, еквівалентна теплова схема, тепловий опір, теплоємність, диференціальні рівняння, «пляма» контакту.

Представлена эквивалентная тепловая схема двигателя с катящимся ротором открытого исполнения для нестационарного режима работы, которая реализована в приложении Simulink Matlab. Приведены расчетные формулы для определения величин тепловых сопротивлений и теплоемкостей, входящих в состав дифференциальных уравнений, которые учитывают «пятно» контакта. Адекватность предложенной модели проверено на ДКР ВР-250/2.

Ключевые слова: двигатель с катящимся ротором, эквивалентная тепловая схема, тепловое сопротивление, теплоемкость, дифференциальные уравнения, «пятно» контакта.

Purpose. Determination of the motor with a rolling rotor (MRR) heating for open type construction considering all types of power loss by using the equivalent thermal schemes (ETS) and comparing the results with experimental data. **Methodology.** Matlab Simulink modeling of non-stationary heat mode of the MRR. **Results.** In the Matlab Simulink the block diagram for the analysis of non-stationary heat motor with a rolling rotor for open type construction has been developed and implemented. **Originality.** The novelty of the results achieved due to considering of additional source of the heat in the contact area of rotor with stator, which should be considered while analyzing the temperature field and the thermal state as a whole. **Practical value.** The accuracy of the equivalent thermal schemes calculation of the MRR for open type of construction allows to calculate the average values of the stator windings temperature and the stator core, as the elements with the highest value of the temperature in the motor.

Keywords: motor with rolling rotor, equivalent thermal scheme, thermal resistance, heat capacity, differential equations, «spot» of contact.

Введение. Возможные области применения (привод запорной арматуры, шлагбаумы, переключение железнодорожных стрелок, системы позиционирования) и конструктивные особенности (важность сохранения разности диаметров сердечников) двигателя с катящимся ротором (ДКР), диктуют свои разновидности исполнения по степени охлаждения и защите. Согласно ГОСТ 14254-96 «Степени защиты, обеспечиваемые оболочками (код *IP*)» для ДКР подходят только те исполнения, которые обеспечивают защищенное и взрывозащищенное исполнение. Это такие, как: *IP*44, *IP*45, *IP*54, *IP*55, *IP*65. В некоторых случаях, когда ДКР является частью электропривода, у которого имеется своя защитная оболочка, допускается его изготовление открытого исполнения.

Обзор конструкций и методик проектирования ДКР показал отсутствие метода расчета динамики нагрева двигателя с учетом особенностей механического процесса. Использование традиционных, для классических электрических машин, методов определения потребляемой мощности и составляющих ее потерь мощности в ДКР невозможно. Это связано в первую очередь с несоосным вращением сердечника ротора относительно статора, низкими частотами вращения и режимом работы. Исходя из этого, температурным состоянием машины нельзя пренебрегать [1, 2, 3].

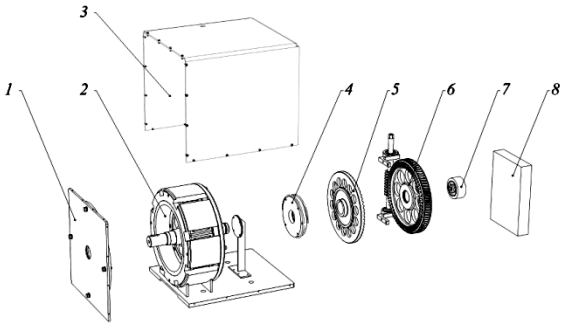
Цель работы. В данной работе решена задача определения степени нагрева ДКР открытого исполнения с учетом всех видов потерь мощности с помощью эквивалентной тепловой схемы (ЭТС) и сравнение полученных результатов с экспериментом.

Такой подход дает возможность верно выбрать главные размеры машины, электромагнитные и механические нагрузки, необходимый температурный индекс изоляции в заданных режимах эксплуатации.

Объект исследования. Моделирование проводится на ДКР ВР-250/2 открытого исполнения со степенями защиты *IP*00 и охлаждения *IC*00 представленного на рис. 1, который является частью автоматизированного электропривода, схема которого показана на рис. 2. ДКР имеет следующие номинальные данные: напряжение постоянное через блок управления U_N=20 В; ток одной катушки I_{sN}=4 А; частота вращения n=0,5 об/мин; вращающий момент M_N=250 Н·м; разность диаметров сердечников статора и ротора Δd=0,6 мм; диаметр внутренней расточки статора 202 мм; активная длина сердечника статора l_s=96 мм. Кроме этого, ДКР должен работать в повторно-кратковременном режиме *S*4 с частыми пусками. Частота циклов составляет 630 включений в час, ПВ = 15 % или 60 %.

Рис. 1 – Внешний вид ДКР ВР-250/2

© Маслєнніков А.М., А.В. Егоров, А.А. Дунев, В.Д. Юхимчук, 2016



1 – подшипниковый щит; *2* – ДКР ВР-250/2; *3* – кожух, обеспечивающий защиту согласно *IP*54; *4* – электромуфта; *5* – полумуфта; *6* – червячная пара, обеспечивающая ручной привод; *7* – датчик положения вала; *8* – блок управления

Рис. 2 – Конструктивная схема однооборотного электропривода на базе двигателя ДКР ВР-250/2

Разработка эквивалентной тепловой схемы двигателя с катящимся ротором открытого исполнения. Расчеты теплового состояния ДКР в литературе разработаны для установившегося режима работы, либо приводится динамический режим, но без учета влияния механических факторов [4, 5].

Учет температур отдельных узлов двигателя позволяет улучшить массогабаритные показатели двигателя, особенно для режимов работы ПВ = 25 % и ПВ = 50 %.

Для расчета теплового состояния ДКР применен наиболее распространенный метод – метод эквивалентных тепловых схем [6, 7]. Данный метод позволяет с достаточной степенью точности и быстротой оценить распределение температуры отдельных узлов машины. Кроме того, расчет нестационарного нагрева, при помощи ЭТС, занимает гораздо меньше времени и вычислительных ресурсов.

В ДКР, структура ЭТС и ее качественный состав определяется конструктивным исполнением. В сравнении с другими классическими электрическими машинами, при расчете теплового состояния ДКР наеобходимо учитывать потери мощности от трения качения между ротором и статором. Достаточно отметить, что сила одностороннего магнитного притяжения ротора к статору может достигать (3–10)·10^3 Ньютонов. При этом скорость, с которой движется «пятно» касания ротора со статором составляет от 5 до 100 км/ч, при разных частотах питающего напряжения.

В классических электрических машинах (асинхронных, синхронных, машинах постоянного тока), основными источниками тепловыделения являются обмотки и магнитопровод сердечников. В ДКР, из-за особенностей конструкции и принципа действия, тепло выделяется и в других узлах. Это необходимо учитывать при расчете нагрева двигателя. Поэтому тепловой расчет проведен с использованием универсальных ЭТС, адаптированных к условиям поставленной задачи.

После проведения эквивалентных преобразова–ний, объединив местные тепловые сопротивления в одно результирующее, получена эквивалентная теп–ловая схема двигателя с катящимся ротором от–крытого исполнения, которая представлена на рис. 3.

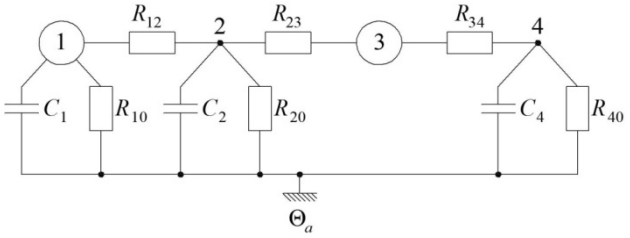


Рис. 3 – Эквивалентная тепловая схема ДКР открытого исполнения для нестационарного режима

Данная ЭТС составлена для случая работы от полупроводникового преобразователя прямоугольными импульсами напряжения частотой 1 Гц и содержит 4 узла:

– узел 1 – обмотка двигателя с катящимся ротором, мощность тепловыделения равна потерям в обмотке статора;

– узел 2 – сердечник статора, принимается пассивным;

– узел 3 – площадь касания сердечников ротора и статора, мощность тепловыделения равна потерям от трения качения;

– узел 4 – сердечник ротора, принимается пассивным.

Θ_a – температура наружного воздуха, Θ_a=25°С.

Пути распределения тепловых потоков перечислены ниже.

Тепло, выделенное в обмотке статора отводится через:

– тепловое сопротивление R_{10} к наружному воздуху;

– тепловое сопротивление R_{12} к сердечнику статора.

От сердечника статора тепло отводится через:

– тепловое сопротивление R_{12} к обмотке статора.

– тепловое сопротивление R_{20} к наружному воздуху;

– тепловое сопротивление R_{23} к площади касания двух сердечников.

Тепло, выделенное в площади касания сердечников ротора и статора отводится через:

– тепловое сопротивление R_{23} к сердечнику статора;

– тепловое сопротивление R_{34} к сердечнику ротора.

От сердечника ротора тепло отводится через:

– тепловое сопротивление R_{34} к площади касания двух сердечников.

– тепловое сопротивление R_{40} к наружному воздуху.

Тепловые сопротивления для эквивалентной тепловой схемы рассчитываются по методике, приведенной в [6, 7].

1) R_{10} – тепловое сопротивление от обмотки статора к наружному воздуху состоит из трех составляющих, которые включены последовательно, °С/Вт,

$$R_{10} = R_{10а} + R_{10б} + R_{10в} \ , \qquad (1)$$

где $R_{10а}$ – тепловое сопротивление изоляции паза по высоте паза, °С/Вт;

$R_{10б}$ – внутреннее тепловое сопротивление изолированных проводников по высоте паза, °С/Вт;

$R_{10в}$ – конвективное тепловое сопротивление свободной поверхности паза к наружному воздуху,°С/Вт.

Тепловое сопротивление $R_{10а}$ может быть найдено из соотношения, °С/Вт,

$$R_{10а} = \frac{\delta_{sish}}{\lambda_{is} \cdot S_{ise}}, \quad (2)$$

где δ_{sish} – толщина изоляции по высоте паза, включая витковую изоляцию, м;

λ_{cis} – коэффициент теплопроводности пазовой изоляции, Вт/(м·°С);

S_{ise} – площадь свободной поверхности паза, м^2.

В свою очередь площадь свободной поверхности паза, м^2,

$$S_{ise} = z \cdot b_s \cdot (3 \cdot b_s + 2 \cdot l_m + 1{,}5 \cdot b_m), \quad (3)$$

где z – количество полюсов.

Тепловое сопротивление $R_{10б}$ может быть найдено из соотношения, °С/Вт,

$$R_{10б} = \frac{h_s}{\lambda_{cis} \cdot S_{ise}}, \quad (4)$$

где λ_{cis} – коэффициент теплопроводности изолированных проводников, Вт/(м·°С).

Тепловое сопротивление $R_{10в}$ может быть найдено из соотношения, °С/Вт,

$$R_{10в} = \frac{1}{\alpha_{ise} \cdot S_{ise}}, \quad (5)$$

где α_{ise} – коэффициент теплоотдачи свободной поверхности паза, Вт/(м^2·°С).

2) R_{12} – тепловое сопротивление от обмотки статора к сердечнику статора состоит из трех составляющих, которые включены параллельно, °С/Вт,

$$R_{12} = \frac{1}{\frac{1}{R'_{12}} + \frac{1}{R''_{12}} + \frac{1}{R'''_{12}}}, \quad (6)$$

где R'_{12} – тепловое сопротивление на пути теплового потока через боковую поверхность пазов к боковой поверхности обкатывания, °С/Вт;

R''_{12} – тепловое сопротивление на пути теплового потока через дно пазов, °С/Вт;

R'''_{12} – тепловое сопротивление на пути теплового потока через боковую поверхность пазов к внутренней поверхности обкатывания, °С/Вт;

Тепловое сопротивление R'_{12} в свою очередь состоит из двух составляющих, которые включены последовательно, °С/Вт,

$$R'_{12} = R'_{12а} + R'_{12б}, \quad (7)$$

где $R'_{12а}$ – тепловое сопротивление изоляции боковой поверхности паза к боковой поверхности обкатывания, °С/Вт;

$R'_{12б}$ – внутреннее тепловое сопротивление изолированных проводников по ширине паза, °С/Вт.

Тепловое сопротивление $R'_{12а}$ может быть найдено из соотношения, °С/Вт,

$$R'_{12а} = \frac{\delta_{sisb}}{\lambda_{is} \cdot S_{ish1}}, \quad (8)$$

где δ_{sisb} – толщина пазовой изоляции боковой поверхности паза, включая витковую, м;

S_{ish1} – площадь боковой поверхности паза к боковой поверхности обкатывания, м^2.

В свою очередь площадь боковой поверхности паза к боковой поверхности обкатывания, м^2,

$$S_{ish1} = 0{,}5 \cdot \pi \cdot \left(d_{sy}^2 - d_s^2\right). \quad (9)$$

Тепловое сопротивление $R'_{12б}$ может быть найдено из соотношения, °С/Вт,

$$R'_{12б} = \frac{b_s}{\lambda_{cis} \cdot S_{ish1}}, \quad (10)$$

Тепловое сопротивление R''_{12} в свою очередь состоит из двух составляющих, которые включены последовательно и может быть найдено из соотношения, °С/Вт,

$$R''_{12} = R''_{12а} + R''_{12б}, \quad (11)$$

где $R''_{12а}$ – тепловое сопротивление изоляции на дне паза, °С/Вт;

$R''_{12б}$ – внутреннее тепловое сопротивление изолированных проводников на дне паза, °С/Вт.

Тепловое сопротивление $R''_{12а}$ может быть найдено из соотношения, °С/Вт,

$$R''_{12а} = \frac{\delta_{sish}}{\lambda_{cis} \cdot S_{isi}}, \quad (12)$$

где S_{isi} – площадь дна паза, м^2.

В данном случае площадь дна паза равна площади свободной поверхности паза, м^2,

$$S_{isi} = S_{ise}. \quad (13)$$

Тепловое сопротивление $R''_{12б}$ может быть найдено из соотношения, °С/Вт,

$$R''_{12б} = \frac{h_s}{\lambda_{cis} \cdot S_{isi}}. \quad (14)$$

Тепловое сопротивление R'''_{12} в свою очередь состоит из двух составляющих, которые включены

последовательно, °С/Вт,

$$R'''_{12} = R'''_{12а} + R'''_{12б} \ , \quad (15)$$

где $R'''_{12а}$ – тепловое сопротивление изоляции боковой поверхности паза к полюсу статора, °С/Вт;

$R'_{12б}$ – внутреннее тепловое сопротивление изолированных проводников по ширине паза, °С/Вт.

Тепловое сопротивление $R'''_{12а}$ может быть найдено из соотношения, °С/Вт,

$$R'''_{12а} = \frac{\delta_{sisb}}{\lambda_{is} \cdot S_{ish2}} \ , \quad (16)$$

где S_{ish2} – площадь боковой поверхности паза со стороны полюса статора, м^2.

В свою очередь площадь боковой поверхности паза со стороны полюса статора, м^2,

$$S_{ish2} = 0,5 \cdot \pi \cdot \left(d_{sy}^2 - d_s^2\right) - z \cdot h_s \cdot \left(3 \cdot b_s + 2 \cdot b_m\right) . \quad (17)$$

Тепловое сопротивление $R'_{12б}$ может быть найдено из соотношения, °С/Вт,

$$R'''_{12б} = \frac{b_s}{\lambda_{cis} \cdot S_{ish2}} \ . \quad (18)$$

3) R_{23} – тепловое сопротивление от сердечника статора к площади касания сердечников статора и ротора определяется следующим соотношением, °С/Вт,

$$R_{23} = \frac{h_s}{\lambda_s \cdot S_{sr}} \ , \quad (19)$$

где λ_s – коэффициент теплопроводности сердечника статора, Вт/(м·°С);

S_{sr} – площадь контакта сердечников статора и ротора, м^2.

4) R_{20} – тепловое сопротивление от сердечника статора к наружному воздуху состоит из двух составляющих, которые включены последовательно, °С/Вт,

$$R_{20} = R_{20а} + R_{20б} \ , \quad (20)$$

где $R_{20а}$ – тепловое сопротивление сердечника статора, °С/Вт;

$R_{20б}$ – конвективное тепловое сопротивление поверхности статора к наружному воздуху, °С/Вт.

Тепловое сопротивление $R_{20а}$ может быть найдено из соотношения, °С/Вт,

$$R_{20а} = \frac{0,5 \cdot \left(d_{se} - d_{sy}\right)}{\lambda_s \cdot S_{se}} \ , \quad (21)$$

где S_{se} – площадь наружной теплоотдающей поверхности статора, м^2;

α_{se} – коэффициент теплоотдачи наружной поверхности статора, Вт/(м^2·°С).

В свою очередь площадь наружной теплоотдающей поверхности статора, м^2,

$$S_{se} = \pi \cdot d_{se} \cdot l \ . \quad (22)$$

Тепловое сопротивление $R_{20б}$ может быть найдено из соотношения, °С/Вт,

$$R_{20б} = \frac{1}{\alpha_{se} \cdot S_{se}} \ . \quad (23)$$

5) R_{34} – тепловое сопротивление от сердечника ротора к площади касания сердечников статора и ротора, °С/Вт,

$$R_{34} = \frac{0,25 \cdot \left(d_r - d_{ri}\right)}{\lambda_r \cdot S_{sr}} \ , \quad (24)$$

где λ_r – коэффициент теплопроводности сердечника ротора, Вт/(м·°С).

6) R_{40} – тепловое сопротивление от сердечника ротора к наружному воздуху состоит из трёх составляющих, которые включены последовательно, °С/Вт,

$$R_{40} = R_{40а} + R_{40б} + R_{40в} \ , \quad (25)$$

где $R_{40а}$ – тепловое сопротивление сердечника ротора, °С/Вт;

$R_{40б}$ – конвективное тепловое сопротивление внутренней и боковой поверхности сердечника ротора к наружному воздуху, °С/Вт;

$R_{40в}$ – конвективное тепловое сопротивление наружной поверхности сердечника ротора к наружному воздуху, °С/Вт;

Тепловое сопротивление $R_{40а}$ может быть найдено из соотношения, °С/Вт,

$$R_{40а} = \frac{0,25 \cdot \left(d_r - d_{ri}\right)}{\lambda_r \cdot S_{ri}} , \quad (26)$$

где S_{ri} – площадь внутренней теплоотдающей поверхности сердечника ротора, м^2.

В свою очередь площадь внутренней теплоотдающей поверхности сердечника ротора, м^2,

$$S_{ri} = \pi \cdot d_{ri} \cdot l \ . \quad (27)$$

Тепловое сопротивление $R_{40б}$ может быть найдено из соотношения, °С/Вт,

$$R_{40б} = \frac{1}{\alpha_{ri} \cdot S_{rib}} \ , \quad (28)$$

где S_{rib} – площадь внутренней и боковой теплоотдающей поверхности сердечника ротора, м^2;

α_{ri} – коэффициент теплоотдачи внутренней и боковой поверхности сердечника ротора, Вт/(м^2·°С).

В свою очередь площадь внутренней и боковой теплоотдающей поверхности сердечника ротора, м^2,

$$S_{rib} = \pi \cdot \left(l \cdot d_{ri} + 0,25 \cdot \left(d_r^2 - d_{ri}^2\right)\right) \ . \quad (29)$$

Тепловое сопротивление $R_{40б}$ может быть найдено из соотношения, °С/Вт,

$$R_{40в} = \frac{1}{\alpha_{re} \cdot S_{re}} , \quad (30)$$

где S_{re} – площадь наружной теплоотдающей поверхности сердечника ротора, м^2;

α_{re} – коэффициент теплоотдачи наружной поверхности сердечника ротора, Вт/(м^2·°С).

В свою очередь площадь наружной теплоотдающей поверхности сердечника ротора, м^2,

$$S_{re} = \pi \cdot d_r \cdot l - S_{sr} . \quad (31)$$

Подставив найденные значения площадей теплоотдачи и составляющих тепловых сопротивлений, получены уравнения для нахождения тепловых сопротивлений эквивалентной тепловой схемы двигателя с катящимся ротором открытого исполнения:

$$R_{10} = \frac{\delta_{sish}}{\lambda_{is} z b_s (3b_s + 2l_m + 1{,}5b_m)} + \\ + \frac{h_s}{\lambda_{cis} z b_s (3b_s + 2l_m + 1{,}5b_m)} + , \quad (32) \\ + \frac{1}{\alpha_{ise} z b_s (3b_s + 2l_m + 1{,}5b_m)} .$$

$$R_{12} = \left(\left(\frac{\delta_{sisb}}{\lambda_{is} \cdot 0{,}5 \cdot \pi \cdot \left(d_{sy}^2 - d_s^2\right)} + \frac{b_s}{\lambda_{cis} \cdot 0{,}5 \cdot \pi \cdot \left(d_{sy}^2 - d_s^2\right)} \right)^{-1} + \left(\frac{\delta_{sish}}{\lambda_{cis} \cdot z \cdot b_s \cdot (3 \cdot b_s + 2 \cdot l_m + 1{,}5 \cdot b_m)} + \frac{h_s}{\lambda_{cis} \cdot z \cdot b_s \cdot (3 \cdot b_s + 2 \cdot l_m + 1{,}5 \cdot b_m)} \right)^{-1} + \left(\frac{\delta_{sisb}}{\left[\lambda_{is} \cdot 0{,}5 \cdot \pi \cdot \left(d_{sy}^2 - d_s^2\right) - z \cdot h_s \cdot \left(3 \cdot b_s + 2 \cdot b_m\right)\right]} + \frac{b_s}{\left[\lambda_{cis} \cdot 0{,}5 \cdot \pi \cdot \left(d_{sy}^2 - d_s^2\right) - z \cdot h_s \cdot \left(3 \cdot b_s + 2 \cdot b_m\right)\right]} \right)^{-1} \right)^{-1} \quad (33)$$

$$R_{20} = \frac{0{,}5 \cdot \left(d_{se} - d_{sy}\right)}{\pi \cdot \lambda_s \cdot d_{se} \cdot l} + \frac{1}{\pi \cdot \alpha_{se} \cdot d_{se} \cdot l} , \quad (34)$$

$$R_{23} = \frac{h_s}{4 \cdot \lambda_s \cdot (l - 2 \cdot b_s) \sqrt{\frac{P_y \cdot \left(\frac{1}{r_r} - \frac{1}{r_s}\right)^{-1}}{\pi \cdot (l - 2 \cdot b_s) \cdot \left(\frac{1 - \mu_r^2}{E_r} + \frac{1 - \mu_s^2}{E_s}\right)^{-1}}}} , \quad (35)$$

$$R_{34} = \frac{0{,}25 \cdot \left(d_r - d_{ri}\right)}{4 \cdot \lambda_s \cdot (l - 2 \cdot b_s) \sqrt{\frac{P_y \cdot \left(\frac{1}{r_r} - \frac{1}{r_s}\right)^{-1}}{\pi \cdot (l - 2 \cdot b_s) \cdot \left(\frac{1 - \mu_r^2}{E_r} + \frac{1 - \mu_s^2}{E_s}\right)^{-1}}}} , \quad (36)$$

$$R_{40} = \frac{0{,}25 \cdot \left(d_r - d_{ri}\right)}{\pi \cdot \lambda_r \cdot d_{ri} \cdot l} + \frac{1}{\pi \cdot \alpha_{ri} \cdot \left(l \cdot d_{ri} + 0{,}25 \cdot \left(d_r^2 - d_{ri}^2\right)\right)} + \\ + \frac{1}{\alpha_{re} \cdot \left[\pi \cdot d_r \cdot l - 4 \cdot (l - 2 \cdot b_s)\right] \cdot \sqrt{\frac{P_y \cdot \left(\frac{1}{r_r} - \frac{1}{r_s}\right)^{-1}}{\pi \cdot (l - 2 \cdot b_s) \cdot} \times \left(\frac{1 - \mu_r^2}{E_r} + \frac{1 - \mu_s^2}{E_s}\right)^{-1}}} \quad (37)$$

Для расчета нестационарного режима по схеме, приведенной на рис. 3, необходимо знать величины C_1, C_2, C_4 – т.е. теплоемкостей обмотки и сердечников статора и ротора, соответственно.

Теплоемкость обмотки статора, Дж/°С,

$$C_1 = G_{cu} \cdot c_{cu} , \quad (38)$$

где G_{cu} – масса меди обмотки статора, кг;

c_{cu} – удельная теплоемкость меди обмотки статора, Дж/(кг·°С).

Масса меди обмотки статора, кг,

$$G_{cu} = \pi \cdot z \cdot l_{Wav} \cdot N_s \cdot \frac{d_{cu}^2}{4} \cdot \gamma_{cu} , \quad (39)$$

где l_{Wav} – средняя длина витка катушки обмотки статора, м;

N_s – количество витков катушки обмотки статора;

d_{cu} – диаметр неизолированного проводника, м;

γ_{cu} – плотность меди, кг/м^3.

Теплоемкость сердечника статора, Дж/°С,

$$C_2 = G_s \cdot c_s , \quad (40)$$

где G_s – масса сердечника статора, кг;

c_s – удельная теплоемкость сердечника статора, Дж/(кг·°С).

Масса сердечника статора, кг,

$$G_s = \left(\begin{array}{l} \pi \cdot l \cdot \left(\frac{d_{se}^2}{4} - \frac{d_s^2}{4} \right) - \\ -2 \cdot \pi \cdot b_s \left(\frac{d_{sy}^2}{4} - \frac{d_s^2}{4} \right) - 1,5 \cdot z \cdot b_m \cdot h_s \cdot b_s \end{array} \right) \cdot \gamma_s , \qquad (41)$$

где γ_s – плотность стали сердечника ротора, кг/м^3.

Теплоемкость сердечника ротора, Дж/°С,

$$C_4 = G_r \cdot c_r , \qquad (42)$$

где G_r – масса сердечника ротора, кг;

c_r – удельная теплоемкость сердечника ротора, Дж/(кг·°С).

Масса сердечника ротора, кг,

$$G_r = \pi \cdot l \cdot \left(\frac{d_r^2}{4} - \frac{d_{ri}^2}{4} \right) \cdot \gamma_r , \qquad (43)$$

где γ_r – плотность стали сердечника ротора, кг/м^3.

На основании эквивалентной тепловой схемы для нестационарного режима составлена система дифференциальных уравнений теплового баланса, при этом тепловые сопротивления заменены на тепловые проводимости, $\Lambda = \frac{1}{R}$.

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{d\Theta_{sav}}{dt} = -\Theta_{sav} \cdot \left(\Lambda_{10} + \Lambda_{12} \right) + \Theta_s \cdot \Lambda_{12} + p_{el} + \\ +\Theta_a \cdot \Lambda_{10}; \\ \\ C_2 \frac{d\Theta_s}{dt} = \Theta_{sav} \cdot \Lambda_{12} - \Theta_s \cdot \left(\Lambda_{12} + \Lambda_{20} + \Lambda_{23} \right) + \Theta_{sr} \cdot \\ \cdot \Lambda_{23} + \Theta_a \cdot \Lambda_{20}; \\ \\ 0 = \Theta_{sav} \cdot 0 + \Theta_s \cdot \Lambda_{23} - \Theta_{sr} \cdot \left(\Lambda_{23} + \Lambda_{34} \right) + \\ +\Theta_r \cdot \Lambda_{34} + p_{tr}; \\ \\ C_4 \frac{d\Theta_r}{dt} = \Theta_{sr} \cdot \Lambda_{34} - \Theta_r \cdot \left(\Lambda_{34} + \Lambda_{40} \right) + \\ +\Theta_a \cdot \Lambda_{40}. \end{array} \right. \qquad (44)$$

где Θ_{sav} – температура обмотки статора, °С;

Θ_s – температура сердечника статора, °С;

Θ_{sr} – температура площадки контакта статора и ротора, °С;

Θ_r – температура сердечника ротора, °С;

p_{el} – потери в обмотке на один полюс, Вт;

p_{tr} – потери от трения сердечника ротора о статор, Вт;

Θ_a – температура окружающей среды, °С;

$\Lambda_{10}, \Lambda_{12}, \Lambda_{20}, \Lambda_{23}, \Lambda_{34}, \Lambda_{40}$ – тепловые проводимости, соответствующие тепловым сопротивлениям.

Система уравнений (44) есть математическая модель теплового состояния ДКР открытого исполнения, и решается любым удобным способом.

Для наиболее точного расчета дифференциального уравнения (44) необходимо выполнение следующих условий:

– верная методика расчета всех источников тепловыделений, то есть потерь;

– верное определения всех тепловых проводимостей Λ.

На тепловые проводимости большое влияние оказывают:

– коэффициент теплопроводности λ, его величина зависит от технологических факторов (химический состав и неоднородность материала, наличие воздушных пор);

– коэффициент теплоотдачи α, его величина определяется по эмпирическим формулам и графикам, зависит от множества параметров (Число Нуссельта, Число Рейнольдса и т.д.).

Реализация температурной модели двигателя с катящимся ротором открытого исполнения в приложении Simulink Matlab Приложение Simulink, входящее в состав пакета Matlab, позволяет производить решения систем дифференциальных уравнений [8–11].

При моделировании с использованием Simulink осуществляется принцип визуального программирования. Это означает, что пользователь создает исследуемую модель из стандартных блоков взятых из библиотеки. После установки требуемых блоков производится соединение элементов схемы. Исходные данные (величину потерь мощности) можно задавать как величиной постоянной, так и изменяющейся по заранее выбранному закону. Вывод результатов осуществляться отдельном окне в виде графика, либо в отдельном блоке на схеме.

На рис. 4 показана структурная схема для определения температуры обмотки статора и самого сердечника статора. Она состоит из следующих блоков:

– блоки «S1» и «S4» моделируют режимы нагрузки двигателя, соответственно продолжительный и повторно-кратковременный с частыми пусками;

– блоком «Switch» и «Switch1»осуществляется выбор одного из режимов работы;

– блок «Режим», осуществляет данный выбор;

– блок «Q1» – соответствует узлу №1 в эквивалентной тепловой схеме замещения;

– блок «Q3» – соответствует узлу №3 в эквивалентной тепловой схеме замещения;

– блок «t0» – задает температуру окружающей среды;

– блоки «V1», «V2», «V3» – датчики, записывающие показания превышения температуры в соответствующих узлах;

– блоки «Sum1», «Sum2», «Sum3» – сумматоры, позволяющие получать значение самой температуры, а не ее превышение;

– блок «Scope» – виртуальный осциллограф;

– блок «Display» – отображает установившееся значение температур.

– блоки «R10, R12, R20, R23, R34, R40» и «C1, C2, C4» – тепловые сопротивления и теплоемкости, согласно эквивалентной тепловой схеме двигателя с катящимся ротором для нестационарного режима.

Решая систему дифференциальных уравнений, получены зависимости температуры от времени при нестационарном нагреве обмотки статора, сердечника статора и площадки контакта в режиме *S*1. Полученные результаты нагрева совпадают с экспериментальными данными и представлены на рис. 5. Отличие результата расчета и экспериментов составляет менее 5%.

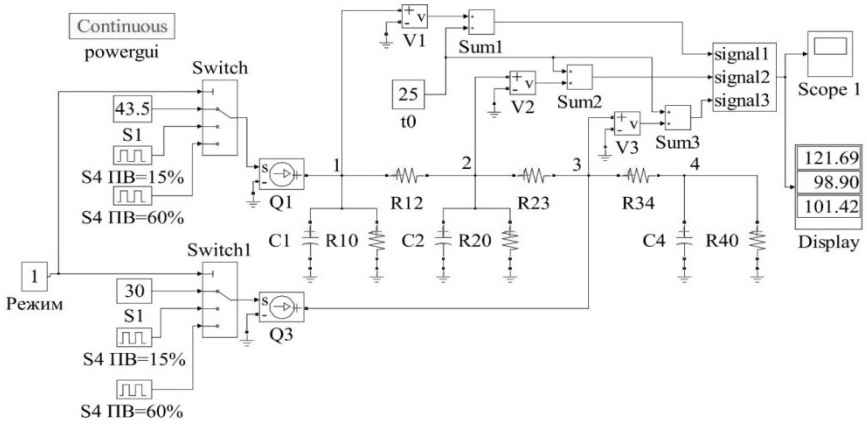


Рис 4 – Структурная схема ДКР открытого исполнения для определения температуры его активных частей

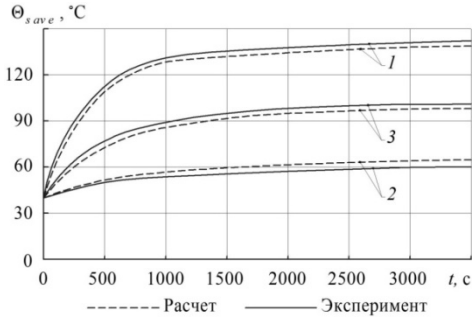


Рис. 5 – Расчетные данные и экспериментальные по нагреву обмотки статора ДКР ВР-250/2:
1 – *S*1; *2* – *S*4 с ПВ = 15 %; *3* – *S*4 с ПВ = 60 %

Выводы. 1. Эквивалентная тепловая схема для двигателя с катящимся ротором, отличается от классических электрических машин, наличием дополнительного источника тепла в зоне контакта ротора со статором, который необходимо учитывать при анализе температурного поля и теплового состояния в целом.

2. Разработана и проверена на достоверность расчета эквивалентная тепловая схема двигателя с катящимся ротором открытого исполнения, которая позволяет вычислять средние значения температур обмотки статора и сердечника статора, как элементов с наиболее высоким значением температуры.

3. Разработана и реализована в среде Simulink Matlab блок-схема для анализа нестационарного нагрева двигателя с катящимся ротором открытого исполнения.

Список литературы:

1. *Москвитин А. И.* Электрическая машина с катящимся ротором / *А. И. Москвитин* // Электричество. – 1947. – №3. – С. 5-9.
2. *Борзяк Ю. Г.* Электродвигатели с катящимся ротором / *Ю. Г. Борзяк, М. А. Зайков, В. П. Наний*. – К.: Техніка, 1982. – 120 с.
3. *Бертинов А. И.* Электрические машины с катящимся ротором / *А. И. Бертинов, В. В. Варлей*. – М.: Энергия, 1969. – 200 с.
4. *Наний В. В.* Особенности теплового расчета двигателя с катящимся ротором / *В. В. Наний, А. В. Егоров, А. Г. Мирошниченко* // Вісник НТУ «ХПИ». – 2009. – №41. – С. 107–110.
5. *Наний В. В.* Оценка теплового состояния двигателя с катящимся ротором, при различной продолжительности включения / *В. В. Наний, А. Г. Мирошниченко, В. Д. Юхимчук, А. В. Егоров, А. А. Дунев, А. М. Масленников, Д. В. Потоцкий* // Вісник НТУ «ХПИ». – 2011. – № 4 – С. 49–53.
6. *Сипайлов Г. А.* Тепловые, гидравлические и аэродинамические расчеты в электрических машинах / *Г. А. Сипайлов, Д. И. Санников, В. А. Жадан.* – М.: Высш. шк., 1989. – 239 с.
7. *Филиппов И. Ф.* Теплообмен в электрических машинах / *И. Ф. Филиппов*. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 256 с.
8. *Солонина А.И.* Цифровая обработка сигналов. Моделирование в Simulink / *А.И. Солонина*. – БХВ-Петербург, 2012. – 425 с.
9. *Черных И. В.* Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. / *И. В. Черных*. – Питер, 2007. – 288 с.
10. *Дэбни Дж.* Simulink 4. Секреты мастерства / *Дж. Дэбни, Т. Харман*. – М.: Бином. Лаборатория знаний, 2003. – 404 с.
11. *Дьяконов В. П.* Simulink 5/6/7 самоучитель / *В. П. Дьяконов*. – ДМК Пресс, 2008. – 784 с.

References (transliterated):

1. Moskvitin A. I. Elektricheskaya mashina s katyaschimsya rotorom [The rolling rotor electrical machine]. *Elektrichestvo*. 1947, no. 3, pp. 5-9.
2. Borzyak Yu. G., Zaykov. M. A., Naniy V. P. *Elektrodvigateli s katyashchimsya rotorom* [The rolling rotor electrical motors]. Kiyv, Tekhnika Publ., 1982. 120 p.
3. Bertinov A. I., Varley V. V. *Elektricheskiye mashiny s katyashchimsya rotorom* [The rolling rotor electrical machines]. Moscow, Energiya Publ., 1969. 200 p.
4. Naniy V. V., Egorov A. V., Miroshnichenko A. G. Osobennosti teplovogo rascheta dvigatelya s katyashchimsya rotorom [Features of the heat calculation the rolling rotor motor]. *Vestn. Khar'k. politekhn. in-ta. Ser.: Probl. sovershenstv. elektrich. mashin i apparatov. Teorija i praktika.* [Bulletin of the Kharkov Polytechnic Institute. Series: Problems of improvement of electrical machinery and apparatus. Theory and practice]. Kharkov, 2009, no. 41., pp. 107–110.
5. Naniy V. V., Miroshnichenko A. G., Yukhimchuk V. D., Egorov A. V., Dunev A. A., Maslennikov A. M., Pototskiy D. V. Otsenka teplovogo sostoyaniya dvigatelya s katyashchimsya rotorom, pri razlichnoy prodolzhitelnosti vklyucheniya [Evaluation of the thermal state of the engine with a rolling rotor at different duty cycle]. *Vestn. Khar'k. politekhn. in-ta. Ser.: Probl. sovershenstv. elektrich. mashin i apparatov. Teorija i praktika.* [Bulletin of the Kharkov Polytechnic Institute. Series: Problems of improvement of electrical machinery

and apparatus. Theory and practice]. Kharkov, 2011. no. 4, pp. 49–53.

6. Sipaylov G. A., Sannikov D. I., Zhadan V. A. *Teplovyye, gidravlicheskiye i aerodinamicheskiye raschety v elektricheskikh mashinakh* [Thermal, hydraulic and aerodynamic calculations in electrical machines]. Moscow, Vyssh. shk.. Publ., 1989, 239 p.
7. Filippov I. F. *Teploobmen v elektricheskikh mashinakh* [The heat exchange in electric machines]. Leningrad, Energoatomizdat Publ., 1986, 256 p.
8. Solonina A.I. *Tsifrovaya obrabotka signalov. Modelirovaniye v Simulink* [Digital signal processing. Modeling in Simulink]. Saint Petersburg, BKhV-Peterburg Publ., 2012, 425 p.
9. Chernykh I. V. *Modelirovaniye elektrotekhnicheskikh ustroystv v MATLAB, SimPowerSystems i Simulink*. [Simulation of electrical devices in MATLAB, SimPowerSystems and Simulink]. Saint Petersburg, Piter Publ., 2007, 288 p.
10. Debni Dzh., Kharman T. *Simulink 4. Sekrety masterstva* [Secrets excellence]. Moscow, Binom. Laboratoriya znaniy Publ., 2003, 404 p.
11. Diakonov V. P. *Simulink 5/6/7 samouchitel* [Simulink 5/6/7 tutorial]. Moscow, DMK Publ., 2008, 784 p.

Поступила (received) 15.09.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Исследование нестационарного нагрева двигателя с катящимся ротором открытого исполнения / А. М. Маслєнніков, А. В. Єгоров, О. О. Дунєв, В. Д. Юхимчук // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 123–130. – Библиогр.: 11 назв. – ISSN 2409-9295.

Исследование нестационарного нагрева двигателя с катящимся ротором открытого исполнения / А. М. Масленников, А. В. Егоров, А. А. Дунев, В. Д. Юхимчук // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 123–130. – Бібліогр.: 11 назв. – ISSN 2409-9295.

Research of non-stationary heating of motor with a rolling rotor for open type of construction / A.M. Masliennikov, A.V. Yehorov, A.A. Duniev, V.D. Yuhimchuk // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2016. – No. 11 (1183). – P. 123–130. – Bibliogr.: 11. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Маслєнніков Андрій Михайлович – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри електричних машин, тел. (057)707-65-14; e-mail: x-maslennikov@yandex.ua

Масленников Андрей Михайлович – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры электрических машин, тел. (057)707-65-14; e-mail: x-maslennikov@yandex.ua.

Masliennikov Andrii Mikhailovych – Ph.D., Associate Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Associate Professor of the Department of Electrical machines, tel. +38 (057) 707-65-14; e-mail: x-maslennikov@yandex.ua.

Єгоров Андрій Володимирович – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», асистент кафедри електричних машин, тел. (057)707-65-14; e-mail: toe@mail.ru

Егоров Андрей Владимирович – кандидат технических наук, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», ассистент кафедры электрических машин, тел. (057)707-65-14; e-mail: toe@mail.ru.

Yehorov Andrii Volodimirovych – Ph.D., National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Assistant of the Department of Electrical machines, tel. +38 (057) 707-65-14; e-mail: toe@mail.ru.

Дунєв Олексій Олександрович – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», асистент кафедри електричних машин, тел. (057)707-65-14; e-mail: duniev_khpi@mail.ru

Дунев Алексей Александрович – кандидат технических наук, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», ассистент кафедры электрических машин, тел. (057)707-65-14; e-mail: duniev_khpi@mail.ru.

Duniev Aleksei Aleksandrovych – Ph.D., National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Assistant of the Department of Electrical machines, tel. +38 (057) 707-65-14; e-mail: duniev_khpi@mail.ru.

Юхимчук Володимир Данилович – кандидат технічних наук, професор, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», професор кафедри електричних машин, тел. (057)707-65-14.

Юхимчук Владимир Данилович – кандидат технических наук, профессор Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», профессор кафедры электрических машин, тел. (057)707-65-14.

Yuhimchuk Vladimir Danilovych – Ph.D., Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Professor of the Department of Electrical machines, tel. +38 (057) 707-65-14.

ЗМІСТ

Милых В. И. Организация численно-полевых расчетов электромагнитных процессов в турбогенераторе при его несимметричной нагрузке…….. 3
Петрушин В. С. , Еноктаев Р. Н. Использование многокритериальной оптимизации при проектировании регулируемых асинхронных двигателей…….. 11
Петков А.А. Имитационное моделирование распределения времени нарастания импульса тока…….. 15
Павленко Т.П. Методология расчета параметров контактов с жидкометаллическим эффектом, для многоамперных автоматических выключателей…….. 20
Васьковський Ю. М., Гераскін О. А., Беленок Н. В. Діагностика кутового ексцентриситету ротора асинхронних двигунів на основі аналізу віброзбуджуючих сил……..30
Яровенко В. А., Зарицкая Е. И. Управление гребными двигателями электроходов на маневрах…… 36
Гребеников В. В., Прыймак М. В. Сравнительный анализ магнитных систем электродвигателей с постоянными магнитами для электробуса ……42
Титко А. И., Кучинський К. А., Титко В. А. Статистические модели для диагностики термодефектов ротора в условиях переменной нагрузки турбогенераторов …….. 49
Болюх В.Ф., Олексенко С.В., Щукин И.С. Практическая реализация линейных импульсных электромеханических преобразователей в промышленных устройствах…….. 55
Мазуренко Л. І., Бібік О. В., Білик О. А., Шихненко М. О. Моделювання режимів та регулювання частоти обертання вентильно-індукторного двигуна з перетворювачем із С–скиданням коливальним поверненням енергії при зміні кутів комутації……..64
Ставинский А. А. , Ставинский Р. А. , Авдеева Е. А. , Пальчиков О. О. Универсальный метод обоснованного выбора технических решений активной части электрических машин и аппаратов…… 70
Милых В. И. , Шилкова Л. В. Численно-полевой анализ магнитного поля трехфазного асинхронного двигателя в статике и динамике…….. 80
Заблодский Н. Н. , Грицюк В. Ю. . Мультиградиентность полей в массиве ротора шнекового электромеханического преобразователя …….. 88
Шинкаренко В. Ф., Шиманська А. А. , Гайдаєнко Ю. В. Структурний синтез складних електромашинних агрегатів з використанням їх генетичних програм ……..93
Панченко В. И. , Цыпленков Д. В. , Кириченко М. С. , Федоров С. И. , Гребенюк А.Н. Усовершенствование конструкции генераторов для ветроустановки с аэродинамической мультипликацией…….. 102
Еноктаев Р. Н. Разработка регулируемых асинхронных двигателей с применением структурно-параметрической оптимизации …….. 110
Прус В. В., Сьомка О. О., Дзенис С. Є. Обгрунтування впливу процесу старіння на електричні та магнітні властивості шихтованих осердь електричних машин …….. 115
Масленников А. М., Егоров А. В., Дунев А. А., Юхимчук В. Д. Исследование нестационарного нагрева двигателя с катящимся ротором открытого исполнения…….. 123

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ»

Збірник наукових праць

Серія:
Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії

№ 11 (1183) 2016

Науковий редактор д-р техн. наук, проф. В.І. Мілих,
Технічний редактор канд. техн. наук, доц. А.М. Маслєнніков

Відповідальний за випуск канд. техн. наук Г. Б. Обухова

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ: 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ «ХПІ».
Кафедра електричних машин.
Тел.: (057) 707-65-14, (057) 707-68-44; e-mail: mvikemkpi@gmail.com

Обл.-вид № 23-16

Підп. до друку 12.10.16 р. Формат 60×90 1/8. Папір офсетний.
Друк офсетний. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. . Облік.-вид. арк.
Тираж 300 пр. 1-й з-д 1-100. Зам. № Ціна договірна.

Видавничий центр НТУ «ХПІ». Свідоцтво про державну реєстрацію
суб'єкта видавничої справи ДК № 3657 від 24.12.2009 р.
61002, Харків, віл Фрунзе, 21

Видавництво «Смугаста типографія»
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи:
серія ДК №4863 від 12.03.2015 р.
61019, Харків, вул. Чернишевська, 28-а, тел. (057) 754-49-42