

УДК 621:313

**ЧИСЛЕННО-ПОЛЕВОЙ ПОВЕРОЧНЫЙ АНАЛИЗ ПРОЕКТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТРЕХФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ****В. И. Милых, Л. В. Шилкова**Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»  
ул. Фрунзе, 21, г. Харьков, 61002, Украина. E-mail: mvikemkpi@gmail.com

Представлены принципы численно-полевого определения электромагнитных и энергетических параметров спроектированных трехфазных асинхронных двигателей с целью их поверочного анализа. Это реализуется путем расчетов магнитного поля в программной среде FEMM. Расчеты автоматизированы посредством управляющей программы на алгоритмическом языке Lua, которая реализует физико-геометрическую модель электромагнитной системы двигателя, управляет расчетами и организует выдачу результатов в текстовый файл. При апробации метода использовались проектные параметры двигателя мощностью 15 кВт. Проведены тестовые расчеты магнитных полей в различных расчетных режимах для выяснения адекватности задаваемых фазовых соотношений токов и получаемых магнитных потокосцеплений обмоток. Представлены и проанализированы электромагнитные и энергетические параметры, полученные через расчет магнитного поля. Основная оценка адекватности параметров спроектированного двигателя его исходным данным проводится по расчетным электродвижущей силе и напряжению, а также по его выходной мощности. Исследования показали проблемы проектирования двигателей по классическим методикам, электромагнитные расчеты в которых основаны на методе магнитной цепи. Подтверждено, что внедрение рассмотренной системы численно-полевого определения электромагнитных и энергетических параметров асинхронных двигателей может стать эффективной основой для поверочных расчетов спроектированных двигателей и для их уточненного проектирования.

**Ключевые слова:** асинхронный двигатель, FEMM, магнитное поле, электромагнитные параметры, поверочный анализ.

**ЧИСЕЛЬНО-ПОЛЬОВИЙ ПЕРЕВІРНИЙ АНАЛІЗ ПРОЕКТНИХ ПАРАМЕТРІВ ТРИФАЗНИХ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ****В. І. Мілих, Л. В. Шилкова**Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»  
вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002, Україна. E-mail: mvikemkpi@gmail.com

Надано принципи чисельно-польового визначення електромагнітних і енергетичних параметрів спроектованих трифазних асинхронних двигунів з метою їх перевірочного аналізу. Це робиться на основі розрахунків магнітного поля в програмному середовищі FEMM. Розрахунки автоматизовано за допомогою керуючої програми на алгоритмічній мові Lua. Вона створює фізико-геометричну модель електромагнітної системи двигуна, керує розрахунками й організує видачу результатів у текстовий файл. Для ілюстрацій використовуються проектні параметри двигуна потужністю 15 кВт. Проведено тестові розрахунки магнітних полів у різних розрахункових режимах для з'ясування адекватності фазових співвідношень струмів, що задаються, і отримуваних магнітних потокосцеплень обмоток. Надано та проаналізовано електромагнітні й енергетичні параметри, отримані через розрахунок магнітного поля. Основна оцінка адекватності параметрів спроектованого двигуна його вихідним даним проводиться за розрахунковими електрорушійною силою й напругою, а також за його вихідною потужністю. Дослідження показали проблеми проектування двигунів за класичними методиками, електромагнітні розрахунки в яких засновано на методі магнітного кола. Відмічено, що впровадження розглянутої системи чисельно-польового визначення електромагнітних і енергетичних параметрів асинхронних двигунів може стати ефективною основою для перевірочних розрахунків спроектованих двигунів і для їх уточненого проектування.

**Ключові слова:** асинхронний двигун, програма FEMM, магнітне поле, електромагнітні параметри, перевірочний аналіз.

**АКТУАЛЬНОСТЬ РАБОТЫ.** Трехфазные асинхронные двигатели (АД) обеспечивают преобладающую часть электропривода различных механизмов. Эти двигатели прошли длительный путь развития, но они сами и система их проектирования продолжают совершенствоваться [1]. Одним из эффективных средств для этого является применение численных методов расчета магнитных полей (МП) [2].

На основе расчета МП может быть определен целый ряд электромагнитных и силовых параметров и процессов электрических машин (ЭМ) [3] вообще и

АД в частности. Например, в [4] проводится диагностика поврежденных ротора АД, в [5] – численное моделирование процесса их пуска, в [6] анализируется вибродиагностика эксцентриситета ротора.

Для расчетов двухмерных МП широко используется программа FEMM [7], основанная на методе конечных элементов. Она эффективна и для ЭМ классической конструкции при практически плоскопараллельном МП в пределах их активной части, в том числе для АД. Эта программа общедоступна и уже внедрена в учебный процесс вузов [8].

Наряду с исследованиями, представляющими частный интерес, программа FEMM может быть эффективна и для уточнения системы проектирования АД. Этому способствуют удобный ее интерфейс, а также интегрированный в нее алгоритмический язык Lua, позволяющий создавать скрипты для автоматизации построения *графических моделей*, отображающих конструкцию ЭМ, и *физических моделей*, учитывающих свойства материалов, токнесущих обмоток и постоянных магнитов, а также «извлекать» разнообразные результаты расчета.

Целью данной работы является представление принципов численно-полевого определения электромагнитных параметров спроектированных трехфазных АД и использование этих параметров для поверочного расчета двигателей на основе автоматизированных расчетов МП в программной среде FEMM.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ.

*Объект исследования.* В качестве расчетного варианта был выбран АД мощностью 15 кВт, проектные параметры которого представлены в [9]. Двигатель рассчитан на номинальное фазное напряжение  $U_{sN}=220$  В; фазный ток статора  $I_{sN}=29$  А; коэффициент мощности  $\cos \varphi_{sN}=0,889$  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  $\delta=0,5$  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  $K_{W_s}=0,959$ ; коэффициент скоса пазов ротора  $K_{sqr}=0,996$ ; составляющие тока холостого хода (ХХ) статора: реактивная (намагничивающая)  $I_{or}=I_{\mu}=7,75$  А и активная и  $I_{oa}=0,52$  А; активное сопротивление нагретой обмотки статора  $R_s=0,402$  Ом; реактивные сопротивления рассеяния обмотки статора полное  $X_{\sigma_s}=0,725$  Ом и ее лобового рассеяния  $X_{\sigma_{sfh}}=0,234$  Ом.

Обмотка статора однослойная, диаметрально, распределенная, что характерно для АД определенного уровня мощности.

Для расчета МП в программе FEMM создается модель электромагнитной системы АД в его поперечном сечении, которая изображена на рис. 1.

При работе с моделью АД используется угловая координата  $\alpha$ , направленная в сторону вращения МП – по стрелке с символом  $n_s$ . Распределение фазных зон обмотки статора идентифицируется на рис. 1 по индексам при фазных токах. Принято, что МДС фазной обмотки А на полюсном делении вверх ориентирована по вертикальной оси, от которой отсчитывается угол  $\alpha$ .

Так фиксируются фазные обмотки и, соответственно, сердечник статора, поэтому его верхний зубец расположен по вертикальной оси, фазные зоны конструктивно симметричны относительно этой оси, а по направлениям токов – асимметричны. Все ос-

тальное принимает свои позиции автоматически в зависимости от значения  $p$ .

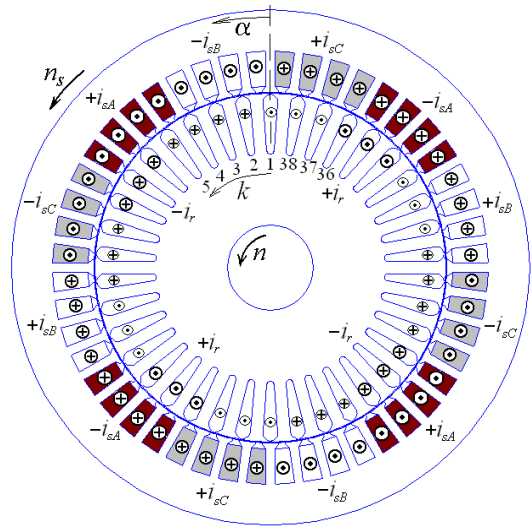


Рисунок 1 – Программная модель электромагнитной системы АД в его поперечном сечении

В обмотке статора подразумевается симметричная трехфазная система фазных токов:

$$\begin{aligned} i_{sA} &= I_{ms} \cos(\omega t + \beta); \\ i_{sB} &= I_{ms} \cos(\omega t - \frac{2}{3} \pi + \beta); \\ i_{sC} &= I_{ms} \cos(\omega t + \frac{2}{3} \pi + \beta), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $t$  – время;  $I_{ms}$  – амплитуда,  $\omega$  – угловая частота;  $\beta$  – обобщенная начальная фаза токов статора, которая по умолчанию принята равной нулю.

При этом в начальный момент ток в фазе А равен амплитудному значению  $i_{sA}=I_{ms}$ , а в фазах В и С токи  $i_{sB}=i_{sC}=-0,5I_{ms}$ . В пазах статора на рис. 1 показаны соответствующие направления фазных токов. Укрупненными значками выделены токи фазных зон обмотки А. Знаки + и – перед символами токов показывают, что они должны быть еще добавлены к указанным мгновенным значениям фазных токов.

Угловая позиция ротора может быть произвольной, а его пронумерованные пазы фиксируются заданием координаты первого паза  $\alpha_{r1}$ , ближайшего к вертикальной оси, и сдвинуты друг от друга на пространственный угол  $\alpha_{rm}=360^\circ/Q_r$ .

*Определение тока ротора в режиме номинальной нагрузки.* Важным аспектом подготовительной работы к расчету МП в АД является определение величины токов обмотки ротора, а также их фазового сдвига по отношению к токам обмотки статора, которые уже заданы (1). Это возможно при учете проектных данных АД с использованием векторной диаграммы (ВД), построенной на основе типичных правил [10] и изображенной на рис. 2,а.

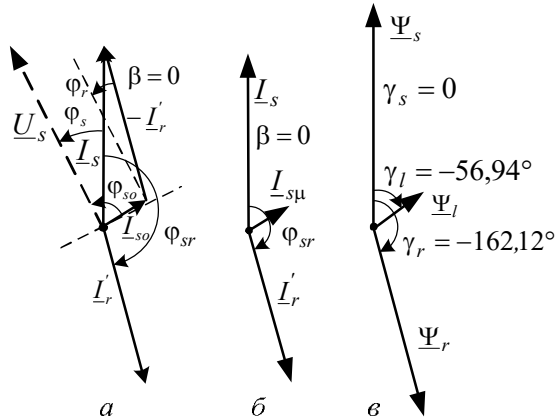


Рисунок 2 – Векторная диаграмма к определению тока ротора при нагрузке АД (а) и подобные диаграммы токов (б) и МПС (в)

Здесь за базу принят вектор фазного тока  $I_s$  с нулевой начальной фазой  $\beta$ , относительно которого под углом  $\varphi_s = \arccos(\cos\varphi_{sN})$  проводится вектор фазного напряжения  $\underline{U}_s$ . Относительно него построен вектор тока XX статора под углом  $\varphi_{so} = \arctg(I_{or}/I_{oa})$ .

Относительно вектора напряжения получаются активная и реактивная составляющие тока статора:

$$I_{sa} = I_s \cdot \cos\varphi_s; \quad I_{sr} = I_s \cdot \sin\varphi_s, \quad (2)$$

а также аналогичные составляющие обращенного приведенного тока ротора:

$$-I'_{ra} = I_{sa} - I_{soa}; \quad -I'_{rr} = I_{sr} - I_{sor}. \quad (3)$$

На основании этого действующее значение приведенного тока ротора и его фазовый сдвиг относительно напряжения:

$$-I'_r = \sqrt{(-I'_{ra})^2 + (-I'_{rr})^2}; \quad \varphi_r = \arctg \frac{-I'_{rr}}{-I'_{ra}}. \quad (4)$$

Необращенный фазный ток ротора  $I'_r$  на рис. 2,а находится в противофазе току  $-I'_r$ . Тогда фазовый сдвиг  $I'_r$  относительно тока статора (в электрических градусах)

$$\varphi_{sr} = 180^\circ - \varphi_s + \varphi_r. \quad (5)$$

Действующее значение истинного (не приведенного) фазного тока ротора

$$I_r = (-I'_r)K_I, \quad (6)$$

где коэффициент приведения токов [10]:

$$K_I = \frac{N_s K_{ws} m_s}{N_r K_{wr} m_r K_{sq}} \cdot 1. \quad (7)$$

Для короткозамкнутой обмотки ротора число фаз  $m_r$  равно числу пазов ротора  $Q_r$ , число витков на фазу  $N_r = 0,5$ , обмоточный коэффициент  $K_{wr} = 1$ .

В конструктивной схеме двигателя (рис. 1) электрические градусы (или радианы) векторной диаграммы (рис. 2) и временных фазовых соотношений

должны перейти в реальную угловую меру. Конкретно распределение по пазам ротора синусоидальной волны тока должно отставать на каждой паре полюсов от условной синусоидальной волны трехфазной системы токов статора (1) на геометрический угол

$$\alpha_{sr} = \varphi_{sr} / p. \quad (8)$$

На представленной основе формируется многофазная система мгновенных значений токов в стержнях короткозамкнутого ротора, а именно:

$$i_{rk} = I_{mr} \sin \left\{ p \left[ \beta + (k-1)\alpha_{rn} + \alpha_{sr} + \alpha_{r1} \right] \right\}, \quad (9)$$

где  $k=1, 2, \dots, Q_r$  – номер паза в соответствии с их нумерацией, принятой на рис. 1;  $I_{mr} = \sqrt{2}I_r$  – амплитуда фазного тока в стержнях ротора.

Для рассматриваемого АД получено  $K_I = 17,01$ ;  $I_r = 439,9$  А;  $\alpha_{sr} = -82,55^\circ$ , хотя в проектных данных действующее значение фазного тока ротора  $I_r$  составляло 442 А.

Отметим, что отрицательное значение угла  $\alpha_{sr}$  в (9) и дает отставание «волны» токов ротора от «волны» токов статора.

*Общие аспекты расчета МП по программе FEMM.* Модели АД, представленной на рис. 1, и задаваемых токов статора и ротора достаточно, чтобы программа FEMM [1] рассчитала МП при конкретной позиции ротора. Но для этого необходимо расчетную модель АД преобразовать в физико-геометрическую модель, воспринимаемую программой FEMM. Это делается автоматически составленным скриптом Lua, аналогичным скрипту для турбогенератора, представленному в [11].

Разработанный для АД скрипт является универсальным с точки зрения их типичной геометрической структуры в рамках представленных выше параметров, которые могут свободно варьироваться. В качестве исходной информации, заранее подготовленной в текстовом файле, служат проектные геометрические размеры сердечников в целом и их пазов, а также прочие данные, влияющие на результаты расчета МП. Вводятся также в числовой форме кривые намагничивания  $H(B)$  материалов сердечников, причем для зубцов и спинок они разные, как это принято в системе проектирования [9].

Автоматически подготовленная в среде FEMM расчетная модель АД (тип файла – Femme Document) представлена на рис. 3.

Программа FEMM, как известно, реализует на основе метода конечных элементов уравнение, описывающее МП (в нашем случае – в поперечном сечении АД):

$$\nabla \times \left[ \frac{1}{\mu(B)} \nabla \times (\vec{k} A_z) \right] = \vec{k} J_z, \quad (10)$$

где  $A_z$ ,  $J_z$  – аксиальные составляющие векторного магнитного потенциала (ВМП) и вектора плотности тока;  $\vec{k}$  – орт по аксиальной оси  $z$ . Магнитная про-

нищаемость  $\mu$ , как функция магнитной индукции  $B$ , определяется посредством введенных скриптом Lua кривых намагничивания материала  $H(B)$ .

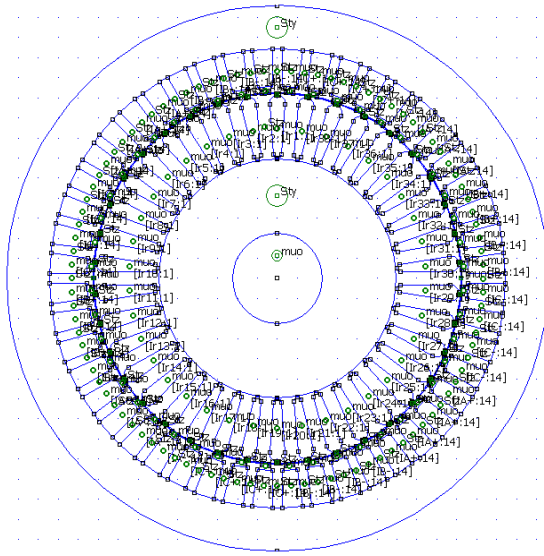


Рисунок 3 – Физико-геометрическая модель АД

Тестовая проверка фазовых соотношений электромагнитных величин в АД. Для проверки этих соотношений были проведены тестовые расчеты МП для определенных токов обмоток.

По полученному каждый раз распределению ВМП проводится «сбор» значений магнитного потока сцепления (МПС) фазной обмотки  $A$  при условном перемещении ее фазных зон в угловом направлении на полюсном делении, как это делалось для турбогенератора и подробно представлено в [3].

Таким способом получается в численной форме угловая функция МПС на ее половине периода

$$\Psi_z(\alpha_z); \quad \alpha_z = (z-1)\tau_s; \quad z = 1, 2, 3, \dots, Z, \quad (11)$$

где  $z$  – номер угловых позиций фазной зоны обмотки статора;  $Z=Q_s/(2p)$  – число интервалов  $\Delta\alpha_z$  на полу-периоде, т.е. в пределах полюсного деления  $\tau_p$ ;  $\tau_s=360^\circ/Q_s$  – зубцовое деление статора.

Дискретная угловая функция МПС (11) раскладывается в гармонический косинусный ряд, как это представлено в [3], и из него используется первая гармоника:

$$\Psi = \Psi_m \cos(\alpha + \gamma), \quad (12)$$

где  $\Psi_m$ ,  $\gamma$  – ее амплитуда и начальная фаза.

Значение  $\gamma$  как раз и определяет направление вектора МПС на картине МП, причем геометрический угол  $\alpha$  (в обычной угловой мере) связан с углом  $\gamma$  (в электрических градусах) известным соотношением  $\alpha=\gamma/p$ .

Сначала был выполнен расчет МП только от токов статора, что соответствовало идеализованному режиму ХХ, а чтобы сохранить насыщение магнитной системы, было принято  $I_s=I_{II}$ .

Распределение токов по обмотке статора с их на-

правлениями показано на рис. 4. Здесь же приведена рассчитанная картина силовых линий и векторов магнитной индукции, а также показан вектор МПС  $\Psi_s$  под углом  $\alpha_s$ , равным нулю, как и значение  $\gamma$  из (12). Таким образом, начальная фаза первой гармоники МПС соответствует заданной начальной фазе токов статора, т.е.  $\beta$ .

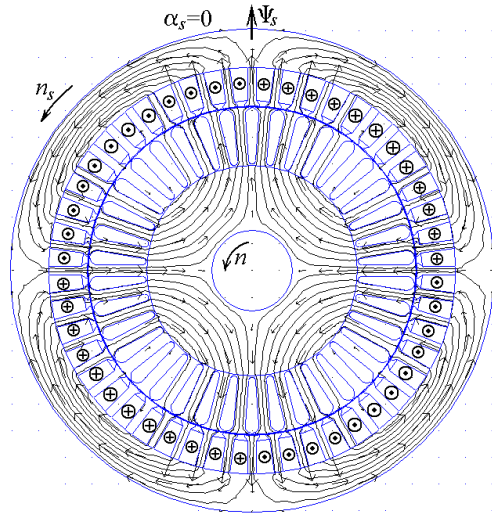


Рисунок 4 – Магнитное поле обмотки статора (идеализированный режим холостого хода)

На втором этапе был проведен расчет МП от токов ротора – это соответствовало некоторому условному режиму возбуждения. Для сохранения насыщения магнитной системы приведенный ток ротора  $I_r'$  задан равным  $I_{II}$ , а затем уже перешли к истинному току по (6). Полученные распределение и направления токов в стержнях обмотки ротора в соответствии с уравнением (9) даны на рис. 5 вместе с рассчитанной картиной МП. Она подтвердила соответствие начальной фазы МПС  $\gamma_r=-165,12^\circ$ , выведенной из (12), и направление вектора  $\Psi_r$  под углом  $\alpha_r$ .

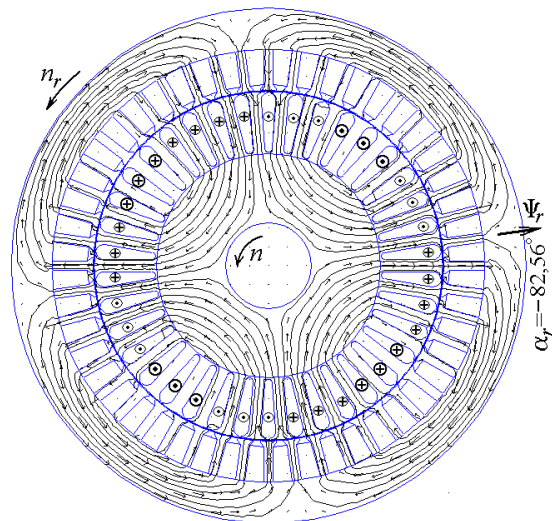


Рисунок 5 – Магнитное поле обмотки ротора

В режиме нагрузки АД распределения токов в обмотках статора и ротора заданы такими, как на рис. 4 и рис. 5, только для значений номинальных токов. Картина МП в этом режиме представлена на рис. 6. Если сравнить структуры силовых линий МП на этом рисунке и на рис. 4, то можно выявить поворот МП в режиме нагрузки по сравнению с режимом ХХ на угол  $\alpha_l$ , значение которого определено путем гармонического разложения (12) через  $\gamma_l = -56,94^\circ$ .

Очевидно, что  $\alpha_l$  соответствует начальной фазе тока ХХ и результирующего МПС по ВД на рис. 2,6, только в пересчете из электрических градусов в обычные угловые градусы, т.е.  $\alpha_l = \gamma_l/p$ , что отмечено выше.

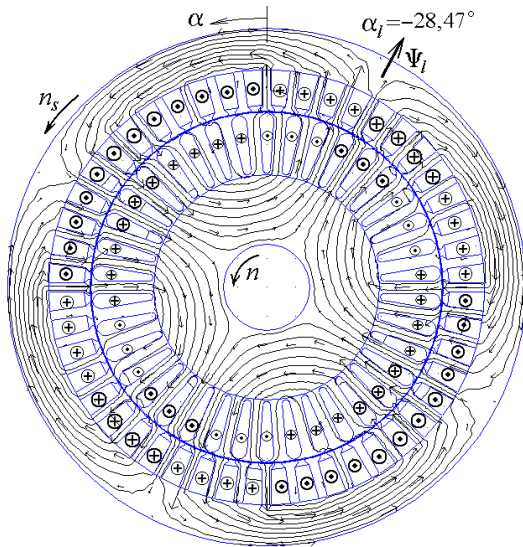


Рисунок 6 – Магнитное поле обмоток статора и ротора

Электромагнитные параметры АД на основе расчета МП. Для анализа электромагнитных параметров АД, и, прежде всего, ЭДС в обмотке статора, важнейшую роль играет МПС фазной обмотки статора. После расчета МП, как уже отмечено, формируется дискретная угловая функция МПС (11) и получается ее первая гармоника (12).

С учетом связи угла поворота вращающегося МП со временем

$$\alpha = \frac{\omega}{p} t, \quad (13)$$

угловая функция преобразуется во временную

$$\Psi = \Psi_m \cos(\omega t + \gamma), \quad (14)$$

где сделан переход от угловых (13) к электрическим градусам, т.е.  $\alpha_{el} = \alpha p$ .

В режиме нагрузки АД для первой гармоники были получены значения  $\Psi_l = \Psi_m = 0,989$  Вб,  $\gamma_l = \gamma = -56,94^\circ$ .

Представление МПС в форме (15) позволяет на основании закона электромагнитной индукции перейти к фазной ЭДС обмотки:

$$e_s = \omega \Psi_m \sin(\omega t + \gamma), \quad (15)$$

где выделяется амплитуда ЭДС  $E_{sm} = \omega \Psi_m$ .

Для приведения (16) к заданной системе фазового исчисления (1) ЭДС была представлена в виде

$$e_s = \omega \Psi_m \cos(\omega t + \gamma - \pi/2), \quad (16)$$

и отсюда получена ее начальная фаза  $\gamma - 90^\circ$ .

В итоге действующее значение первой гармоники фазной ЭДС обмотки статора в режиме нагрузки

$$E_s = E_{sm} / \sqrt{2} = 220 \text{ В} \quad (17)$$

и ее фазовый сдвиг относительно тока

$$\gamma_{Es} = \beta - 90^\circ + \gamma = -146,94^\circ. \quad (18)$$

Отметим, что точное совпадение значения ЭДС 220 В с номинальным напряжением является в некоторой степени случайным и не адекватным истине, что будет еще обсуждаться далее.

Определение ряда дополнительных параметров АД иллюстрируется посредством ВД электромагнитных величин, построенной на базе рис. 2 с учетом рассчитанных соотношений по классическим правилам и представленной на рис. 7.

Перевернутый вектор ЭДС  $-E_s$  относительно тока сдвинут на угол  $\varphi_{Es} = 180^\circ + \gamma_{Es} = 33,06^\circ$ . К нему пристроены векторы падения напряжения на активном сопротивлении обмотки статора  $U_{rs} = R_s I_s = 11,7$  В и на индуктивном сопротивлении ее лобового рассеяния  $U_{s\sigma fh} = X_{s\sigma fh} I_s = 6,8$  В (остальные сопротивления рассеяния уже учтены благодаря оперированию с полным МПС обмотки статора на ее прямолинейной части). В результате был получен вектор фазного напряжения

$$\underline{U}_s = -\underline{E}_s + \underline{U}_{rs} + \underline{U}_{s\sigma fh}. \quad (19)$$

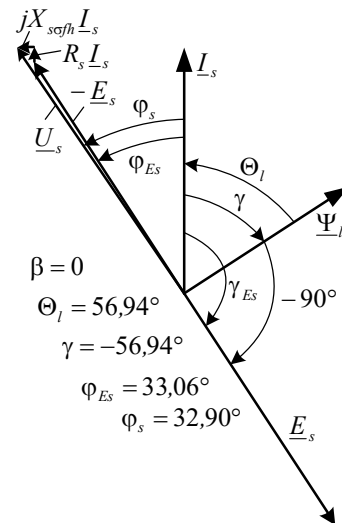


Рисунок 7 – Векторная диаграмма электромагнитных величин в режиме нагрузки АД

Через проекции векторов на направление вектора тока  $\underline{I}_s$  получаются активная и реактивная состав-



ляющие вектора напряжения  $\underline{U}_s$ :

$$U_{sa} = E_{sa} + U_{rs} = E_s \cos \varphi_{Es} + U_{rs} = 195,8 \text{ В};$$

$$U_{sr} = E_{sr} + U_{scfh} = E_s \sin \varphi_{Es} + U_{scfh} = 126,7 \text{ В},$$

а также действующее значение и фазовый сдвиг относительно вектора тока  $\underline{I}_s$ :

$$U_s = \sqrt{U_{sa}^2 + U_{sr}^2} = 233,2 \text{ В}; \quad (20)$$

$$\varphi_s = \arctg(U_{sr} / U_{sa}) = 32,90^\circ. \quad (21)$$

Заметим, что фазное напряжение получилось больше номинального значения, что требует отдельного анализа, т.к. в режиме нагрузки АД оказался несколько перевозбужденным. Это объясняется тем, что в данном режиме в неявной форме сохранился такой намагничивающий ток статора, который определяется при проектировании расчетом магнитной цепи в режиме ХХ по приближенно заданной ЭДС этого режима  $E_{so} = 214,5 \text{ В}$ .

Однако в режиме нагрузки величина ЭДС, определенная по уравнению баланса напряжений в обмотке статора [10]

$$\underline{E}_s = \underline{U}_s - R_s \underline{I}_s - jX_{cs} \underline{I}_s, \quad (22)$$

составляет 200,4 В.

Интересно, что посредством полевого расчета при проектном значении намагничивающего тока статора в режиме идеального ХХ АД для первой гармоники по (12) получились значения  $\Psi_s = \Psi_m = 1,036 \text{ Вб}$ , далее по (17) получено  $E_s = 230 \text{ В}$ ; по (20) –  $U_s = 236,1 \text{ В}$ . И это уже характеризует проблему магнитного расчета на основе метода магнитной цепи. Понятно, что фазное напряжение сети  $U_{sN} = 220 \text{ В}$  «отменить» нельзя, а просто намагничивающий ток обмотки статора должен быть меньшим, чем в проекте АД.

Использование для расчета метода магнитной цепи, в принципе, и невозможность его прямого использования непосредственно в режиме нагрузки и привели к несоответствию напряжения по (20) заданному номинальному значению.

Отметим интересный факт. Как следует из рис. 7, а это соответствует и сравнению рис. 4 и рис. 6, вектор МПС при переходе от режима ХХ к режиму нагрузки повернулся на угол  $\Theta_I = \alpha_s - \alpha_r$ , который, по аналогии с синхронными машинами [10], можно считать углом нагрузки. По ВД на рис. 7 этот угол определяется как  $\Theta_I = \beta_s - \gamma = 56,94^\circ$  (в электрических градусах).

*Энергетические параметры АД.* На основании результатов полевого расчета коэффициент мощности составил  $\cos \varphi_s = 0,840$  и, соответственно, входная активная мощность АД

$$P_{in} = m_s U_s I_s \cos \varphi_s 10^{-3} = 17,04 \text{ кВт}. \quad (23)$$

Избыточный намагничивающий ток в режиме нагрузки, приведший к избыточному значению напряжения, приводит к заниженному значению коэф-

фициента мощности в уравнении (23). Хотя в их сочетании погрешность определения входной мощности частично нивелируется. Но, в целом, все отмеченное проявляет проблему точности проектирования АД на основе классической методики.

Эта проблема может быть преодолена при сочетании этой методики с численно-полевыми расчетами. Однако данный вопрос выходит за рамки предложенной работы и требует отдельного детального анализа.

Основная же оценка адекватности параметров спроектированного АД исходным данным проводится по его *выходной мощности*. Основой полевого расчета этой мощности является электромагнитный момент АД.

В скрипте Lua есть процедура, когда выделяются все элементы ротора (сердечник и обмотка в пазах), а программа FEMM сама формирует в зазоре кольцевой слой между радиусами окружностей  $r_r$  и  $r_s$ , ограничивающих поперечную площадь зазора  $S_\delta$  со стороны ротора и статора. При этом электромагнитный момент определяется через тензор магнитного натяжения Максвелла [3] как поверхностный интеграл по этой площади кольцевого сечения зазора:

$$M_{em} = \frac{l_a}{\mu_0 (r_s - r_r)} \int_{S_\delta} B_r B_\alpha r dS, \quad (24)$$

где  $B_r$  и  $B_\alpha$  – радиальная и угловая составляющие магнитной индукции;  $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ Гн/м}$  – магнитная постоянная.

Для рассмотренного АД это дало значение  $M_{em} = 101 \text{ Н}\cdot\text{м}$ . Но надо заметить, что здесь возможна погрешность ввиду того, что величина момента в определенной мере зависит от взаимного положения ротора и статора, что проверено проводимыми параллельно с данной работой исследованиями.

Электромагнитная мощность АД:

$$P_{em} = M_{em} \Omega_s 10^{-3} = 15,87 \text{ кВт}, \quad (25)$$

где угловая скорость вращающегося МП  $\Omega_s = 2\pi f_s / p$ .

Полезная (выходная) мощность на валу АД получается за вычетом потерь мощности в роторе АД по проектным данным, а именно:

$$P_{out} = P_{em} - P_{elr} - P_{mec} - P_{ad}, \quad (26)$$

где потери мощности: электрические в роторе  $P_{elr} = 410 \text{ Вт}$ ; добавочные магнитные ротора  $P_{mag ad} = P_{ar r} + P_{pul r} = 87,3 \text{ Вт}$  складываются из поверхностных  $P_{ar r} = 18,2 \text{ Вт}$  и пульсационных  $P_{pul r} = 69,1 \text{ Вт}$ ; полные механические  $P_{mec} = 117 \text{ Вт}$ ; добавочные потери  $P_{ad} = 84,3 \text{ Вт}$ .

В итоге по (26)  $P_{out} = 15,17 \text{ кВт}$ , что весьма близко к заданной номинальной мощности АД, хотя погрешность могла быть и большей, т.к. при расчетах использовался целый ряд допущений. Но результаты

численно-полевого расчета подтвердили правильность проекта данного АД в пределах возможных погрешностей.

Добавим, что в целом ряде случаев применение представленного скрипта Lua показало ошибочность проектов и дало адекватные результаты только после исправления явных ошибок либо путем совершенствования проектов.

Отметим, что созданный и реально работающий скрипт Lua выдает значительно больше информации о распределении магнитной индукции, магнитных потоках, силовых взаимодействиях и других интересующих проектантов, электромагнитных и силовых параметрах АД. Формирование файла данных для скрипта Lua при имеющемся проекте АД занимает около десяти минут, а сам полевой расчет на компьютере среднего уровня при достаточном числе конечных элементов длится приблизительно одну минуту. Например, для расчетной модели на рис. 3 конечно-элементная структура содержала около 28,5 тысяч узлов и 55 тысяч треугольников.

Необходимый набор числовой информации, обеспечиваемой скриптом Lua, выдается в текстовый файл.

**ВЫВОДЫ.** 1. Представленные теоретические основы и разработанный скрипт Lua дают широкие возможности пользователям программы FEMM для автоматического определения электромагнитных параметров и фазовых соотношений АД на основе численного расчета МП. Этот скрипт универсален с точки зрения структуры электромагнитной системы АД в рамках их распространенной конструкции. На базе рассмотренных принципов анализа электромагнитных параметров в АД могут быть разработаны аналогичные скрипты для других ЭМ.

2. Пример проведенных исследований для конкретного АД показал проблемы их проектирования по классическим методикам, основанным на расчетах методом магнитной цепи. Одновременно становится очевидным, что внедрение рассмотренной системы численно-полевого определения электромагнитных параметров АД может стать весьма эффективной основой для поверочных расчетов спроектированных АД, а также для их уточненного проектирования.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Петрушин В.С., Еноктаев Р.Н. Параметрическая оптимизация регулируемого асинхронного двигателя для текстильной промышленности // Вісник НТУ «ХП». – Харків: НТУ «ХП». – 2015. – Вип. 5 (1114). – С. 72–75.
2. Bianchi N. Electrical Machine Analysis Using Finite Elements (Copyrighted Material) // CRC Press, Taylor & Francis Group, University of West Florida, 2005. – 276 p.
3. Милых В.И., Полякова Н.В. Определение электромагнитных параметров электрических машин на основе численных расчетов магнитных полей // Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – Вип. 2. – С. 40–46.
4. Ромашихіна Ж.І., Калінов А.П., Луценко І.А. Декомпозиція сигналу електрорушійної сили обмоток статора для діагностики пошкоджень стрижнів ротора асинхронного двигуна // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Вип. 4/2013 (24). – С. 27–36.
5. Замчалкин А.С., Тюков В.А. Численное моделирование процесса пуска асинхронного двигателя // Доклады ТУСУРа. – 2012. – Вип. 1 (25), часть 1. – С. 171–177.
6. Васильковский Ю.Н., Гераскин А.А. Вибродиагностика эксцентриситета ротора асинхронных машин на основе анализа вибровозмущающих сил // Вісник НТУ «ХП». – Харків: НТУ «ХП», 2014. – Вип. 38 (1081). – С. 52–62.
7. 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>.
8. Загирняк М.В. Электромагнитные расчеты: учебник. – Харьков: Типография «Мадрид», 2015. – 320 с.
9. Копылов И.П., Горяинов Ф.А., Клоков Б.К. и др. Проектирование электрических машин / Под ред. И.П. Копылова. – М.: Издательство «Юрайт», 2011. – 767 с.
10. Вольдек А.И., Попов В.В. Электрические машины. Машины переменного тока. – СПб.: Питер, 2010. – 356 с.
11. Милых В.И., Полякова Н.В. Автоматизированное формирование расчетных моделей турбогенераторов для программной среды FEMM // Електротехніка і електромеханіка. – 2015. – Вип. 4. – С. 7–14.

#### NUMERICALLY-FIELD CONFIRMATORY ANALYSIS OF A THREE-PHASE INDUCTION MOTOR DESIGN PARAMETER

V. Milykh, L. Shilkova

National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»  
ul. Frunze, 21, Kharkov, 61002, Ukraine. E-mail: mvikemkpi@gmail.com

**Purpose.** To present the principles of the numerical-field determination of electromagnetic and power parameters of designed three-phase induction motors for their confirmatory analysis verifying the project correctness. **Methodology.** Confirmatory analysis is done on the basis of calculations of magnetic-field in the software environment of

FEMM. Calculations are automated by means of the control program created on the algorithmic language Lua. It creates a physical-geometrical model of the electromagnetic motor system, controls the calculations and organizes the issuance of the results to a text file. The current distribution principle of the rotor winding has been proposed and tested to prepare for the calculation of the magnetic field of an induction motor. **Results.** The 15 kW engine design parameters are used for the purposes of illustration. The test calculations of the magnetic fields are conducted at different calculation modes to determine adequacy of the given phase ratios of currents and the resulting magnetic flux linkage windings. The electromagnetic and power parameters obtained through the calculation of the magnetic field are presented and analyzed. The basic estimation of the adequacy of the designed engine parameters to its original data is held on settlement EMF and voltage, as well as its power output. The efficacy of the results has been proven by the identification of a number of projects that are inadequate to initial nominal data. **Originality.** The method for determining the phase shift of the rotor currents in relation to the stator currents and formatting a multiphase system of instantaneous values of currents in the rotor squirrel-cage bars have been formulated. An original method for producing discrete angular function of the magnetic flux phase stator winding and its conversion into a time function EMF has been presented. EMF and stator voltage and phase relationships of these and other electromagnetic quantities of the induction motor have been identified as the most accurate. It was revealed that in the load mode the induction motor has been appeared overexcited because internally assumptions of the classical induction motor design technique. As a result, studies have shown the engine design problems by classical methods in which electromagnetic calculations were based on the magnetic circuit method. **Practical value.** The introduction of the considered system of the numerically-field determination of the electromagnetic and power parameters of induction motors can be an effective basis for confirmatory calculations of the designed engines and for their refined design. A techniques may be developed on the basis of this system for other types of electrical machines similar to those shown. References 6, figures 7.

**Key words:** induction motor, FEMM program, magnetic field, electromagnetic parameters, confirmatory analysis.

#### REFERENCES

1. Petrushin, V.S. and Yenoktaiev, R.N. (2015), "Parametric optimization of a controlled induction motor for the textile industry", *Visnik NTU «KhPI»*, Vol. 5, no. 1114, pp. 72–75. (in Russian)
2. Bianchi, N. (2005), *Electrical Machine Analysis Using Finite Elements (Copyrighted Material)*, CRC Press, Taylor & Francis Group, University of West Florida, 276 p.
3. Milykh, V.I. and Polyakova, N.V. (2006), "Determination of electromagnetic parameters of electric machines based on numerical calculations of magnetic field", *Electrotehnika i Electromekhanika*, no. 2, pp. 40–46. (in Russian)
4. Romashihina, Zh.I., Kalinov, A.P. and Lutsenko, I.A. (2013), "The decomposition of signal of electromotive force of the stator windings for diagnostics of broken rotor bars of induction motors", *Elektromehanični i energozberigayuchi sistemi*, Vol. 4, no. 24, pp. 27–36. (in Ukrainian)
5. Zamchalkin, A.S. and Tyukov, V.A. (2012), "Numerical modeling of process of start-up of the induction motor", *Doklady TUSURa*, Vol. 1, no. 25, part 1, pp. 171–177. (in Russian)
6. Vaskovskiy, Yu.N. and Geraskin, A.A. (2014), "Vibrational diagnosis of induction machines rotor eccentricity based on the analysis of vibroperturbing forces", *Visnik NTU «HPI»*, Vol. 38, no. 1081, pp. 52–62. (in Russian)
7. Meeker, D. (2010), "Finite Element Method Magnetics: OldVersions." *Finite Element Method Magnetics: HomePage*. DavidMeeker, 11, Web. 10 March 2014 <<http://www.femm.info/wiki/OldVersions>>
8. Zagirnyak, M.V. (2015), *Elektromagnitnyye rascheti: uchebnyk* [Electromagnetic calculations: textbook], Tipography Madrid, Kharkiv. (in Russian)
9. Kopyilov, I.P., Goryainov, F.A. and Klokov, B.K. (2011), *Proektirovanie elektricheskikh mashin* [Design of electrical machines], Izdatelstvo Yurayt, Moscow. (in Russian)
10. Voldek, A.I. and Popov, V.V. (2010), *Elektricheskie mashiny. Mashiny peremennogo toka* [Electrical Machines. Machines of alternating current], Piter, St. Petersburg. (in Russian)
11. Milykh, V.I. and Polyakova, N.V. (2015), "Automated formation of calculation models of turbogenerator for software environment FEMM". *Electrotehnika i Electromekhanika*, no. 4, pp. 7–14. (in Russian)

Стаття надійшла 11.03.2016.