

В.И. Милых, Л.В. Шилкова

ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО ИНДУКТОРА ВРАЩАЮЩЕГОСЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ ПРИ ЕГО ПИТАНИИ ОТ СЕТИ С ЗАДАННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Надано розрахунковий аналіз характеристик індуктора обертового магнітного поля технологічного призначення. Конструкція його статора запозичена у трифазного асинхронного двигуна. Циліндрична порожнина усередині статора зайнята робочою камерою, в яку завантажується сипка або рідка оброблювана речовина. Обробка відбувається довгастими ферромагнітними елементами, що рухаються з магнітним полем. Викладена методика отримання електричних, магнітних і енергетичних величин індуктора, яка заснована на чисельно-польових розрахунках з урахуванням магнітної анізотропії середовища, що заповнює робочу камеру. Взаємні залежності низки величин сформовані в сім'ю характеристик, які проявляють його властивості в робочому режимі. У цій статті його особливістю є стабільність напруги обмотки статора індуктора. Це доповнює проведені раніше дослідження індуктора в режимі із стабілізацією струму обмотки, що дозволяє порівняти такі варіанти роботи. На прикладі тестового зразка індуктора показано ряд його характеристик, приведені векторні діаграми електричних і магнітних величин, що ілюструють їх взаємні фазові зміщення. Бібл. 9, рис. 8.

Ключові слова: трифазний циліндричний індуктор, робоча камера, ферромагнітні елементи, магнітне поле, що обертається, чисельні розрахунки, режим навантаження, стабільна напруга, електричні, магнітні і енергетичні параметри, фазові зсуви.

Представлен расчетный анализ характеристик индуктора вращающегося магнитного поля технологического назначения. Конструкция его статора заимствована у трехфазного асинхронного двигателя. Цилиндрическая полость внутри статора занята рабочей камерой, в которую загружается сыпучее или жидкое обрабатываемое вещество. Обработка происходит движущимися с магнитным полем продолговатыми ферромагнитными элементами. Изложена методика получения электрических, магнитных и энергетических величин индуктора, основанная на численно-полевых расчетах с учетом магнитной анизотропии среды, заполняющей рабочую камеру. Взаимные зависимости ряда величин сформированы в семейство характеристик, проявляющих его свойства в рабочем режиме. В данной статье его особенностью является стабильность напряжения обмотки статора индуктора. Это дополняет проведенные ранее исследования индуктора в режиме со стабилизацией тока обмотки, что позволяет сравнить такие варианты работы. На примере тестового образца индуктора показан ряд его характеристик, приведены векторные диаграммы электрических и магнитных величин, иллюстрирующие их взаимные фазовые смещения. Библ. 9, рис. 8.

Ключевые слова: трехфазный цилиндрический индуктор, рабочая камера, ферромагнитные элементы, вращающееся магнитное поле, численные расчеты, режим нагрузки, стабильное напряжение, электрические, магнитные и энергетические параметры, фазовые смещения.

Введение. В ряде производств технологическая обработка жидких или сыпучих веществ делается магнитными перемешивателями, измельчителями и сепараторами [1-5]. Магнитные поля, обеспечивающие это, по структуре и характеру разнообразны, и здесь имеют свое место вращающиеся поля. Они создаются индуктором, конструкция которого заимствована у статора трехфазного асинхронного двигателя [6].

В цилиндрической полости статора размещается рабочая камера, через которую пропускается обрабатываемое вещество. Обработка делается ферромагнитными элементами (ФЭ) в виде продолговатых отрезков стальной проволоки, движущимися с вращающимся полем. Они создают в камере так именуемый «вихревой слой» [5-7]. Тонкая оболочка камеры сделана немагнитной и поэтому с полем не взаимодействует.

Из анализа научных публикаций следует, что исследование электромагнитных параметров индуктора проводится преимущественно на основе методов из теории магнитных цепей. Однако, при очень больших зазорах и дискретном малом магнитном пространстве внутри рабочей камеры, представление структуры индуктора несколькими однородными магнитными участками становится проблематичным.

Уточнение электромагнитных расчетов и совершенствование конструкции индуктора возможно посредством привлечения численно-польовых методов. И

на этой основе в [7] уже проведены исследования электромагнитных и энергетических параметров и соответствующих характеристик индуктора при его работе в режиме нагрузки. Условием для этого была стабильность тока обмотки статора индуктора при соответствующем регулировании ее напряжения. И там же отмечено, что интерес представляет еще режим с заданным неизменным напряжением.

Целью статьи является исследование электромагнитных, фазовых и энергетических характеристик индуктора при его работе в режиме нагрузки с заданным напряжением обмотки статора. Это выполняется, как и в [7], посредством численно-польовых расчетов с учетом анизотропии малом магнитной среды в рабочей камере, наполненной ферромагнитными элементами.

Объект исследования. Электромагнитная система индуктора принята такой, как в [7], и здесь она представлена ее поперечным сечением (рис. 1). При расчетах применяются прямоугольная (x, y) и полярная (r, α) системы координат, и α считается от оси y .

Индуктор имеет числа пар полюсов $p = 1$, фаз $m_s = 3$, пазов $Q_s = 42$ и витков фазной обмотки $N_s = 28$. Техническими условиями заданы радиус поверхности камеры $r_{re} = 0,15$ м, аксиальная длина сердечника $l_a = 0,3$ м, его внутренний радиус $r_{si} = 0,175$ м. Обмотка статора является распределенной, двухслойной, ее

© В.И. Милых, Л.В. Шилкова

относительное укорочение 18/21, схема – «звезда». Коэффициент заполнения K_{Fe} сердечника электротехнической стали марки 2013 составляет 0,97.

Номинальное фазное напряжение обмотки статора $U_{sN} = 220$ В, частота $f_s = 50$ Гц.

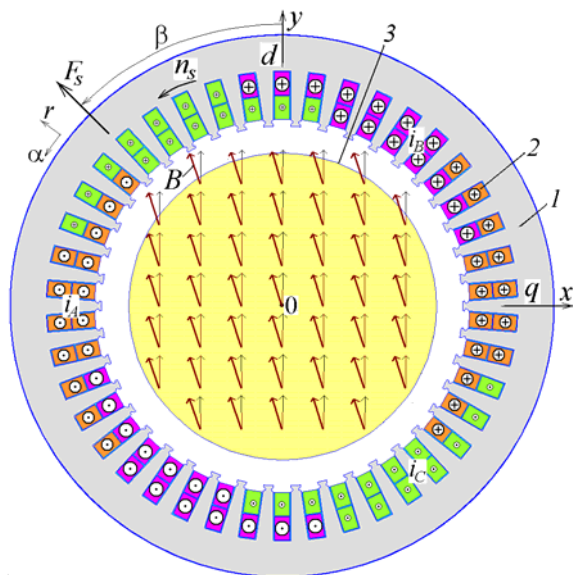


Рис. 1. Сечение электромагнитной системы индуктора: 1 – сердечник; 2 – обмотка; 3 – поверхность рабочей камеры

Фрагмент идеализированной структуры равномерно распределенных в рабочей камере ФЭ представлен на рис. 2. В целом это соответствует данным экспериментальных исследований на физической модели индуктора [6]. Хотя реальное распределение элементов несколько хаотичнее, а идеализация необходима для организации доступных расчетов.

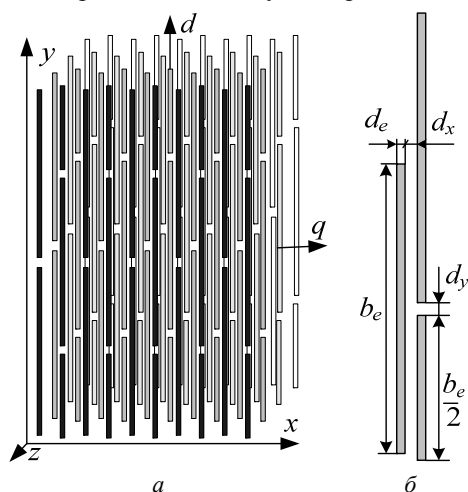


Рис. 2. Идеализированная структура ферромагнитных элементов (а), их размеры и зазоры (б)

Для тестового варианта соответственно обозначениям величин (рис. 2,б) взяты их значения: $d_e = 1$ мм; $b_e = 23,8$ мм; $d_x = 1,43$ мм; $d_y = 1$ мм, коэффициент заполнения камеры элементами в плоскости xy (рис. 2,а) $K_{Fes} = 0,35$, по объему $K_{Fev} = 0,122$.

Суть численно-полевых расчетов. Вращающееся магнитное поле в индукторе возбуждается симметричной трехфазной системой токов обмотки статора (рис. 1):

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \cos(\omega_s t + \beta); & i_B &= I_m \cos(\omega_s t - 2\pi/3 + \beta); \\ i_C &= I_m \cos(\omega_s t + 2\pi/3 + \beta), \end{aligned} \quad (1)$$

где t – время; $I_m = \sqrt{2}I_s$ – амплитуда фазных токов при их действующем значении I_s ; $\omega_s = 2\pi f_s$ – угловая частота; β – начальная фаза токов, дающая необходимое для конкретного режима расчета угловое смещение вектора МДС статорной обмотки F_s от оси y .

Мгновенные направления токов (1) в стержнях обмотки показаны на рис. 1 при $t = 0$ и $\beta = 45^\circ$, дано и соответствующее направление вектора МДС F_s .

В поперечном сечении индуктора (рис. 1) плоскопараллельное магнитное поле описывается известным дифференциальным уравнением:

$$\text{rot}[\mu_a^{-1} \text{rot}(\vec{k}A_z)] = \vec{k}J_z, \quad (2)$$

где \vec{k} – аксиальный орт; J_z, A_z – составляющие векторов плотности тока и векторного магнитного потенциала по оси z ; μ_a – абсолютная магнитная проницаемость.

Распространение поля ограничивается окружностью на внешней поверхности сердечника статора посредством задания граничного условия $A_z = 0$.

Численные расчеты магнитного поля выполняются программой FEMM [8] методом конечных элементов, которая управляется скриптом Lua – созданным по аналогии с [9].

Магнитная проницаемость μ_a в шихтованном сердечнике статора и немагнитной среде при расчете поля учитывается известным способом [8]. В рабочей камере дискретная магнитно-немагнитная среда (рис. 2) представляется сплошной однородной средой с различными магнитными проницаемостями μ_d и μ_q по продольной d и перпендикулярной ей поперечной q осям (рис. 1 и 2). Разные магнитные свойства в камере по разным направлениям соответствуют, по сути, магнитной анизотропии среды. Обоснование этого перехода и принцип определения значений μ_d и μ_q даны в [7], где получены относительные значения магнитной проницаемости $\mu_{rd} = 10$ о.е.; $\mu_{rq} = 1,5$ о.е., которые используются и в представляемой статье.

Тестовый расчет магнитного поля и принцип действия индуктора. На рис. 1 продольная ось d совпадает с осью y . Здесь же априори показан «снимок» векторов магнитной индукции B и МДС F_s .

При работе индуктора под нагрузкой угол β находится внутри диапазона $0 - 90^\circ$, а при крайних значениях 0 и 90° электромагнитный момент отсутствует, и это соответствует холостому ходу (XX) [7].

В качестве «точечного» примера выполнен тестовый расчет индуктора в режиме нагрузки с номинальным напряжением U_{sN} и при $\beta = 45^\circ$. Фазный ток I_s составлял 455 А, что обосновано в [7].

На рис. 1 жирными стрелками дано рассчитанное соответствующее распределение векторов магнитной индукции B в обусловленном режиме (в одном масштабе). Они повернуты по отношению к оси d в сторону вращения поля, указанную стрелкой n_s , но отстают от вектора МДС F_s , который «ведет» за собой векторы остальных величин. Отметим, что в центре рабочей камеры магнитная индукция равна 0,36 Тл.

При XX векторы F_s и B (тонкие стрелки) на рис. 1 направлены, естественно, по продольной оси d . Видно, что при нагрузке и XX магнитное поле в камере оказывается практически однородным.

Известно, что продолговатые ферромагнитные элементы стремятся расположиться по силовым линиям магнитного поля и, таким образом, – параллельно векторам магнитной индукции. Поступающее в рабочую камеру обрабатываемое вещество не может сразу «набрать» частоту вращения, соответствующую частоте вращения магнитного поля n_s , и поэтому понижается движущимися с полем элементами.

Следовательно, ввиду тормозящего действия обрабатываемой среды, между направлением векторов индукции B магнитного поля, которое вращается, и ориентированными по оси d элементами должно образоваться смещение по углу. Это является необходимым условием создания электромагнитного момента (ЭММ) M_{em} , действующего на элементы, и это определяет интенсивность обработки разнородных смесей соответственно заданному технологическому процессу.

Фактически выявляется, что в рассматриваемом индукторе ЭММ является реактивным, и, значит, его принцип действия соответствует реактивному синхронному двигателю, что уже отмечено в [7]. Именно поэтому – подобно синхронным электрическим машинам, в рабочей камере по направлению ориентации ферромагнитных элементов назначена продольная ось d , а перпендикулярно направлена поперечная ось q . Эти оси в установившемся режиме нагрузки вращаются вместе с магнитным полем и ФЭ.

Определение магнитных, электрических и энергетических величин индуктора. Задание или вычисление таких величин является важной и необходимой задачей при расчете электромагнитных и энергетических параметров и характеристик индуктора, которые представляются далее по тексту.

Одной из базовых величин анализа ряда электромагнитных параметров индуктора представляется магнитное потокоцепление (МПС) Ψ_a обмотки его статора. В программе FEMM оно определяется с помощью скрипта Lua [8, 9] специальной функцией.

После расчета, сканированием фазной обмотки ее «маской», по мгновенной структуре магнитного поля формируется численная угловая функция МПС:

$$\Psi_k(\alpha_k), k = 1, 2, \dots, K, \quad (3)$$

где необходимое число позиций K составляет $Q_s / 2$.

Эта функция является периодической, представляется гармоническим рядом Фурье и преобразуется во временную функцию МПС, как показано в [7]. Из этого ряда используется, как это принято в электрических машинах, первая гармоника:

$$\Psi_a = \Psi_m \cos(\omega_s t + \gamma_{\Psi a}). \quad (4)$$

Посредством закона электромагнитной индукции из (4) выводится фазная ЭДС обмотки:

$$e_a = \omega \Psi_m \cos(\omega_s t + \gamma_{\Psi a} - \pi / 2), \quad (5)$$

откуда ее действующее значение и начальная фаза:

$$E_a = \sqrt{2} \pi f_s \Psi_m \cdot \gamma_{Ea} = \gamma_{\Psi a} - \pi / 2. \quad (6)$$

Совокупность процессов в фазной обмотке статора в [7] представлена электрической схемой заме-

щения, а также соответствующим ей уравнением равновесия напряжений и ЭДС:

$$\underline{U}_s = -\underline{E}_a + jX_v \underline{I}_s + (R_s + R_{mag}) \underline{I}_s, \quad (7)$$

где на основе (1) и (6) известны комплексы тока и ЭДС этой обмотки:

$$\underline{I}_s = I_s e^{j\beta}; \quad \underline{E}_a = E_a e^{j\gamma_{Ea}}. \quad (8)$$

В формулу (7) входят активное сопротивление R_s обмотки статора и реактивное сопротивление ее лобового рассеяния X_v . Они вычисляются по классическим методам расчета асинхронных двигателей и составили: $R_s = 9,68$ мОм и $X_v = 22$ мОм.

Активное сопротивление, отображающее мощность магнитных потерь P_{mag} в сердечнике статора, ищется по формуле:

$$R_{mag} = P_{mag} / (m_s I_s^2), \quad (9)$$

причем такая мощность, как и в [7], получается по ходу численно-полевого расчета.

По (7) находится комплекс напряжения в показательной форме $\underline{U}_s = U_s e^{j\gamma_{Us}}$, что дает его действующее значение U_s . Фазовые сдвиги ЭДС \underline{E}_a и напряжения \underline{U}_s относительно тока \underline{I}_s получаются через уже определенные их начальные фазы γ_{Ea} и γ_{Us} , а именно: $\varphi_{Ea} = \gamma_{Ea} - \beta$ и $\varphi_s = \gamma_{Us} - \beta$.

В режиме нагрузки индуктора тестовым расчетом магнитного поля и параметров получено: $\gamma_{\Psi a} = 21,1^\circ$; $\Psi_m = 0,938$ Вб; $E_a = 208$ В; $\varphi_{Ea} = 66,1^\circ$; $P_{mag} = 1,906$ кВт; $R_{mag} = 3,04$ мОм; $\varphi_s = 65,8^\circ$. Одновременно получена изображенная на рис. 1 векторная картина магнитной индукции, и дополнительно – на рис. 3, картина силовых линий поля. Здесь же дано направление векторов магнитных величин, и показаны их позиционные углы, в том числе – вектора индукции B в центре камеры. Его угол определен по координатным составляющим индукции B_x и B_y : $\alpha_B = \arctg(B_x / B_y) = 15,1^\circ$.

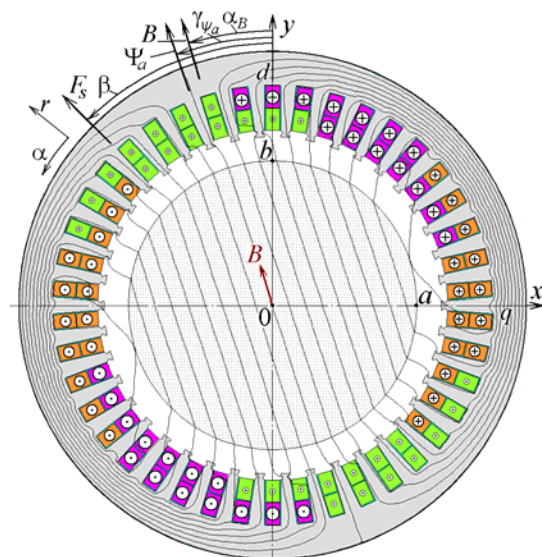


Рис. 3. Силовые линии магнитного поля и направления векторов магнитных величин

Интересен факт, что угол $\gamma_{\Psi a}$ оказался заметно меньше угла β . Кроме того, выявлено, что при значении $\beta = 0$ угол $\gamma_{\Psi a}$ имеет тоже нулевое значение, и это

отвечает режиму XX, ввиду того, что ЭММ, как показано далее, здесь тоже равен нулю. Угол смещения вектора МПС Ψ_a при переходе из XX к нагрузке, соответственно известной теории синхронных электрических машин, называется углом нагрузки Θ . Значит и угол γ_{Ψ_a} , отмеченный на рис. 3, является углом нагрузки индуктора, то есть можно считать: $\Theta = \gamma_{\Psi_a}$.

На основе расчета магнитного поля и выявления фазовых (угловых) и количественных соотношений электрических и магнитных величин можно перейти к определению энергетических параметров индуктора.

Непосредственно по распределению радиальной B_r и угловой B_α составляющих магнитной индукции программными средствами FEMM [8], через тензор магнитного натяжения Максвелла, получается вращающий ЭММ, являющийся, по сути, реактивным:

$$M_{em} = \frac{l_a}{\mu_0(r_{si} - r_{re})} \int_{S_\delta} r B_r B_\alpha dS, \quad (10)$$

где S_δ – площадь сечения зазора, ограниченного радиусами r_{re} и r_{si} ; μ_0 – магнитная постоянная.

Выходная, то есть полезная, мощность индуктора получается в механическом выражении:

$$P_{out} = M_{em} \omega_s / p. \quad (11)$$

Через электрические величины получается электромагнитная мощность:

$$P_{em} = m_s E_a I_s \cos \varphi_{Ea}. \quad (12)$$

Потребляемая из сети – входная мощность:

$$P_{in} = m_s U_s I_s \cos \varphi_s. \quad (13)$$

Мощность потерь в индукторе складывается из упомянутой мощности магнитных потерь P_{mag} и мощности электрических потерь в статорной обмотке:

$$P_{el} = m_s R_s I_s^2. \quad (14)$$

По определенным мощностям находится КПД (коэффициент полезного действия) индуктора:

$$\eta = P_{out} / P_{in}. \quad (15)$$

Варианты работы индуктора в режиме нагрузки и принципы их расчета. При изменении режима работы индуктора в нем происходят сопутствующие изменения количественно-фазовых соотношений электрических и магнитных величин. Для получения характеристик индуктора следует поддерживать значения базовых величин, варьировать одну из величин, принятую в качестве аргумента, и рассчитывать прочие величины – функции.

В качестве варьируемой величины принята входящая в (1) начальная (обобщенная) фаза токов β , которая при работе индуктора устанавливается автоматически в зависимости от уровня его нагрузки.

Эксплуатация индуктора возможна в двух вариантах с соответствующими базовыми величинами:

1) при стабилизации действующего значения тока I_s , то есть $I_s = \text{const}$;

2) при стабилизации аналогичного значения напряжения U_s , то есть $U_s = \text{const}$.

В первом варианте при варьировании угла β для каждого его значения, по сути, решается **прямая задача**: при заданном токе I_s рассчитывается магнитное поле и по последовательности формул (1) – (9) получаются необходимые параметры индуктора, в том числе и напряжение U_s .

Во втором варианте – при заданном напряжении U_s для каждого значения угла β решается **обратная задача** с получением в итоге ряда параметров индуктора, а также и неизвестного в данном случае тока I_s .

Решение обратной задачи более сложное и достигается методом последовательных приближений с решением на каждой итерации прямой задачи.

Для такого решения при каждом новом значении угла β задается начальное приближение тока $I_{s,1}$ (можно, например, принять по опыту предыдущих расчетов) и рассчитывается магнитное поле, и затем по (7) получается значение напряжения $U_{s,1}$.

После первого и каждого следующего итерационных шагов определяется путем линейной интерполяции или экстраполяции новое значение тока статора:

$$I_{s,ni+1} = I_{s,ni-1} + \frac{I_{s,ni} - I_{s,ni-1}}{U_{s,ni} - U_{s,ni-1}} (U_s - U_{s,ni-1}), \quad (16)$$

где ni , $ni - 1$, $ni + 1$ – номера текущей, предыдущей и следующей итераций, соответственно.

На первой итерации номер предыдущей итерации $ni - 1 = 0$, для которой принимаются $I_{s,0} = 0$ и $U_{s,0} = 0$, а значения $I_{s,1}$ и $U_{s,1}$ уже подготовлены.

На последующей итерации полученное по (16) значение $I_{s,ni+1}$ уже играет роль $I_{s,ni}$, а предыдущее значение $I_{s,ni}$ – роль $I_{s,ni-1}$. И вновь для обновленного тока $I_{s,ni}$ рассчитывается по формулам (1)–(9) магнитное поле и фазное напряжение $U_{s,ni}$.

После очередной итерации определяется рассогласование напряжения с заданным его значением U_s :

$$dU_s = \frac{\text{abs}(U_s - U_{s,ni+1})}{U_s}. \quad (17)$$

Итерации продолжают до получения заданной точности решения $dU_{s,max}$, то есть:

$$dU_s < dU_{s,max}. \quad (18)$$

Последнее значение $I_{s,ni+1}$ – это и есть ток I_s , при котором будет обеспечено значение U_s .

Например, при $\beta = 45^\circ$ после задания начального значения тока $I_{s,1} = 500$ А получены за четыре итерации значения $I_s = 455$ А и $dU_s = 0,0005$ о.е. (для данных расчетов это даже излишняя точность).

Для выявления количественно-фазовых соотношений величин были проведены расчеты для двух отмеченных выше по тексту вариантов эксплуатации индуктора. Это сделано при четырех значениях угла β : 0 , 30° , 60° и 90° . Полученные токи, МПС и напряжения представлены в векторной форме на рис. 4 с соблюдением пропорций для одноименных величин.

При стабилизации тока его значение принято как и в представленном выше расчете параметров индуктора при $U_s = 220$ В и $\beta = 45^\circ$, т.е. $I_s = 455$ А.

При стабилизации напряжения его значение принято номинальным, то есть $U_s = 220$ В.

Выявилось, что векторы тока и МПС совпадают по фазе только при крайних значениях β – при 0 и 90° . При всех остальных углах (и не только рассмотренных) вектор МПС Ψ_a существенно отстает по фазе от вектора тока I_s , что уже было показано на рис. 3.

При $I_s = \text{const}$ (рис. 4,а) с увеличением угла β значения МПС и необходимого напряжения U_s существенно уменьшаются. При $U_s = \text{const}$ (рис. 4,б) при

росте угла β значения МПС также стабильны, а вот необходимый ток I_s существенно увеличивается.

На рис. 4 показан угол нагрузки индуктора Θ , который отсчитывается от позиции вектора МПС $\Psi_{a,0}$, соответствующей ХХ, до позиции Ψ_a , соответствующей какому либо уровню нагрузки. Суть этого угла обсуждалась выше по тексту применительно к рис. 3.

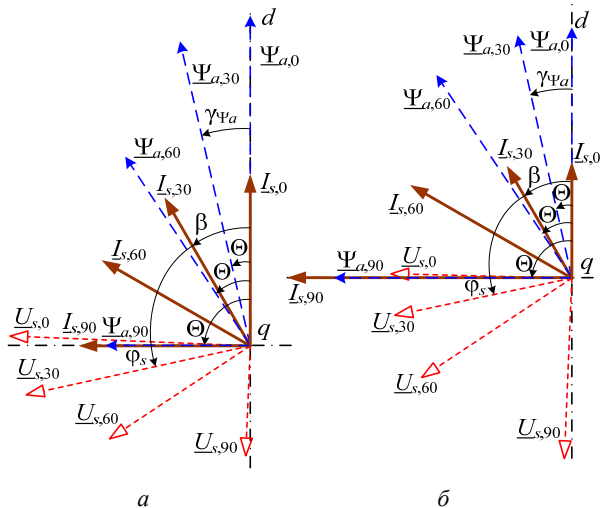


Рис. 4. Система векторов тока, МПС и напряжения при значениях угла $\beta = 0, 30^\circ, 60^\circ$ и 90° , отмеченных в индексах: а – $I_s = \text{const}$; б – $U_s = \text{const}$

Характеристики индуктора. Приведенные теоретические положения позволяют получить семейство характеристик индуктора, которые связывают его электрические, магнитные, энергетические и фазовые (угловые) параметры при работе в режиме нагрузки.

Характеристики индуктора при работе со стабилизацией тока обмотки статора рассмотрены в [7]. В продолжение этих исследований, в данной работе далее представляются характеристики при работе индуктора со стабильным напряжением питания. Для такого режима можно обойтись без регулятора, воспользовавшись имеющейся электросетью. Однако в этом случае ток обмотки статора должен быть ограничен одной – предельно допустимой нагрузкой. А в возможном диапазоне работы индуктора при уменьшенной нагрузке обмотка статора будет работать с неполным использованием по току.

В целом характеристики показывают изменение ряда величин, описывающих работу индуктора, при изменении его нагрузки. Они могут происходить с изменением заполнения рабочей камеры или по другим причинам, сопровождающимся изменением механического момента сопротивления со стороны обрабатываемого вещества. Благодаря известному свойству саморегулирования, присущему электродвигателям, автоматически устанавливается соответствующий ЭММ. При стабильном значении напряжения обмотки статора это происходит за счет изменения тока обмотки, угла нагрузки и других фазовых соотношений электрических и магнитных величин.

Для формирования характеристик индуктора, как было отмечено, при расчетах варьировался угол начальной фазы токов β , входящий в (1). И для получения целостных характеристик принят диапазон угла

от 0 до 90° , который проходил с шагом 5° , что давало достаточную «гладкость» графиков.

Целый ряд рассчитанных при $U_s = \text{const}$ характеристик, которые могут представлять интерес для разработчиков индуктора, приведен на рис. 5-8. Сущность характеристик проявляется конкретными величинами, которые обозначены на графиках.

Главными входными величинами для индуктора являются напряжение обмотки статора и ее ток, выходной величиной – вращающий ЭММ (10). На рис. 5 сведены характеристики таких величин, причем, для сравнения, к режиму $U_s = \text{const}$ добавлен режим $I_s = \text{const}$, а аргумент β заменен на угол нагрузки Θ – соответственно рис. 6.

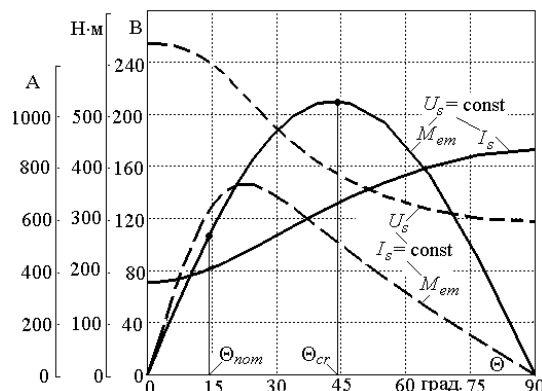


Рис. 5. Угловые характеристики для вариантов расчета $U_s = \text{const}$ и $I_s = \text{const}$ и сопутствующие изменения I_s и U_s

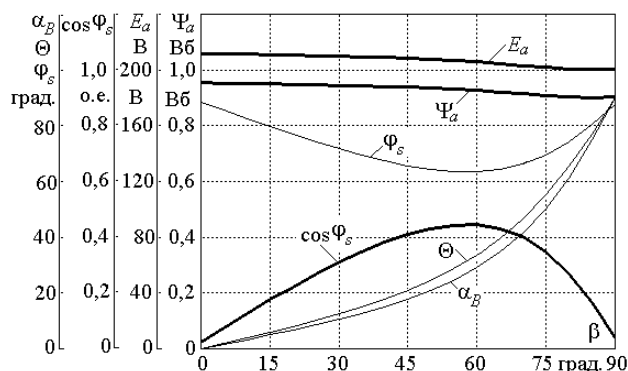


Рис. 6. Характеристики магнитного потока сцепления, ЭДС, фазовых соотношений и коэффициента мощности

Таким способом для индуктора получена известная в теории синхронных машин угловая характеристика $M_{em}(\Theta)$. И в данном случае такая характеристика для режима $U_s = \text{const}$ имеет классический вид – полуволна синусоиды двойной частоты, что характерно для реактивных синхронных двигателей.

Можно заметить, что режим $U_s = \text{const}$ более эффективен с точки зрения получения ЭММ, который должен обеспечить выполнение технологического процесса обработки веществ. Это усиливает упоминавшееся преимущество этого режима – отсутствие регулятора напряжения, а необходимый ток будет устанавливаться на основе свойства саморегулирования индуктора, присущего электродвигателям.

Отметим, что на рис. 5 в начальной ($\beta = 0$) и конечной ($\beta = 90^\circ$) точках ЭММ является нулевым, т. е. здесь имеет место представлявшийся ранее априори

режим XX. Значения углов β и Θ совпадают только в этих точках (рис. 6), а внутри диапазона угол Θ оказывается меньше, чем β .

Максимум ЭММ (рис. 5) получился при критическом угле нагрузки Θ_{cr} , равном $44,5^\circ$, и этому на рис. 6 соответствует угол $\beta = 67^\circ$. В диапазоне изменения угла Θ от 0 до Θ_{cr} , согласно теории синхронных электрических машин, работа индуктора является устойчивой. Для двукратного запаса по моменту можно принять по рис. 5 в качестве номинального угол нагрузки Θ_{nom} , равный 14° , и ему на рис. 6 соответствует угол $\beta = 33^\circ$.

На рис. 5, 6 выявляется, что от $\beta = 0$ (режим XX) до угла $\beta = 33^\circ$ ток, МПС, ЭДС достаточно стабильны. Дальше рост нагрузки приводит к существенному росту тока, что сопровождается соответствующим возрастанием ЭММ и некоторым уменьшением ЭДС и МПС, входящих в (6) и (7). Ввиду стабильности МПС стабильны и магнитные потери, а электрические потери (14) растут вместе с током (рис. 7).

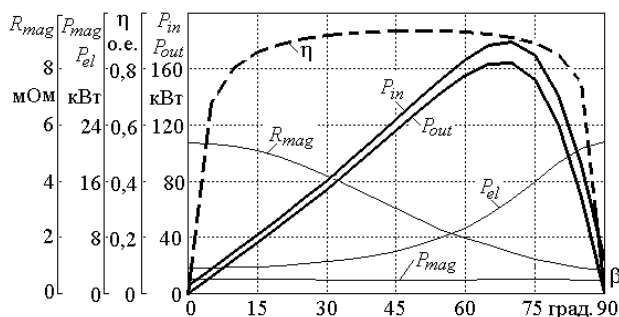


Рис. 7. Характеристики входной и выходной мощностей индуктора и его потерь мощности, КПД и активного сопротивления, учитывающего магнитные потери

Мощности в механическом (11) P_{out} (рис. 7) и электрическом (12) выражения оказались идентичными. Это можно считать проверкой адекватности фазовых соотношений рассмотренных электрических величин. Заметим, что график функции ЭММ $M_{em}(\beta)$ по форме подобен графику этих мощностей на рис. 5, что естественно ввиду их связи по (11).

Графики характеристик КПД (рис. 7) η и коэффициента мощности $\cos\varphi_s$ (рис. 6) показывают их увеличение с ростом нагрузки индуктора. В диапазоне устойчивой работы уровень КПД отвечает электрическим машинам малой и средней мощностей. В то же время, уровень значений $\cos\varphi_s$ весьма низок, и это объясняется повышенной намагничивающей составляющей тока обмотки статора ввиду маломангнитной среды рабочей камеры и значительного воздушного зазора.

На рис. 8 представлены функции изменения магнитной индукции в точках 0, a и b , отмеченных на рис. 3. Во-первых, видны близость значений индукции в разных местах камеры, а во-вторых, их стабильность в рабочем диапазоне нагрузки индуктора.

Сравнением характеристик индуктора в рассчитанном здесь режиме работы при $U_s = \text{const}$, и представленном в [7] режиме при $I_s = \text{const}$, можно выявить те или иные преимущества и недостатки каждого из них.

С точки зрения таких важных характеристик, как коэффициент мощности и КПД, режимы работы ин-

дуктора $U_s = \text{const}$ и $I_s = \text{const}$ оказались практически равноценными.

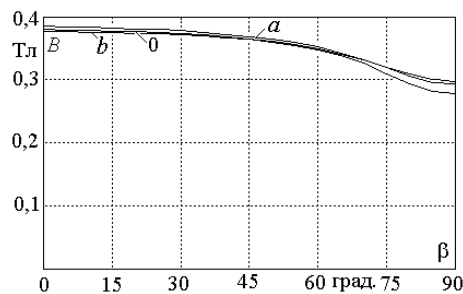


Рис. 8. Характеристики магнитной индукции B в определенных точках рабочей камеры индуктора

Еще одно важное требование для «обработчиков» разных веществ – однородность и стабильность магнитной индукции в рабочей зоне, при работе в режиме $U_s = \text{const}$ обеспечивается существенно лучше.

Выводы.

1. Разработанная методика на основе численных расчетов магнитных полей позволяет организовать итерационный процесс для расчетного анализа характеристик индуктора, работающего с изменяющейся нагрузкой при стабильном напряжении питания его обмотки.

2. Для тестового образца индуктора, при работе в режиме нагрузки с условием стабилизации напряжения его обмотки, рассчитаны и представлены электрические, магнитные и энергетические параметры, а также фазовые (угловые) соотношения обеспечивающих работу величин. Их взаимосвязи позволили сформировать семейство характеристик с аргументом – фазовым сдвигом МДС обмотки статора по отношению продольной оси его рабочей камеры.

3. Ввиду одновременного расчета ряда параметров индуктора, можно получить еще многообразие его характеристик, выбирая вместо аргумента β любые из этих параметров.

4. Представлено сравнение угловых характеристик индуктора, рассчитанных по методикам, которые обеспечивают стабилизацию напряжения либо тока обмотки статора. Более рациональным для эксплуатации индуктора является режим при стабилизации напряжения, который в желательном рабочем диапазоне угла нагрузки до 25° обеспечивает лучшие его и электрические, магнитные, силовые и энергетические параметры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Chen L., Yang R., Zeng J., Shao Y., Xiao Q., Guo S. A wet belt permanent high gradient magnetic separator for purification of non-metallic ores. *International Journal of Mineral Processing*, 2016, vol. 153, pp. 66-70. doi: 10.1016/j.minpro.2016.06.004.
- Ge W., Encinas A., Araujo E., Song S. Magnetic matrices used in high gradient magnetic separation (HGMS): A review. *Results in Physics*, 2017, vol. 7, pp. 4278-4286. doi: 10.1016/j.rinp.2017.10.055.
- Wang Y., Gao D., Zheng X., Lu D., Li X. Rapid determination of the magnetization state of elliptical cross-section matrices for high gradient magnetic separation. *Powder Technology*, 2018, vol. 339, pp. 139-148. doi: 10.1016/j.powtec.2018.08.012.
- Altun G., Inal S., Ibrahim A.L.P. Recovery of chromite from processing plant tailing by vertical ring and pulsating high gradient magnetic separation. *MT Bilimsel*, 2018, vol. 13, pp. 23-35.

5. Герасимов М.Д., Локтионов И.О. Технологические решения двойного назначения. Перспективы применения. *Вектор ГеоНаук*, 2019, Т. 2, № 1, С. 19-26. doi: **10.24411/2619-0761-2019-10003**.
6. Мілих В.І., Шилкова Л.В. Експериментальне дослідження фізичної моделі трифазного індуктора магнітного поля в робочому режимі при обробці сипучого матеріалу. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії», 2020, №3(1357), С. 3-7. doi: **10.20998/2409-9295.2020.3.01**.
7. Мильх В.И., Шилкова Л.В. Численно-полевой анализ характеристик трехфазного индуктора магнитного поля для обработки различных веществ при стабилизации его тока. *Електротехніка і електромеханіка*, 2019, № 6, С. 21-28. doi: **10.20998/2074-272X.2019.6.03**.
8. Finite Element Method Magnetics: OldVersions. FEMM 4.2 11Oct2010 Self-Installing Executable. – Режим доступа: <http://www.femm.info/wiki/OldVersions/>. – Дата звертання: 15.06.2017.
9. Мілих В.І. Система автоматизованого формування розрахункових моделей електричних машин для програмного середовища FEMM. *Технічна електродинаміка*, 2018, № 4, С. 74-78. doi: **10.15407/techned2018.04.074**.

REFERENCES

1. Chen L., Yang R., Zeng J., Shao Y., Xiao Q., Guo S. A wet belt permanent high gradient magnetic separator for purification of non-metallic ores. *International Journal of Mineral Processing*, 2016, vol. 153, pp. 66-70. doi: **10.1016/j.minpro.2016.06.004**.
2. Ge W., Encinas A., Araujo E., Song S. Magnetic matrices used in high gradient magnetic separation (HGMS): A review. *Results in Physics*, 2017, vol. 7, pp. 4278-4286. doi: **10.1016/j.rinp.2017.10.055**.
3. Wang Y., Gao D., Zheng X., Lu D., Li X. Rapid determination of the magnetization state of elliptical cross-section matrices for high gradient magnetic separation. *Powder Technology*, 2018, vol. 339, pp. 139-148. doi: **10.1016/j.powtec.2018.08.012**.
4. Altun G., Inal S., Ibrahim A.L.P. Recovery of chromite from processing plant tailing by vertical ring and pulsating high gradient magnetic separation. *MT Bilimsel*, 2018, vol. 13, pp. 23-35.
5. Gerasimov M.D., Loktionov I.O. Dual-use technological solutions. Application prospects. *Vektor GeoNauk*, 2019, vol. 2, no. 1, pp. 19-26. doi: **10.24411/2619-0761-2019-10003**.
6. Milykh V.I., Shilkova L.V. Experimental research of the three-phase physical model of the magnetic field inductor in the working mode when processing bulk material. *Bulletin of NTU «KhPI»*. Series: «Electric machines and electromechanical energy conversion», 2020, no.3(1357), pp. 3-7. (Ukr). doi: **10.20998/2409-9295.2020.3.01**.
7. Milykh V.I., Shilkova L.V. Numerical-field analysis of the characteristics of a three-phase magnetic field inductor for the treatment of various substances with current stabilization. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no. 6, pp. 21-28. doi: **10.20998/2074-272X.2019.6.03**.
8. Finite Element Method Magnetics: OldVersions. FEMM 4.2 11Oct2010 Self-Installing Executable. Available at: <http://www.femm.info/wiki/OldVersions> (accessed 15.06.2017).
9. Milykh V.I. The system of automated formation of electrical machines computational models for the FEMM software environment. *Technical Electrodynamics*, 2018, no.4, pp. 74-78. (Ukr.) doi: **10.15407/techned2018.04.074**.

Поступила (received) 02.01.2020

Мильх Владимир Иванович¹, д.т.н., проф.,
Шилкова Лариса Васильевна¹, аспирант,
¹Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2,
тел/phone +380 57 7076514,
e-mail: mvikemkpi@gmail.com, larisa_lv@ukr.net

V.I. Milykh¹, L.V. Shilkova¹

¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
2, Kyrychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Characteristics of a cylindrical inductor of a rotating magnetic field for technological purposes when it is powered from the mains at a given voltage.

Introduction. A computational analysis of the characteristics of an inductor of a rotating magnetic field for technological purposes is presented. The design of its stator is borrowed from a three-phase induction motor. The cylindrical cavity inside the stator is occupied by a working chamber into which a granular or liquid processed substance is loaded. The processing is carried out with elongated ferromagnetic elements moving with a magnetic field. **Problem.** The purpose of the article is a study of the electromagnetic, phase, and energy characteristics of an inductor at its operation under load mode with a given voltage of the stator winding. **Methodology.** The study is performed on the basis of numerical calculations of the magnetic field, taking into account the anisotropy of the low-magnetic medium in the working chamber. Its discrete medium is represented homogeneous with different magnetic permeabilities on mutually perpendicular axes. The technique of transition from the results of the magnetic field calculation to the electric, magnetic, phase and energy parameters of the inductor is given. This is facilitated by the electrical equivalent circuit of the stator phase winding, the equilibrium equation of its electrical quantities, vector diagrams and an iterative method for determining the current at a given voltage. **Results.** Mutual dependencies of a number of inductor parameters are formed into a family of characteristics exhibiting its properties in an operating mode with a changing load. Characteristics include such quantities as magnetic flux linkage of the stator winding, its current and EMF, phase shifts between them, electromagnetic torque, expended and useful power and its losses, power factor and efficiency. In this article, a feature of this mode is the stability of the stator winding voltage in the inductor. This complements the earlier studies of the inductor in the mode with stabilization of the winding current, which allows to compare these options. On the example of a test sample of an inductor, a number of its characteristics are shown, vector diagrams of its electric and magnetic quantities illustrating their mutual phase shifts are given. **Practical value.** The presented technique for determining the electric and magnetic quantities of the inductor and their phase relationships, and also the shown family of characteristics can contribute to increasing the design efficiency and improving the inductors of the considered type. The developed technique has the universality property, as it is capable of displaying their various circuit and constructional design parameters. References 9, figures 8.

Key words: three-phase cylindrical inductor, working chamber, ferromagnetic elements, rotating magnetic field, numerical calculations, load mode, stable voltage, electric, magnetic and energy parameters, phase shifts.