

statora i kol'tsevoy obmotkoy yakorya [Determination of the EMF and the main dimensions of the end magnetoelectric generators with a stageless stator core and a ring winding of the armature]. *Vestnik IGEU*, 2016, issue 3, pp. 63–67.

4. Osin, I.L. *Sinkhronnye elektricheskie dvigateli maloy moshchnosti* [Synchronous electric motors of low power]. Moscow: Izdatel'skiy dom MEI, 2006. 216 p.

5. Shevchenko, A.F., Pristup, A.G. *Elektricheskie mashiny s postoyannymi magnitami* [Permanent magnet electric machines]. Novosibirsk: Izdatel'stvo NGTU, 2016. 64 p.

6. Ismagilov, F.R., Gerasin, A.A., Khayrullin, I.Kh., Vavilov, V.E. *Elektromekhanicheskie sistemy s vysoko-koertsivnymi postoyannymi magnitami* [Electromechanical systems with hard-coercivity permanent magnets]. Moscow: Mashinostroenie, 2014. 267 p.

7. Aydin, M., Huang, T.A. Lipo axial flux permanent magnet disc machines: A review. Available at: http://lipo.ece.wisc.edu/2004pubs/2004_10.pdf.

8. Hideki, K., Yuhito, D., Koji, M., Takehisa, M. Design of the axial-flux permanent magnet coreless for the multi-megawatts wind turbine. Available at: http://proceedings.ewera.org/ewec2009/allfiles2/276_EWEC2009presentation.pdf.

9. Balagurov, V.A. *Proektirovanie spetsial'nykh elektricheskikh mashin peremennogo toka* [Designing of special alternating current electric machines]. Moscow: Vysshaya shkola, 1982. 271 p.

10. But, D.A. *Beskontaktnye elektricheskie mashiny* [Non-contact electrical machines]. Moscow: Vysshaya shkola, 1990. 514 p.

Шишкин Валерий Павлович,

ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
кандидат технических наук, профессор кафедры электромеханики,
телефон (4932) 26-97-47.

Shishkin Valery Pavlovich,

Ivanovo State Power Engineering University,
Candidate of Engineering Sciences (PhD), Professor of the Electromechanics Department
tel.: (4932) 26-97-47.

Казakov Юрий Борисович,

ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
доктор технических наук, профессор, зав. кафедрой электромеханики,
телефон (4932) 26-97-06.

Kazakov Yuri Borisovich,

Ivanovo State Power Engineering University,
Doctor of Engineering Sciences (Post-doctoral Degree), Professor, Head of the Electromechanics Department
tel.: (4932) 26-97-06

УДК 621.313.001.63

Применение символического метода к расчету цепей с вращающимися асинхронными машинами

В.А. Мартынов, А.Н. Голубев

ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
г. Иваново, Российская Федерация
E-mail:zav@toe.ispu.ru, alenikgo@yandex.ru

Авторское резюме

Состояние вопроса: При анализе симметричных трехфазных цепей синусоидального тока, содержащих асинхронные двигатели, рассматривается приведенная машина с неподвижным ротором, в которой токи статора и ротора изменяются с одинаковыми частотами. При нарушении симметрии напряжения на зажимах машины будут обусловлены токами всех ветвей статора и ротора. При этом определение элементов матрицы комплексных сопротивлений вращающейся машины становится проблематичным и может быть произведено только на основе магнитного поля в активной зоне. Это является одной из основных причин, почему к расчету несимметричных режимов работы трехфазных цепей до сих пор применяют метод симметричных составляющих. В связи с этим поиск теоретических подходов к определению метода расчета элементов матрицы комплексных сопротивлений асинхронной машины с уровнем вычислительных затрат, приемлемым для многовариантных расчетов в симметричных и несимметричных режимах с учетом дискретности и несимметрии структуры обмоток, наведенных токов и взаимного перемещения зубчатых сердечников, является актуальным направлением исследований.

Материалы и методы: В основу исследований положен метод зубцовых контуров, или, как его еще называют, универсальный метод, являющийся в настоящее время одним из наиболее эффективных и универсальных методов анализа полей и процессов вращающихся электрических машин.

Результаты: С использованием единого символического метода разработана математическая модель расчета установившихся режимов вращающихся асинхронных машин, потокоцепления и токи ветвей статора и ротора которых изменяются во времени с разными частотами. Модель позволяет исследовать трехфазные цепи, содержащие асинхронные машины, как в симметричных, так и в любых несимметричных режимах, в том числе и аварийных.

Выводы: Предложенная модель позволяет символическим методом моделировать любые как симметричные, так и несимметричные режимы цепей с вращающимися асинхронными машинами.

Ключевые слова: асинхронная машина, метод зубцовых контуров, символический метод, расчетная схема замещения, несимметричный режим, электромагнитные процессы.

Application of a symbolic method to calculating circuits with rotating induction motors

V.A. Martynov, A.N. Golubev
Ivanovo State Power Engineering University, Ivanovo, Russian Federation
E-mail: zav@toe.ispu.ru, alenikgo@yandex.ru

Abstract

Background: The paper analyses symmetrical three-phase circuits of sinusoidal current with induction motors and considers an equivalent machine with a stationary rotor, where the stator and rotor currents are changed at the same frequency. If the circuit becomes asymmetrical, the voltage at the induction motor terminals is determined by the currents of all branches of the stator and rotor. In this case, the determination of the elements of the complex resistance matrix of a rotating machine becomes problematic and can only be performed based on magnetic field in the core. This is one of the main reasons why the method of symmetric components is still applied to the calculation of asymmetric operation modes of three-phase circuits. All this makes it an urgent problem to find theoretical approaches to determining, with small computational costs, the complex resistances matrix elements of an induction motor in any symmetric or asymmetric modes, taking into account the discreteness and unbalance of the structure of windings, induced currents and mutual displacement of serrated cores.

Materials and methods: The study is based on the method of tooth contours (or the so-called universal method), which is currently one of the most effective and universal methods for analyzing fields and processes of rotating electrical machines.

Results: By employing a unified symbolic method we have developed a mathematical model for calculating steady-state modes of rotating induction motors, in which the flux-coupling and stator and rotor branch currents change with different frequencies over time. The model allows investigating three-phase circuits containing induction machines in both symmetrical and any asymmetrical, including emergency, conditions.

Conclusion: The proposed model allows modelling any symmetrical and asymmetrical modes of circuits with rotating induction machines by a symbolic method.

Key words: Induction motor, tooth contour method, symbolic method, calculated equivalent circuit, unbalanced mode, electromagnetic processes.

DOI: 10.17588/2072-2672.2018.4.036-044

Введение. При анализе установившихся режимов цепей, содержащих асинхронные машины (АМ), вращающиеся АМ заменяются приведенными машинами с неподвижным ротором, у которых токи всех ветвей изменяются с одной и той же частотой [1, 2]. При этом в симметричных трехфазных цепях синусоидального тока с АМ уравнения связи между комплексными фазными напряжениями $[U_{\text{ЭС}}]$ и токами ветвей $[I_S]$ статора могут быть представлены в виде матричного уравнения

$$[U_{\text{ЭС}}] = [Z_{\text{АС}}][I_S], \quad (1)$$

где элементами диагональной матрицы $[Z_{\text{АС}}]$ являются одинаковые значения комплексных сопротивлений, значения которых для номинального режима легко определяются по пас-

портным данным АМ. В ненормальных режимах комплексные сопротивления матрицы $[Z_{\text{АС}}]$ могут быть получены по параметрам схемы замещения одной фазы машины при известном скольжении. Однако определение этих параметров, как правило, базируется на довольно грубых допущениях [1–3], неадекватных возможностям современной вычислительной техники. При нарушении симметрии как питающей сети, так и самой АМ определение параметров матрицы $[Z_{\text{АС}}]$ по традиционным методикам становится проблематичным и может быть произведено только на основе анализа магнитного поля в активной зоне. Это является одной из основных причин, почему к расчету несимметричных режимов работы трехфазных цепей до сих пор применяют метод симметричных составляющих.

В настоящее время одним из наиболее эффективных и универсальных методов анализа полей и процессов вращающихся электрических машин является метод зубцовых контуров, или, как его еще называют, универсальный метод [3–8], разработанный в Московском энергетическом институте под руководством профессора А.В. Иванова-Смоленского. Применение этого метода, оперирующего с мгновенными значениями токов и напряжений, дало возможность отказаться от концепций гармонического анализа вращающихся магнитных полей и позволило рассчитывать полное поле в активной зоне насыщенной электрической машины с учетом его изменения во времени при взаимном перемещении зубчатых сердечников. Вместе с тем расчет статических характеристик электрических машин относительно мгновенных токов, напряжений и ЭДС требует большого объема вычислений, так как для определения каждой точки характеристики нужно находить кривые мгновенных значений величин на периоде их изменения. При этом установившийся режим работы машины при заданных питающих напряжениях и моменте сопротивления на валу наиболее естественно определяется как результат окончания переходного процесса [10–14].

В установившихся режимах даже при синусоидальных питающих напряжениях кривые токов и потокосцеплений ветвей ненасыщенных электрических машин несинусоидальны, что обусловлено, главным образом, взаимным перемещением зубчатых сердечников. В большинстве случаев это искажение не слишком велико, поэтому при расчетах кривые часто заменяют эквивалентными синусоидами. Такой подход позволяет значительно упростить вычисления и дает достаточную точность при расчете статических характеристик электрических машин.

Методы исследования. Ниже рассматривается основанный на методе зубцовых контуров символический метод анализа полей и электромагнитных процессов вращающихся ненасыщенных АМ с синусоидальными токами и потокосцеплениями ветвей, позволяющий с небольшими вычислительными затратами моделировать любые как симметричные, так и несимметричные режимы и рассчитывать элементы матрицы $[Z_{AS}]$ с учетом дискретности и несимметрии структуры обмоток, наведенных токов и взаимного перемещения зубчатых сердечников.

Как известно [3, 4], при допущении $\mu_{ст} = \infty$ напряженность магнитного поля ферромагнитных участков АМ будет равна нулю и схема замещения ее магнитной цепи примет вид, изображенный на рис. 1.

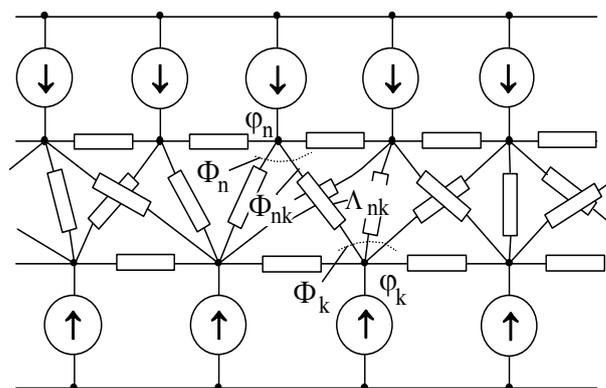


Рис. 1. Схема замещения магнитной цепи ненасыщенной асинхронной машины

При этом магнитные проводимости взаимной индукции между зубцами статора и ротора Λ_{nk} рассчитываются предварительно [3] численными методами расчета полей. По результатам расчета строятся кривые зависимостей этих линейных проводимостей от угла поворота ротора $\Lambda_{nk}(\alpha)$ с учетом скоса пазов [4]. Полученные кривые аппроксимируются тем или иным способом, например кубическими сплайнами. При синусоидальных токах электрических ветвей МДС ветвей схемы замещения магнитной цепи и скалярные магнитные потенциалы ее узлов (коронки зубцов) будут также изменяться по синусоидальному закону.

Результаты исследования. Основываясь на методе зубцовых контуров, выясним, при каких условиях во вращающейся ненасыщенной АМ с зубчатыми магнитопроводами токи и потокосцепления ветвей будут изменяться по гармоническому закону.

Введем следующие обозначения:

ω_1, ω_2 — угловые частоты изменения во времени токов и потокосцеплений ветвей соответственно статора и ротора во вращающейся АМ ($\omega_1 \neq \omega_2 \neq 0$);

p — число пар полюсов;

Z_1, Z_2 — число зубцов (зубцовых контуров) статора и ротора соответственно;

Ω — угловая частота вращения ротора относительно статора;

α — угол поворота ротора относительно статора.

В установившемся режиме работы справедливы следующие соотношения:

$$\Omega = \frac{\omega_1 - \omega_2}{p}; \quad \alpha = \Omega \cdot t = \frac{\omega_1 t}{p} - \frac{\omega_2 t}{p}. \quad (2)$$

Обозначим мгновенные синусоидальные скалярные магнитные потенциалы коронок зубцов статора φ_n ($1 \leq n \leq Z_1$) и ротора φ_k ($1 \leq k \leq Z_2$):

$$\varphi_n = \varphi_{nm} \sin(\omega_1 t + \psi_n); \quad \varphi_k = \varphi_{km} \sin(\omega_2 t + \psi_k). \quad (3)$$

Мгновенный частичный поток взаимои-
ндукции $\Phi_{nk} = -\Phi_{kn}$ между зубцами n и k статора и ротора определится выражением

$$\Phi_{nk} = -\Phi_{kn} = (\varphi_n - \varphi_k)\Lambda_{nk} = \varphi_n\Lambda_{nk} - \varphi_k\Lambda_{nk}, \quad (4)$$

где Λ_{nk} – мгновенная проводимость взаимои-
ндукции между зубцами n и k статора и ротора.

Проводимость Λ_{nk} зависит от взаимного
положения зубцов n и k . В соответствии с ме-
тодом зубцовых контуров, зависимость $\Lambda_{nk}(\alpha)$
рассчитывается предварительно методами
теории поля и имеет вид, представленный на
рис. 2. Разложим эту зависимость в гармониче-
ский ряд на периоде 2ρ :

$$\Lambda_{nk}(\alpha) = \Lambda_0 + \sum_v \Lambda_v \cos[v(\alpha + \beta_{nk})], \quad (5)$$

где β_{nk} – угол по первой гармонической между
контурами n и k при $\alpha = 0$.

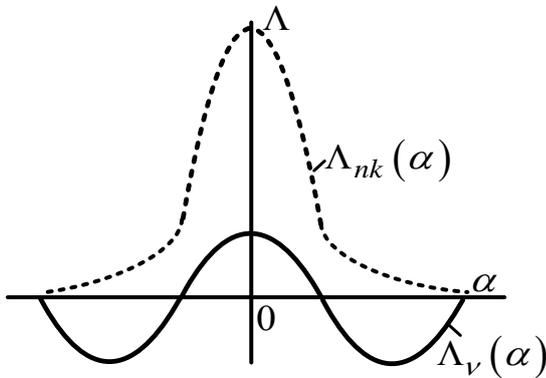


Рис. 2. Кривая проводимости взаимои-
ндукции зубцов статора и ротора и ее v -я гармоника

В АМ обычного исполнения, имеющих
регулярную структуру зубцовых зон статора и
ротора, кривая $\Lambda_{nk}(\alpha)$ симметрична относи-
тельно оси ординат и ее гармонический со-
став для всех $1 \leq n \leq Z_1$ и $1 \leq k \leq Z_2$ будет од-
ним и тем же.

С учетом (2) можно от кривой $\Lambda_{nk}(\alpha)$ (5)
перейти к зависимости $\Lambda_{nk}(t)$:

$$\Lambda_{nk}(t) = \Lambda_0 + \sum_v \Lambda_v \cos\left(\frac{v}{\rho}\omega_1 t - \frac{v}{\rho}\omega_2 t + v\beta_{nk}\right). \quad (6)$$

Потокоцепления электрических ветвей
АМ будут синусоидальными в том случае, если
потоки взаимои-ндукции зубцов статора и рото-
ра, обусловленные полем, пересекающим за-
зор, будут также изменяться по гармоническо-
му закону. Поток взаимои-ндукции n -го зубца
статора Φ_n определится как алгебраическая
сумма частичных потоков между этим зубцом и
всеми зубцами ротора:

$$\Phi_n = \sum_{k=1}^{z_2} (\varphi_n - \varphi_k)\Lambda_{nk} = \sum_{k=1}^{z_2} \Phi_{nk}. \quad (7)$$

В соответствии с (7), частичный поток Φ_{nk}
можно представить в виде

$$\Phi_{nk} = \Phi_1 - \Phi_2,$$

где

$$\begin{aligned} \Phi_1 &= \varphi_n \Lambda_{nk} = \varphi_{nm} \Lambda_0 \sin(\omega_1 t + \psi_n) + \\ &+ 0,5\varphi_{nm} \sum_v \Lambda_v \sin\left(\omega_1 t - \frac{v}{\rho}\omega_1 t + \frac{v}{\rho}\omega_2 t + \psi_n - v\beta_{nk}\right) + \\ &+ 0,5\varphi_{nm} \sum_v \Lambda_v \sin\left(\omega_1 t + \frac{v}{\rho}\omega_1 t - \frac{v}{\rho}\omega_2 t + \psi_n + v\beta_{nk}\right); \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \Phi_2 &= \varphi_k \Lambda_{nk} = \varphi_{km} \Lambda_0 \sin(\omega_2 t + \psi_k) + \\ &+ 0,5\varphi_{km} \sum_v \Lambda_v \sin\left(\omega_2 t - \frac{v}{\rho}\omega_1 t + \frac{v}{\rho}\omega_2 t + \psi_k - v\beta_{nk}\right) + \\ &+ 0,5\varphi_{km} \sum_v \Lambda_v \sin\left(\omega_2 t + \frac{v}{\rho}\omega_1 t - \frac{v}{\rho}\omega_2 t + \psi_k + v\beta_{nk}\right). \end{aligned} \quad (9)$$

Частичный поток зубца статора Φ_{nk} бу-
дет изменяться с частотой ω_1 в том случае,
если в выражениях (8) и (9) оставить только те
слагаемые, которые изменяются во времени с
этой частотой. Полагая $v = \rho$, будем иметь

$$\begin{aligned} \Phi_{nk} &= \varphi_{nm} \Lambda_0 \sin(\omega_1 t + \psi_n) - \\ &- 0,5\Lambda_\rho \varphi_{km} \sin(\omega_1 t + \psi_k + \rho\beta_{nk}). \end{aligned} \quad (10)$$

В общем случае выражение (10) кроме
постоянной Λ_0 и основной Λ_ρ составляющих
разложения кривой $\Lambda_{nk}(\alpha)$ в ряд Фурье может
содержать также члены с высшими гармоника-
ми. Необходимость учета высших гармоник
кривой $\Lambda_{nk}(\alpha)$, как следует из (8), определится
из выражения

$$\omega_1 t \mp \frac{v}{\rho}\omega_1 t \pm \frac{v}{\rho}\omega_2 t = -\omega_1 t.$$

Из этого следует

$$v = \frac{2\rho\omega_1}{|\omega_1 - \omega_2|} = \frac{2\rho}{|1 - s|} = \text{целое число}, \quad (11)$$

где $s = \omega_2 / \omega_1$ – скольжение АМ.

Как следует из (11), при $s = 0,5$ $v = 4\rho$,
при $s = 0,8$ $v = 10\rho$, при $s = 0,9$ $v = 20\rho$.

При выполнении условия (11) частичный
поток Φ_{nk} , изменяющийся с частотой ω_1 , опре-
делится как

$$\begin{aligned} \Phi_{nk} &= \varphi_{nm} \Lambda_0 \sin(\omega_1 t + \psi_n) - \\ &- 0,5\Lambda_\rho \varphi_{km} \sin(\omega_1 t + \psi_n + \rho\beta_{nk}) - \\ &- 0,5\Lambda_v \varphi_{nm} \sin(\omega_1 t - \psi_n \pm v\beta_{nk}), \end{aligned} \quad (12)$$

где «+» берется при $s < 1$, а «-» – при $s > 1$.

Если геометрический угол между первым
зубцовым контуром статора ($n = 1$) и первым
зубцовым контуром ротора ($k = 1$) при $\alpha = 0$
обозначить через Θ , то угол β_{nk} может быть
определен как

$$\beta_{nk} = \Theta + \psi_{nk}, \quad (13)$$

где угол ψ_{nk} между n -м зубцовым контуром статора и k -м зубцовым контуром ротора при $\Theta = 0$ будет определяться только геометрическими размерами зубцовой зоны электрической машины.

Величина угла Θ будет зависеть от принятой нумерации зубцовых контуров статора и ротора, их взаимного расположения при $t = 0$ и в АМ может принимать самые различные значения. При этом

$$\psi_{nk} = (k - 1)\alpha_{z2} - (n - 1)\alpha_{z1}, \quad (14)$$

где $\alpha_{z1} = 2\pi / Z_1$; $\alpha_{z2} = 2\pi / Z_2$.

С учетом (13) и (14)

$$\sum_{k=1}^{Z_2} \sin(\omega_1 t - \psi_n \pm v\beta_{nk}) = 0.$$

Следовательно, при допущении о синусоидальности потоков в ветвях схемы замещения магнитной цепи машины при определении по (7) потока взаимоиндукции n -го зубца статора Φ_n получим

$$\begin{aligned} \Phi_n &= \Phi_{nm} \sin(\omega_1 t + \xi_n) = Z_2 \Lambda_0 \varphi_{nm} \sin(\omega_1 t + \psi_n) - \\ &- 0,5 \Lambda_p \sum_{k=1}^{Z_2} \varphi_{km} \sin(\omega_1 t + \psi_k + p\beta_{nk}). \end{aligned} \quad (15)$$

Аналогичным образом, поток зубца ротора Φ_k , обусловленный полем взаимоиндукции, будет равен

$$\Phi_k = \sum_{n=1}^{Z_1} (\varphi_k - \varphi_n) \Lambda_{nk} = \sum_{n=1}^{Z_1} \Phi_{kn}, \quad (16)$$

где $\Phi_{kn} = -\Phi_{nk} = \Phi_2 - \Phi_1$.

Если принять, что поток Φ_k изменяется по синусоидальному закону с угловой частотой ω_2 , то в (16) должны быть учтены только те составляющие Φ_1 и Φ_2 , которые изменяются с частотой ω_2 . Так как

$$\sum_{n=1}^{Z_1} \sin(\omega_2 t - \psi_k \pm v\beta_{nk}) = 0,$$

то с учетом (8) и (9) выражение для синусоидального потока Φ_k (16) запишется в виде

$$\begin{aligned} \Phi_k &= \Phi_{km} \sin(\omega_2 t + \xi_k) = Z_1 \Lambda_0 \varphi_{km} \sin(\omega_2 t + \psi_k) - \\ &- 0,5 \Lambda_p \sum_{n=1}^{Z_1} \varphi_{nm} \sin(\omega_2 t + \psi_n - p\beta_{nk}). \end{aligned} \quad (17)$$

Допущение о синусоидальности токов и потокосцеплений ветвей АМ и, как следствие, о синусоидальности потоков ветвей и скалярных магнитных потенциалов узлов схемы замещения позволяет применить к расчету ее магнитной цепи символический метод [9]. Заменим синусоидальные потоки ветвей и потен-

циалы узлов схемы замещения магнитной цепи АМ их комплексными изображениями:

$$\begin{aligned} \Phi_n &\Rightarrow \Phi_{nm} e^{j\xi_n} e^{j\omega_1 t} = \underline{\Phi}_{nm} e^{j\omega_1 t}, \\ \varphi_n &\Rightarrow \varphi_{nm} e^{j\psi_n} e^{j\omega_1 t} = \underline{\varphi}_{nm} e^{j\omega_1 t}, \\ \Phi_k &\Rightarrow \Phi_{km} e^{j\xi_k} e^{j\omega_2 t} = \underline{\Phi}_{km} e^{j\omega_2 t}, \\ \varphi_k &\Rightarrow \varphi_{km} e^{j\psi_k} e^{j\omega_2 t} = \underline{\varphi}_{km} e^{j\omega_2 t}, \end{aligned} \quad (18)$$

где $\underline{\Phi}_{nm}$ и $\underline{\Phi}_{km}$ – комплексные амплитуды потоков взаимоиндукции соответственно n -го зубца статора и k -го зубца ротора; $\underline{\varphi}_{nm}$ и $\underline{\varphi}_{km}$ – комплексные амплитуды скалярных магнитных потенциалов соответственно n -го зубца статора и k -го зубца ротора.

Тогда выражения (15) и (17) для комплексных величин примут следующий вид:

$$\begin{aligned} \underline{\Phi}_{nm} e^{j\omega_1 t} &= Z_2 \Lambda_0 \underline{\varphi}_{nm} e^{j\omega_1 t} - 0,5 e^{j\omega_1 t} \sum_{k=1}^{Z_2} \underline{\varphi}_{km} \Lambda_p e^{j(p\beta_{nk})}, \\ \underline{\Phi}_{km} e^{j\omega_2 t} &= Z_1 \Lambda_0 \underline{\varphi}_{km} e^{j\omega_2 t} - 0,5 e^{j\omega_2 t} \sum_{n=1}^{Z_1} \underline{\varphi}_{nm} \Lambda_p e^{-j(p\beta_{nk})}. \end{aligned} \quad (19)$$

С учетом (13) и (14) уравнения (19) можно записать в другой форме:

$$\begin{aligned} \underline{\Phi}_{nm} e^{j\omega_1 t} &= \Lambda_{10} \underline{\varphi}_{nm} e^{j\omega_1 t} - 0,5 e^{j\omega_1 t} \sum_{k=1}^{Z_2} \underline{\Lambda}_{nk} \underline{\varphi}_{km} e^{j\Theta}; \\ \underline{\Phi}_{km} e^{j\omega_2 t} &= \Lambda_{20} \underline{\varphi}_{km} e^{j\omega_2 t} - 0,5 e^{j\omega_2 t} \sum_{n=1}^{Z_1} \underline{\Lambda}_{nk}^* \underline{\varphi}_{nm} e^{-j\Theta}, \end{aligned} \quad (20)$$

где

$$\begin{aligned} \Lambda_{10} &= Z_2 \Lambda_0; \quad \Lambda_{20} = Z_1 \Lambda_0; \\ \underline{\Lambda}_{nk} &= \Lambda_p e^{jp\psi_{nk}}; \quad \underline{\Lambda}_{nk}^* = \Lambda_p e^{-jp\psi_{nk}}. \end{aligned} \quad (21)$$

Для АМ с регулярной структурой зубцовой зоны для всех зубцов статора в матричной форме будем иметь:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \underline{\Phi}_{1m} \\ \vdots \\ \underline{\Phi}_{nm} \\ \vdots \\ \underline{\Phi}_{zm} \end{bmatrix}_s e^{j\omega_1 t} &= \begin{bmatrix} \Lambda_{10} & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & \Lambda_{10} & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & \Lambda_{10} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{\varphi}_{1m} \\ \vdots \\ \underline{\varphi}_{nm} \\ \vdots \\ \underline{\varphi}_{zm} \end{bmatrix}_s e^{j\omega_1 t} + \\ + \begin{bmatrix} -0,5 \underline{\Lambda}_{11} & \cdots & -0,5 \underline{\Lambda}_{1k} & \cdots & -0,5 \underline{\Lambda}_{1z_2} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ -0,5 \underline{\Lambda}_{n1} & \cdots & -0,5 \underline{\Lambda}_{nk} & \cdots & -0,5 \underline{\Lambda}_{nz_2} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ -0,5 \underline{\Lambda}_{z_1 1} & \cdots & -0,5 \underline{\Lambda}_{z_1 k} & \cdots & -0,5 \underline{\Lambda}_{z_1 z_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{\varphi}_{1m} \\ \vdots \\ \underline{\varphi}_{km} \\ \vdots \\ \underline{\varphi}_{zm} \end{bmatrix}_r e^{j\omega_2 t} \end{aligned}$$

или

$$\underline{\Phi}_{ZS} = [\Lambda_{0S}] \underline{\varphi}_{ZS} + [\underline{\Lambda}_{SR}] \underline{\varphi}_{ZR} e^{j\Theta}. \quad (22)$$

Аналогичным образом можно записать выражение для комплексных амплитуд потоков взаимной индукции зубцов ротора:

$$[\Phi_{ZR}] = [\Lambda_{RS}] [\varphi_{ZS}] e^{-j\theta} + [\Lambda_{0R}] [\varphi_{ZR}], \quad (23)$$

где $[\Lambda_{RS}] = [\Lambda_{SR}]^t$ (значок «*» означает, что элементы матрицы $[\Lambda_{SR}]^t$ нужно взять сопряженными).

С учетом поля пазового рассеяния комплексные амплитуды потоков зубцов статора $[\Phi_{1S}]$ и ротора $[\Phi_{1R}]$ определяются выражениями [3]:

$$[\Phi_{1S}] = [\Phi_{ZS}] + [\Lambda_{\sigma S}] [\varphi_{ZS}]; \quad (24)$$

$$[\Phi_{1R}] = [\Lambda_{RS}] [\varphi_{ZS}] e^{-j\theta} + [\Lambda_R] [\varphi_{ZR}],$$

где матрицы $[\Lambda_{\sigma S}]$ и $[\Lambda_{\sigma R}]$ будут иметь следующую структуру:

$$\begin{bmatrix} 2\Lambda_{\sigma} & -\Lambda_{\sigma} & 0 & \dots & 0 & -\Lambda_{\sigma} \\ -\Lambda_{\sigma} & 2\Lambda_{\sigma} & -\Lambda_{\sigma} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & & & & & \vdots \\ -\Lambda_{\sigma} & 0 & 0 & \dots & -\Lambda_{\sigma} & 2\Lambda_{\sigma} \end{bmatrix},$$

а их элементы равны проводимостям пазового рассеяния соответственно статора и ротора.

Подставляя в (24) выражения (22) и (23), получим:

$$[\Phi_{1S}] = [\Lambda_S] [\varphi_{ZS}] + [\Lambda_{SR}] [\varphi_{ZR}] e^{j\theta}; \quad (25)$$

$$[\Phi_{1R}] = [\Lambda_{RS}] [\varphi_{ZS}] e^{-j\theta} + [\Lambda_R] [\varphi_{ZR}],$$

где

$$[\Lambda_S] = [\Lambda_{0S}] + [\Lambda_{\sigma S}]; \quad [\Lambda_R] = [\Lambda_{0R}] + [\Lambda_{\sigma R}].$$

В ненасыщенной АМ, как показано в [3], комплексные амплитуды скалярных магнитных потенциалов зубцовых контуров (коронки зубцов) статора $[\varphi_{ZS}]$ и ротора $[\varphi_{ZR}]$ могут быть непосредственно выражены через токи электрических ветвей, т.е.

$$[\varphi_{ZS}] = \sqrt{2} [C_1] [I_S]; \quad [\varphi_{ZR}] = \sqrt{2} [C_2] [I_R], \quad (26)$$

где $[I_S]$ и $[I_R]$ – комплексы действующих значений токов электрических ветвей соответственно статора и ротора; $[C_1]$ и $[C_2]$ – матрицы преобразования, структура которых определяется распределением катушек обмоток по пазам статора и ротора соответственно [4].

Комплексные амплитуды потокосцеплений статора $[\Psi_S]$ и ротора $[\Psi_R]$ ненасыщенной АМ определяются выражениями:

$$[\Psi_S] = [C_1]^t [\Phi_{1S}] + [L_{\text{лс}}] [I_S]; \quad (27)$$

$$[\Psi_R] = [C_2]^t [\Phi_{1R}] + [L_{\text{лр}}] [I_R],$$

где $[L_{\text{лс}}]$ и $[L_{\text{лр}}]$ – матрицы индуктивностей лобового рассеяния ветвей статора и ротора.

Уравнения электрического состояния ветвей АМ для комплексных величин можно представить следующим образом:

$$[\underline{U}_{\text{эс}}] = \frac{j\omega_1}{\sqrt{2}} [\Psi_S] + [R_S] [I_S]; \quad (28)$$

$$0 = \frac{j\omega_2}{\sqrt{2}} [\Psi_R] + [R_R] [I_R],$$

где $[R_S]$ и $[R_R]$ – матрицы активных сопротивлений ветвей статора и ротора соответственно (с учетом нагрузки для машины с фазным ротором).

С учетом (25) и (27) уравнения (28) можно переписать следующим образом:

$$[\underline{U}_{\text{эс}}] = [\underline{Z}_S] [I_S] + [\underline{Z}_{SR}] [I_R] e^{j\theta}; \quad (29)$$

$$0 = [\underline{Z}_{RS}] [I_S] e^{-j\theta} + [\underline{Z}_R] [I_R], \quad (30)$$

где

$$[\underline{Z}_S] = [R_S] + j\omega_1 ([C_1]^t [\Lambda_S] [C_1] + [L_{\text{лс}}]);$$

$$[\underline{Z}_{SR}] = j\omega_1 [C_1]^t [\Lambda_{SR}] [C_2];$$

$$[\underline{Z}_R] = [R_R] + j\omega_2 ([C_2]^t [\Lambda_R] [C_2] + [L_{\text{лр}}]);$$

$$[\underline{Z}_{RS}] = j\omega_2 [C_2]^t [\Lambda_{RS}] [C_1].$$

Выражая из (30) токи ротора

$$[I_R] = -[\underline{Z}_R]^{-1} [\underline{Z}_{RS}] [I_S] e^{-j\theta}$$

и подставляя их выражение в (29), получаем уравнение (1):

$$[\underline{U}_{\text{эс}}] = [\underline{Z}_{AS}] [I_S], \quad (31)$$

где $[\underline{Z}_{AS}] = [\underline{Z}_S] - [\underline{Z}_{SR}] [\underline{Z}_R]^{-1} [\underline{Z}_{RS}]$.

Элементы матрицы комплексных сопротивлений $[\underline{Z}_{AS}]$ определяются магнитными проводимостями неферромагнитных областей машины, распределением катушек обмоток по пазам статора и ротора и угловыми частотами ω_1 и ω_2 . В случае симметрии машины по электрическому и магнитным цепям (машина нормальной конструкции) все комплексные сопротивления матрицы $[\underline{Z}_{AS}]$, расположенные на главной диагонали, как и сопротивления взаимной индукции, равны между собой. При этом выражение (1) справедливо как для симметричных, так и для несимметричных режимов работы питающей сети, если при этом не меняется угловая частота ω_2 . Как следует из (31), при уменьшении скольжения машины от единицы (режим короткого замыкания) модули комплексных сопротивлений $[\underline{Z}_{AS}]$ возрастают и в режиме идеального холостого хода ($\omega_2 = 0$) $[\underline{Z}_{AS}]_{\text{ХХ}} = [\underline{Z}_S]$.

Согласно (29), (30) и (31), аргументы (начальные фазы) комплексных токов статора не зависят от угла Θ , а аргументы (начальные фазы) токов ротора определяются с точностью до постоянного значения Θ . Так как угловые частоты изменения токов статора и ротора различны ($\omega_1 \neq \omega_2$), то в установившемся режиме величина Θ может быть взята произвольной.

В m -фазной АМ обычной конструкции при симметричных питающих напряжениях фазные токи статора и ротора будут также симметричны и могут быть выражены через комплексные токи условно выбранных первых фаз статора I_1 и ротора I_2 с помощью матричных выражений:

$$\begin{bmatrix} I_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \end{bmatrix} I_1; \quad \begin{bmatrix} I_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_2 \end{bmatrix} I_2, \quad (32)$$

где $\begin{bmatrix} a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & e^{-j\gamma_1(n-1)} & \dots & e^{-j\gamma_1(Z_1-1)} \end{bmatrix}^t$;

$$\begin{bmatrix} a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & e^{-j\gamma_2(k-1)} & \dots & e^{-j\gamma_2(Z_2-1)} \end{bmatrix}^t$$
;

$$\gamma_1 = \frac{2\pi}{m_1}; \quad \gamma_2 = \frac{2\pi}{m_2}; \quad m_1 \text{ и } m_2 - \text{число фаз обмотки статора и ротора соответственно (в случае короткозамкнутой обмотки } m_2 = Z_2).$$

С учетом (32) выражения (29) и (30) для симметричного режима могут быть записаны для комплексных величин одной фазы статора и одной фазы ротора:

$$\underline{U}_{\Sigma 1} = \underline{Z}_{11} I_1 + \underline{Z}_{12} I_2; \quad 0 = \underline{Z}_{21} I_1 + \underline{Z}_{22} I_2, \quad (33)$$

где $\underline{U}_{\Sigma 1}$ – комплекс фазного напряжения статора; \underline{Z}_{11} , \underline{Z}_{12} , \underline{Z}_{21} и \underline{Z}_{22} – комплексные сопротивления, значения которых соответственно равны первым строкам матричных произведений:

$$\begin{bmatrix} Z_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} Z_{SR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} Z_{RS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} Z_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \end{bmatrix}.$$

Из (33) следует что

$$\underline{U}_{\Sigma 1} = \left(\underline{Z}_{11} - \frac{\underline{Z}_{12} \underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{22}} \right) I_1 = \underline{Z}_1 I_1, \quad (34)$$

где $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_{11} - \frac{\underline{Z}_{12} \underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{22}}$.

Величина \underline{Z}_1 (34) в симметричном режиме ненасыщенной АМ будет зависеть только от угловой частоты вращения ω_2 , значение которой неразрывно связано с электромагнитным моментом M_{Σ} на валу машины. Как показано в [4], среднее значение электромагнитного момента АМ с регулярной структурой зубцовой зоны может быть определено через мгновенные магнитные потенциалы коронок зубцовых статора и ротора:

$$M_{\Sigma} = 0,25 p \Lambda_p \sum_{n=1}^{Z_1} \varphi_{nm} \sum_{k=1}^{Z_2} \varphi_{km} \sin(p\psi_{nk} - \psi_n + \psi_k), \quad (35)$$

где φ_n ($1 \leq n \leq Z_1$) и φ_k ($1 \leq k \leq Z_2$) – мгновенные синусоидальные магнитные потенциалы коронок статора и ротора соответственно.

При анализе электромагнитных процессов АМ символическим методом величина M_{Σ} может быть получена как мнимая часть произведения следующих комплексных величин:

$$M_{\Sigma} = -0,5 p \cdot \text{Im} \left\{ \begin{bmatrix} \varphi_{ZS}^* \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} \Delta_{SR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ZR} \end{bmatrix} \right\}, \quad (36)$$

где значок «*» означает, что элементы матрицы $\begin{bmatrix} \varphi_{ZS} \end{bmatrix}^t$ нужно взять сопряженными.

Для ненасыщенной АМ в симметричном режиме с учетом (26), (33), (34) получим

$$\begin{aligned} M_{\Sigma} &= -0,5 p \cdot \text{Im} \left\{ \left(\sqrt{2} \begin{bmatrix} C_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_S^* \end{bmatrix} \right)^t \begin{bmatrix} \Delta_{SR} \end{bmatrix} \left(\sqrt{2} \begin{bmatrix} C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_R \end{bmatrix} \right) \right\} = \\ &= -p \cdot \text{Im} \left\{ \left(\begin{bmatrix} C_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \end{bmatrix} \right)^t \begin{bmatrix} \Delta_{SR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \end{bmatrix} I_1^* I_2 \right\} = \\ &= -p \cdot \text{Im} \left\{ \underline{V} I_1^* \left(-\frac{\underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{22}} \right) I_1 \right\} = p \cdot \text{Im} \left\{ \underline{V} \right\} I_1^2 = \\ &= p \cdot \text{Im} \left\{ \underline{V} \frac{\underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{22}} \right\} \frac{U_{\Sigma 1}^2}{Z_1^2}, \end{aligned} \quad (37)$$

где $\underline{V} = \left(\begin{bmatrix} C_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \end{bmatrix} \right)^t \begin{bmatrix} \Delta_{SR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \end{bmatrix}$.

В установившемся режиме электромагнитный момент M_{Σ} уравновешен моментом рабочей машины, приведенным к валу АМ (с учетом механических потерь). Этот момент зависит от механических характеристик сочлененной с валом АМ рабочей машины, и, как правило, его зависимость от частоты вращения ротора (угловой частоты ω_2) является известной. Следовательно, угловая частота ω_2 может быть легко определена из совместного решения (35) и (37) или (38) одним из итерационных методов.

Выводы. Полученные матрицы комплексных магнитных проводимостей зубцовых контуров $\begin{bmatrix} \Delta_{RS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta_{SR}^* \end{bmatrix}^t$ позволяют применить к расчету установившихся режимов вращающихся АМ, потокосцепления и токи ветвей статора и ротора которых изменяются во времени с разными частотами, символический метод, что упрощает расчеты.

Разработанная модель позволяет моделировать любые как симметричные, так и несимметричные режимы электрических цепей с вращающимися АМ с учетом дискретности и несимметрии структуры обмоток, наведенных токов и взаимного перемещения зубчатых сердечников.

Список литературы

1. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. В 2 т. Т. 1. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Изд-во МЭИ, 2004. – 652 с.

2. **Иванов-Смоленский А.В.** Электрические машины. В 2 т. Т. 2. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Изд-во МЭИ, 2004. – 632 с.

3. **Универсальный** метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах / А.В. Иванов-Смоленский, Ю.В. Абрамкин, А.И. Власов, В.А. Кузнецов; под ред. А.В. Иванова-Смоленского. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 217 с.

4. **Мартынов В.А.** Современные модели и методы расчета нелинейных электромеханических устройств / Иван. гос. энерг. ун-т. – Иваново, 2000. – 140 с.

5. **Иванов-Смоленский А.В., Кузнецов В.А.** Универсальный численный метод моделирования электромеханических преобразователей и систем // Электричество. – 2000. – № 7. – С. 24–33.

6. **Иванов-Смоленский А.В., Кузнецов В.А., Петриченко Д.А.** Развитие комбинированного метода анализа электрических машин // Электричество. – 2007. – № 8. – С. 4–12.

7. **Иванов Смоленский А.В., Аванесов М.А., Казьмин Е.В.** Применение метода проводимостей зубцовых контуров для расчета синхронных машин с постоянными магнитами, размещенными на поверхности ротора // Электричество. – 2003. – № 8.

8. **Иванов-Смоленский А.В., Аванесов М.А., Мартынов В.А.** Расчет гармонических индукций в зазоре электрической машины при односторонней неравномерной зубчатости // Электротехника. – 1983. – № 7. – С. 28–33.

9. **Основы** теории цепей: учебник для вузов / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.

10. **Сафарян В.С.** Исследование несимметричных режимов асинхронной машины // Известия национальной академии наук РА и Государственного инженерного университета Армении. Сер. технических наук. – 2011. – Т. 64, № 2. – С. 168–177.

11. **Богуславский И.З., Коровкин Н.В.** Неустановившиеся режимы асинхронных машин с несимметричной клеткой // Известия Российской академии наук. Энергетика. – 2015. – № 2. – С. 57–68.

12. **Лавренов Е.О., Тюков В.А.** Численное моделирование несимметрии статора и ротора асинхронного двигателя // Электротехника. – 2017. – № 1. – С. 7–12.

13. **Калугин Ю.А., Зеленова Ю.С., Мугалимов Р.Г.** Моделирование магнитного поля трехфазного асинхронного двигателя в симметричных и несимметричных режимах работы // Актуальные проблемы современной науки, техники и образования. – 2017. – Т. 1. – С. 195–197.

14. **Наумов И.В., Шпак Д.А.** Исследование режимов работы трехфазных электродвигателей при несимметричном режиме работы сети 0,38 кВ в системе Matlab // Вестник Красноярского государственного аграрного университета. – 2007. – № 5. – С. 186–190.

References

1. Ivanov-Smolenskiy, A.V. *Elektricheskie mashiny. V 2 t., t. 1* [Electrical Machines. In 2 vol., vol. 1]. Moscow: Izdatel'stvo MEI, 2004. 652 p.

2. Ivanov-Smolenskiy, A.V. *Elektricheskie Mashiny. V 2 t., t. 2* [Electrical Machines. In 2 vol., vol. 2]. Moscow: Izdatel'stvo MEI, 2004. 632 p.

3. Ivanov-Smolenskiy, A.V., Abramkin, Yu.V., Vlasov, A.I., Kuznetsov, V.A. *Universal'nyy metod ra-*

scheta elektromagnitnykh protsessov v elektricheskikh mashinakh [A universal method of computation of electromagnetic processes in electrical machines]. Moscow: Energoatomizdat, 1986. 217 p.

4. Martynov, V.A. *Sovremennyye modeli i metody rascheta nelineynykh elektromekhanicheskikh ustroystv* [Modern models and computational methods for nonlinear electromechanical devices]. Ivanovo, 2000. 140 p.

5. Ivanov-Smolenskiy, A.V., Kuznetsov, V.A. *Universal'nyy chislennyy metod modelirovaniya elektromekhanicheskikh preobrazovateley i sistem* [A universal numerical method of modeling electromechanical converters and systems]. *Elektrichestvo*, 2000, no. 7, pp. 24–33.

6. Ivanov-Smolenskiy, A.V., Kuznetsov, V.A., Petrichenko, D.A. *Razvitiye kombinirovannogo metoda analiza elektricheskikh mashin* [Development of the mixed method of electrical machines analysis]. *Elektrichestvo*, 2007, no. 8, pp. 4–12.

7. Ivanov-Smolenskiy, A.V., Avanesov, M.A., Kaz'min, E.V. *Primeneniye metoda provodimostey zubtsovykh konturov dlya rascheta sinkhronnykh mashin s postoyannymi magnitami, razmeshchennymi na poverkhnost' ratora* [Applying of the tooth contour conductance method for computation of induction machines with permanent magnets on the rotor surface]. *Elektrichestvo*, 2003, no. 8.

8. Ivanov-Smolenskiy, A.V., Avanesov, M.A., Martynov, V.A. *Raschet garmonicheskikh induktsiy v zazore elektricheskoy mashiny pri odnostoronney neravnomernoy zubchatosti* [Computation of electrical machine gap harmonic induction for single-sided irregular serration]. *Elektrotehnika*, 1983, no. 7, pp. 28–33.

9. Zevеke, G.V., Ionkin, P.A., Netushil, A.V., Strakhov, S.V. *Osnovy teorii tsepey* [Fundamentals of circuit analysis]. Moscow: Energoatomizdat, 1989. 528 p.

10. Safaryan, V.S. *Issledovanie nesimmetrichnykh rezhimov asinkhronnoy mashiny* [Analysis of induction machine unbalanced conditions]. *Izvestiya natsional'noy akademii nauk RA i Gosudarstvennogo inzhenernogo universiteta Armenii. Ser. Tekhnicheskije nauki*, 2011, vol. 64, no. 2, pp. 168–177.

11. Boguslavskiy, I.Z., Korovkin, N.V. *Neustanovivshiesya rezhimy asinkhronnykh mashin s nesimmetrichnoy kletkoy* [Transient modes of induction machines with an unbalanced squirrel cage]. *Izvestiya Rossiyskoy akademii nauk. Energetika*, 2015, no. 2, pp. 57–68.

12. Lavrenov, E.O., Tyukov, V.A. *Chislennoye modelirovaniye nesimmetrii statora i ratora asinkhronnogo dvigatelya* [Numerical modelling of the induction motor unbalanced stator and rotor]. *Elektrotehnika*, 2017, no. 1, pp. 7–12.

13. Kalugin, Yu.A., Zelenova, Yu.S., Mugalimov, R.G. *Modelirovaniye magnitnogo polya trekhfaznogo asinkhronnogo dvigatelya v simmetrichnykh i nesimmetrichnykh rezhimakh raboty* [Modelling of magnetic field of the three-phase induction motor in balanced and unbalanced conditions]. *Aktual'nyye problemy sovremennoy nauki, tekhniki i obrazovaniya*, 2017, vol. 1, pp. 195–197.

14. Naumov, I.V., Shpak, D.A. *Issledovanie rezhimov raboty trekhfaznykh elektrodvigateley pri nesimmetrichnom rezhime raboty seti 0,38 kV v sisteme Matlab* [Analysis of operation modes of three-phase electrical motors in unbalanced operation conditions of the 0,38 kV power line in the Matlab system]. *Vestnik Krasnoyarskogo gosudarstvennogo agrarnogo universiteta*, 2007, no. 5, pp. 186–190.

Голубев Александр Николаевич,
ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
доктор технических наук, профессор кафедры теоретических основ электротехники и электротехнологий,
e-mail: alenikgo@yandex.ru
Golubev Aleksandr Nikolaevich,
Ivanovo State Power Engineering University,
Doctor of Engineering Sciences (Post-doctoral degree), Professor of the Department of Theoretical Basics of Electrical Engineering and Electric Technologies,
e-mail: alenikgo@yandex.ru

Мартынов Владимир Александрович,
ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
доктор технических наук, профессор, зав. кафедрой теоретических основ электротехники и электротехнологий,
e-mail: zav@toe.ispu.ru
Martynov Vladimir Aleksandrovich,
Ivanovo State Power Engineering University,
Doctor of Engineering Sciences (Post-doctoral degree), Professor, Head of the Department of Theoretical Basics of Electrical Engineering and Electric Technologies,
e-mail: zav@toe.ispu.ru

УДК 621.313.3; 621.317

Экспериментально-аналитическое определение диагностического признака дефектов обмотки ротора асинхронного электродвигателя

Е.М. Новоселов, В.А. Савельев, А.А. Скоробогатов, А.С. Страхов, И.Н. Сулыненков
ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
г. Иваново, Российская Федерация
E-mail: sstrakhov57@mail.ru

Авторское резюме

Состояние вопроса: В настоящее время активно развиваются методы контроля технического состояния обмоток роторов асинхронных двигателей на основе спектрального анализа внешнего магнитного поля. Однако их существенными недостатками являются низкая достоверность в реальных условиях и отсутствие надежных признаков, характеризующих наличие дефекта. В связи с этим актуальным является получение достоверных признаков обрывов стержней ротора на работающем электродвигателе и определение допустимых значений параметра, при котором обмотка ротора переходит из исправного состояния в неисправное.

Материалы и методы: При моделировании внешнего и внутреннего магнитных полей машины применена математическая модель асинхронного двигателя, разработанная в программном комплексе ANSYS Maxwell, реализующая метод конечных элементов. Для регистрации и обработки сигналов внешнего и внутреннего магнитных полей на двигателе и его математической модели с различными дефектами использованы методы спектрального анализа.

Результаты: Проведен однофакторный анализ влияния эксплуатационных факторов на спектр внешнего магнитного поля математической модели электродвигателя, в результате которого установлено, что из всего спектра гармоник фиктивной обмотки ротора только амплитуды гармоник на нижней боковой частоте мало подвержены влиянию этих факторов. Сравнительный анализ результатов математического моделирования внешнего магнитного поля электродвигателя с экспериментальными данными показал, что амплитуды выше указанных гармоник и средние мощности сигналов, состоящие из этих гармоник, имеют близкие значения.

Выводы: Полученные результаты показывают, что для выявления обрывов стержней обмотки ротора на работающем электродвигателе целесообразно использовать диагностический сигнал, состоящий из гармоник фиктивной обмотки ротора на нижних боковых частотах, присутствующих во внешнем магнитном поле машины. В связи с этим в качестве диагностического параметра принята средняя мощность сигнала, состоящего из выше указанных гармоник. Пороговое значение диагностического параметра может быть определено путем математического моделирования внешнего магнитного поля электродвигателя.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, короткозамкнутая обмотка ротора, внешнее магнитное поле, спектральный анализ, средняя мощность сигнала, математическая модель асинхронного двигателя, метод конечных элементов, гармоники фиктивной обмотки ротора.