

СИНХРОННЫЙ ПРИВОД МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ НА ПОСТОЯННЫХ МАГНИТАХ ДЛЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ ВРАЩАЮЩЕГОСЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В КРИСТАЛЛИЗАТОРЕ

Т.В. Виштак, вед. инж., **А.Н. Карлов**, канд. техн. наук, **И.П. Кондратенко**, докт. техн. наук, **А.П. Ращепкин**, докт. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина

Получено аналитическое решение задачи о взаимодействии магнитного поля постоянных магнитов, установленных с соблюдением периодичности чередования полюсов на поверхности полого ферромагнитного ротора, с магнитным полем статора, создаваемого 2р-полюсной обмоткой. Магнитные поля от двух источников принимаются независимыми и рассматриваются отдельно. Постоянные магниты представляются бесконечно тонкими соленоидами, токовая нагрузка которых соответствует значению их намагниченности. Принято, что область магнитного поля постоянных магнитов и обмотки статора ограничивается гладкими ферромагнитными поверхностями. На этих поверхностях магнитное поле удовлетворяет условию Неймана. Выполнен анализ взаимодействия магнитных полей при условии известной механической мощности вращающейся магнитной системы электромагнитного перемешивателя. Определены условия устойчивой работы синхронного двигателя, особенности работы в двигательном режиме и режиме генерации реактивной мощности. Показана возможность регулирования реактивной мощности путем изменения напряжения питания статорной обмотки. Библ. 9, рис. 3.

Ключевые слова: синхронный двигатель, электромагнитный перемешиватель, непрерывное литье.

Для повышения качества непрерывно литых заготовок постоянно совершенствуются технологические параметры литья и конструктивные исполнения кристаллизаторов, возможности которых практически исчерпаны, а дефекты структуры, связанные с процессами кристаллизации, такими способами устранить не удастся. Поэтому для подавления развития кристаллизационных, усадочных и ликвационных дефектов эффективным способом полагается перемешивание жидкой фазы кристаллизующегося слитка, например, с помощью электромагнитного перемешивания. Такая технология производства высококачественных непрерывно литых заготовок в зарубежной практике является общепринятой. Установлено, что для достижения требуемого металлургического эффекта достаточно обеспечить максимальную линейную скорость вращения жидкого металла больше 0,3 м/с. Для литья сортовых заготовок стали такая скорость достигается, если магнитной системой перемешивателя внутри гильзы кристаллизатора возбуждается вращающееся магнитное поле 0,06...0,08 Тл и частотой вращения $f = 3...8$ Гц. В зависимости от размеров заготовки при указанных параметрах магнитного поля мощность электромагнитного перемешивателя традиционного исполнения в виде статора асинхронного двигателя при наружном размещении составляет 100...350 кВА [9]. При этом активные потери в гильзе, корпусе кристаллизатора и жидком металле составляют менее 10 %. Такое же магнитное поле в жидком металле можно возбудить вращающейся магнитной системой с постоянными магнитами на основе NdFeB или SmCo. При этом электрические потери в конструктивных элементах кристаллизатора и жидком металле составляют такую же величину, как и в электромагнитном перемешивателе. Следовательно, для привода этой магнитной системы потребуется двигатель, равный по мощности всего лишь активным потерям в конструктивных элементах кристаллизатора. В качестве двигателя может быть использован многополюсный асинхронный двигатель [8] промышленной частоты с полым ферромагнитным ротором, на внутренней поверхности которого закреплены постоянные магниты так, что оси вращения асинхронного двигателя и вращающейся магнитной системы совпадают. Для повышения механических характеристик такого двигателя ферромагнитный ротор может снабжаться слоем хорошо электропроводящего покрытия (медь, латунь) или «беличьей клеткой» [3, 4].

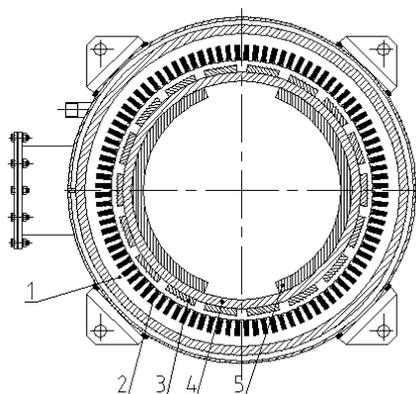


Рис. 1

Недостатком этого двигателя является выделение тепла в ярме магнитной системы на постоянных магнитах, свойства которых сохраняются лишь при температуре до 100...120 °С. Возникает потребность в принудительном охлаждении ротора. Эти требования можно ослабить, если вместо асинхронного двигателя использовать многополюсный синхронный двигатель на постоянных магнитах. При этом на поверхности ферромагнитного ротора закрепляются постоянные магниты с чередующейся полюсностью (рис. 1). На рисунке обозначено: 1 – шихтованный статор синхронного двигателя с радиусом расточки r_8 ; 2 – обмотка статора; 3 – магнитные полюса синхронного двигателя на постоянных магнитах с наружным r_7 и внутренним r_6 радиусами; 4 – ярмо ротора из ферро-

магнитной стали; 5 – постоянные магниты системы возбуждения магнитного поля в жидком металле кристаллизатора.

Распределение магнитного поля в конструктивных элементах кристаллизатора, создаваемого магнитной системой возбуждения на постоянных магнитах 4, 5 (рис. 1), величины электрических потерь в корпусе кристаллизатора, гильзе и жидком металле, а также механической мощности на вращение металла определяется по разработанным в работе [3] методам расчета. Таким образом, будем полагать известной мощность привода P_1 для вращения магнитной системы возбуждения вращающегося поля в жидком металле.

Цель работы. Разработать метод расчета магнитного поля и энергетических показателей многополюсного синхронного двигателя на постоянных магнитах.

Принимаем, что электромагнитное поле вращающейся магнитной системы ограничено ее ферромагнитным ярмом и не оказывает влияния на процессы в синхронном двигателе. Такое допущение является вполне оправданным при достаточной толщине ярма 4.

Также принимаем, что поле постоянных магнитов не изменяется под действием переменного магнитного поля токов статора. Это дает возможность рассматривать распределение магнитных полей независимо друг от друга.

Магнитное поле постоянных магнитов. Распределение магнитного поля в зазоре синхронного двигателя, возбуждаемого постоянными магнитами, определим на основе уравнений электродинамики в предположении, что электропроводность постоянных магнитов равна нулю:

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{j}_s, \quad \mathbf{B} = \mu \mathbf{H}. \quad (1)$$

Постоянный магнит можно представить [7] эквивалентным соленоидом, расположенным на боковой поверхности магнита по всей его высоте с поверхностной плотностью тока, равной величине намагниченности магнита I_0 . Применительно к постоянным магнитам из композита NdFeB с близкой к единице относительной магнитной проницаемостью, будем полагать эквивалентный соленоид расположенным в воздушной среде с магнитной проницаемостью, равной магнитной постоянной.

При использовании векторного магнитного потенциала

$$\mathbf{B} = \operatorname{rot} \mathbf{A}, \quad (2)$$

удовлетворяющего условию Кулоновской калибровки $\operatorname{div} \mathbf{A} = 0$, в неподвижной цилиндрической системе координат (ρ, φ, z) для двигателя бесконечной длины распределение магнитного поля в каждой из сред может быть описано уравнением

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \varphi^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_z}{\partial \rho} = -\mu j_s. \quad (3)$$

Здесь A_z – z -составляющая векторного магнитного потенциала, удовлетворяющего условиям Неймана на границах $\rho = r_6$ и $\rho = r_8$:

$$\frac{\partial A_z}{\partial \rho} = 0. \quad (4)$$

Чтобы упростить решение уравнения (3) с граничными условиями по выражению (4), воспользуемся вращающейся вместе с постоянными магнитами с угловой скоростью ω системой координат (ρ, ϕ, z) , для которой выполняется условие

$$\phi = \varphi - \omega t. \quad (5)$$

Опишем правую часть уравнения (3). Воспользуемся для этого обобщенными функциями. Плотность поверхностного тока соленоида j_s , эквивалентного величине намагниченности постоянных магнитов I_0 , в предположении, что начало первого магнита размещено при $\phi = -\pi + \phi_1 / 2$, описывается зависимостью

$$j_s = I_0 \sum_{s=1}^p (\delta(\rho(\phi + \pi - \phi_1 / 2 - 2(s-1)\pi / p)) - \delta(\rho(\phi + \pi - \phi_1 / 2 - \phi_2 - 2(s-1)\pi / p)) - \delta(\rho(\phi + \pi - 3\phi_1 / 2 - \phi_2 - 2(s-1)\pi / p)) + \delta(\rho(\phi + \pi - 3\phi_1 / 2 - 2\phi_2 - 2(s-1)\pi / p))) (\theta(\rho - r_4) - \theta(\rho - r_5)). \quad (6)$$

Здесь $\delta(x)$ – дельта-функция Дирака; $\theta(x)$ – единичная обобщенная функция; p – число пар полюсов двигателя; ϕ_1 – угловой размер расстояния между полюсами по азимуту; ϕ_2 – угловой размер полюса. При этом для $2p$ -полюсной магнитной системы должны выполняться условия $\phi_1 + \phi_2 = \pi / p$, $\phi_2 = k\pi / p$, $\phi_1 = (1-k)\pi / p$, где k – любое число, меньшее единицы, которое определяет степень перекрытия полюсного деления магнитным полюсом.

Учитывая, что в уравнении (3) производная по азимуту согласно (5) равна

$$\frac{\partial A_z}{\partial \varphi} = \frac{\partial A_z}{\partial \phi} \frac{\partial \phi}{\partial \varphi} = \frac{\partial A_z}{\partial \phi},$$

применим к уравнению (3) дискретное преобразование Фурье [2] по переменной ϕ :

$$A_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} A_z e^{in\phi} d\phi. \quad (7)$$

Затем найдем, что преобразованное значение z -компоненты векторного магнитного потенциала удовлетворяет уравнению

$$\frac{\partial^2 A_n}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_n}{\partial \rho} - n^2 / \rho^2 A_n = -\mu j_n, \quad (8)$$

в котором после интегрального преобразования тока (6) согласно (7) получим, что

$$j_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} j_s e^{in\phi} d\phi = \frac{I_0 k_w}{\pi \rho} (\theta(\rho - r_4) - \theta(\rho - r_5)); \quad (9)$$

$$k_w = -\sin \frac{kn\pi}{2p} \sin(n\pi) / \cos \frac{n\pi}{2p}.$$

Единственным решением уравнения (8), найденным путем использования метода вариации произвольных постоянных, в зазоре $r_6 < \rho < r_8$ является зависимость

$$A_n = C_1 \rho^n + C_2 \rho^{-n} + \frac{\mu I_0 k_w}{2\pi m} \int_{r_6}^{\rho} \left(\frac{\rho^n}{s^n} - \frac{s^n}{\rho^n} \right) [\theta(s - r_6) - \theta(s - r_7)] ds, \quad (10)$$

которая при $\rho > r_7$ принимает вид

$$A_n = C_1 \rho^n + C_2 \rho^{-n}, \quad (11)$$

а при $r_6 < \rho < r_7$

$$A_n = C_1 \rho^n + C_2 \rho^{-n} + \frac{\mu I_0 k_w}{2\pi n} \int_{r_6}^{r_7} \left(\frac{\rho^n}{s^n} - \frac{s^n}{\rho^n} \right) ds. \quad (12)$$

Подчиняя решение (11) граничному условию (4), находим

$$C_1 = C_2 / r_8^{2n}. \quad (13)$$

Тогда решение (12) на основе теоремы о среднем можно приближенно представить, полагая $s = r_9 = (r_6 + r_7)/2$, в виде

$$A_n = C_2 \left(\frac{\rho^n}{r_8^{2n}} + \rho^{-n} \right) + \frac{\mu I_0 k_w}{2\pi n} (r_7 - r_6) \left(\frac{\rho^n}{r_9^n} - \frac{r_9^n}{\rho^n} \right). \quad (14)$$

Удовлетворяя решение (14) граничному условию (4) при $\rho = r_6$, определяем постоянную C_2 :

$$C_2 = -\frac{\mu I_0 k_w}{2\pi n} (r_7 - r_6) \frac{r_6^{2n} (1 + r_9^{2n} / r_6^{2n})}{r_9^n (1 - r_6^{2n} / r_8^{2n})}. \quad (15)$$

При $\rho > r_7$ распределение векторного магнитного потенциала описывается зависимостью

$$A_n = C_2 (\rho^n / r_8^{2n} + \rho^{-n}). \quad (16)$$

Обратное преобразование z -составляющей векторного магнитного потенциала в каждой из областей зазора представляется рядом во вращающейся системе координат (ϕ, ρ, z) и согласно (5) в неподвижной системе координат (φ, ρ, z) соответственно:

$$A_z = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{-in\phi} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{-in(\varphi - \omega t)}. \quad (17)$$

Магнитное поле токов статорной обмотки. Применительно к трехфазному исполнению двигателя примем, что обмотка питается симметричной системой синусоидальных токов с круговой частотой ω_c :

$$I_A = I_m e^{i\omega_c t}; \quad I_B = I_A e^{-i2\pi/3}; \quad I_C = I_A e^{i2\pi/3}. \quad (18)$$

Для трехфазного исполнения обмотки z -составляющая токовой нагрузки статора равна сумме z -составляющих фазных токовых нагрузок:

$$i_z = i_A + i_B + i_C. \quad (19)$$

Предположим, что $2p$ -полюсная обмотка двигателя размещается на всей поверхности рачотки статора $-\pi < \varphi < \pi$. Все катушки обмотки имеют идентичное исполнение и сдвинуты в пределах фазной зоны на одинаковый угол π / pmq . В общем случае катушки разных фаз могут иметь различное количество витков s_A, s_B, s_C и пространственный шаг y_A, y_B, y_C . Положим также, что фазная зона фазы A начинается при $\varphi = -\pi + \varphi_A$, тогда токовую нагрузку фазы A можно представить в виде

$$i_A = \frac{I_A s_A}{b_n} \sum_{s=1}^p \sum_{k=1}^q \left(\Theta \left(r_7 (\varphi + \pi - \varphi_A - T(k, s) + \frac{b_n \pi}{2p\tau}) \right) - \Theta \left(r_7 (\varphi + \pi - \varphi_A - T(k, s) - \frac{b_n \pi}{2p\tau}) \right) - \Theta \left(r_7 (\varphi + \pi - \varphi_A - T(k, s) + \frac{b_n \pi}{2p\tau} - \frac{\pi y_A}{p\tau}) \right) + \Theta \left(r_7 (\varphi + \pi - \varphi_A - T(k, s) - \frac{b_n \pi}{2p\tau} - \frac{\pi y_A}{p\tau}) \right) \right); \quad (20)$$

$$T(k, s) = \frac{2k-1}{2pmq} \pi + \frac{2(s-1)\pi}{p}.$$

Аналогичное представление имеют токовые нагрузки фаз B и C :

$$\begin{aligned} i_B &= i_A (I_A \rightarrow I_B, s_A \rightarrow s_B, \varphi_A \rightarrow \varphi_B, y_A \rightarrow y_B); \\ i_C &= i_A (I_A \rightarrow I_C, s_A \rightarrow s_C, \varphi_A \rightarrow \varphi_C, y_A \rightarrow y_C). \end{aligned} \quad (21)$$

Здесь I_A, I_B, I_C – амплитудные значения фазных токов; q – число пазов на полюс и фазу; p – число пар полюсов обмотки; m – число фаз обмотки; b_n – ширина открытия паза; r_2 – радиус расточки статора; $\theta(\dots)$ – единичная обобщенная функция, равная нулю при отрицательных значениях аргумента и единице при положительных значениях аргумента. Представление $P(a \rightarrow b)$ означает: выполнить в выражении $P(a)$ замену величины a на величину b . Полюсное деление обмотки равно

$$\tau = \pi r_8 / p. \quad (22)$$

При симметричном исполнении обмоток значения φ_B и φ_C определяются через φ_A :

$$\varphi_B = \varphi_A + \frac{2\pi}{pm}; \quad \varphi_C = \varphi_A + \frac{\pi}{pm}, \quad (23)$$

где φ_A может принимать произвольное значение.

Применяя к равенству (19) дискретное преобразование Фурье (7), находим преобразованное значение токовой нагрузки $2p$ -полюсной обмотки:

$$I(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{in\varphi} (i_A + i_B + i_C) d\varphi = I_A(n) + I_B(n) + I_C(n), \quad (24)$$

где n – параметр преобразования Фурье.

С учетом представления токовой нагрузки фазы A согласно (20) по выражению (24) найдем

$$I_A(n) = \frac{I_A w_A k_A}{2\pi r_7}; \quad w_A = s_A p q,$$

где w_A – количество витков в фазе A $2p$ -полюсной машины и обмоточный коэффициент

$$k_A = e^{-\frac{in\pi(1-x_\varphi)}{p} - \frac{1}{2m}} (1 - e^{\frac{in\pi y_A}{p\tau}}) \frac{\sin(n\pi)}{p \sin(n\pi/p)} \frac{\sin(n\pi/2pm)}{q \sin(n\pi/2pmq)} \frac{\sin(n\pi b_n/2p\tau)}{n\pi b_n/2p\tau}; \quad (25)$$

$$x_\varphi = \frac{p\varphi_A}{\pi}.$$

Аналогичным образом определяются согласно (21) и (24) преобразованные значения токовых нагрузок фаз B и C :

$$I_B(n) = \frac{I_B w_B k_B}{2\pi r_7}; \quad I_C(n) = \frac{I_C w_C k_C}{2\pi r_7},$$

где $w_B = s_B p q$, $w_C = s_C p q$ и обмоточные коэффициенты

$$k_B = k_A(\varphi_A \rightarrow \varphi_B, y_A \rightarrow y_B); \quad k_C = k_A(\varphi_A \rightarrow \varphi_C, y_A \rightarrow y_C). \quad (26)$$

Наличие в обмоточных коэффициентах множителя $\sin(n\pi)/p \sin(n\pi/p)$, всегда равного нулю при $n < p$, указывает на отсутствие пространственных субгармоник в токовой нагрузке и магнитном поле двигателя. Магнитное поле содержит основную гармонику $n = p$ и высшие гармоники, кратные p .

Учитывая, что фаза C начинается с фазной зоны Z , окончательно преобразованное значение токовой нагрузки $2p$ -полюсной обмотки равно

$$I(n) = (I_A w_A k_A + I_B w_B k_B - I_C w_C k_C) / 2\pi r_8, \quad I(n)e^{-i\omega t} = A_m. \quad (27)$$

Распределение магнитного поля в зазоре синхронного двигателя, возбуждаемого токами статора, описывается уравнением для z -составляющей векторного магнитного потенциала

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \varphi^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_z}{\partial \rho} = 0, \quad (28)$$

которое при допущении о бесконечной магнитной проницаемости железа статора и ярма магнитной системы возбуждения удовлетворяет однородному граничному условию при $\rho = r_6$

$$\frac{\partial A_z}{\partial \rho} = 0 \quad (29)$$

и неоднородному граничному условию Неймана при $\rho = r_8$:

$$\frac{\partial A_z}{\partial \rho} = -B_{\varphi t}; \quad B_{\varphi t} = -\mu_0 i_z. \quad (30)$$

Так как i_z является гармонической функцией времени, то ввиду линейности уравнения (28) $B_{\varphi t}$ и A_z также являются гармоническими функциями времени. Тогда, применяя к уравнениям (28)...(30) дискретное преобразование Фурье

$$A1_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} A_z e^{in\varphi} d\varphi, \quad B_{\varphi} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B_{\varphi t} e^{in\varphi} d\varphi, \quad (31)$$

находим, что преобразованное значение z -компоненты векторного магнитного потенциала удовлетворяет уравнению

$$\frac{\partial^2 A1_n}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial A1_n}{\partial \rho} - \frac{n^2}{\rho^2} A1_n = 0 \quad (32)$$

и граничным условиям при $\rho = r_6$

$$\frac{\partial A1_n}{\partial \rho} = 0 \quad (33)$$

и при $\rho = r_8$

$$\frac{\partial A1_n}{\partial \rho} = -B_{\varphi}, \quad B_{\varphi} = -\mu_0 A_m \quad (34)$$

Решением этого уравнения в воздушном зазоре между ярмом ротора и расточкой статора $r_6 < \rho < r_8$ является функция $A1_n = C_1 \rho^n + C_2 \rho^{-n}$.

Удовлетворяя его граничным условиям (33) и (34), находим, что в воздушном зазоре

$$A1_n = \frac{\mu A_m}{n} \frac{\rho^n}{r_8^{n-1}} \frac{1 + r_6^{2n} / \rho^{2n}}{1 - r_6^{2n} / r_8^{2n}}. \quad (35)$$

Возбуждаемое токами обмотки статора магнитное поле в зазоре двигателя описывается обратным преобразованием найденной величины (35) и в неподвижной системе координат (ρ, φ, z) дается рядом по n :

$$A_z(\rho, \varphi, t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A1_n(\rho) e^{i(\omega t - n\varphi)}. \quad (36)$$

Активная мощность вращающейся с угловой скоростью ω магнитной системы возбуждения, затраченная на покрытие джоулевых потерь в корпусе кристаллизатора, медной гильзе и жидком металле, а также механической мощности вращения жидкого металла, полагается известной и согласно [1] равной P_1 . Таким образом, мощность синхронного двигателя для вращения магнитной системы возбуждения должна быть равной P_1 . Вместе с тем токами обмотки статора в зазоре также возбуждается вращающееся магнитное поле, для обеспечения которого обмоткой статора синхронного двигателя потребляется из сети реактивная мощность

$$S_2 = i\omega_c \pi r_7 L \sum_{n=-\infty}^{\infty} A1_n(r_7) A_m^* \quad (37)$$

Она определена исходя из потока вектора Умова-Пойтинга через поверхность расточки статора с учетом осреднения по периоду представленной в комплексном виде функции [6]. Значком (*) отмечено комплексно сопряженное значение функции, L – длина статора двигателя.

Средняя во времени электромагнитная мощность синхронного двигателя, которая приходится на вращение магнитной системы возбуждения, равна

$$S_3 = i \omega \pi r_7 L n A_n(r_7) A_m \Big|_{n=p}, \quad (38)$$

поскольку лишь при $n = p$ среднее во времени значение электромагнитной мощности не равно нулю. В условии (38) L – длина машины в осевом направлении.

Для устойчивой работы двигателя должно выполняться условие

$$\operatorname{Re} S_3 = P_1. \quad (39)$$

Если $\operatorname{Re} S_3 < P_1$, то синхронный двигатель превысит предел статической перегружаемости, и машина выпадет из синхронизма. Для заданного конструктивного исполнения двигателя изменение S_3 может достигаться варьированием величины A_m , т.е. изменением величины фазных токов обмотки статора или, что то же, изменением величины напряжения питания обмотки.

В исходных допущениях при определении магнитных полей в зазоре двигателя полагалось, что начало магнитного полюса будет размещаться, если угол составит $-\pi + \phi_1 / 2$, а начало фазной зоны фазы А обмотки – при условии, что угол составит $-\pi + \phi_A$. Тогда максимум ЭДС E_0 в обмотке статора, возбуждаемой постоянными магнитами, достигается, если пространственный угол составляет $-\pi + \phi_1 / 2 + \phi_2 / 2 = -\pi + \pi / 2p$, в то время как максимум тока в обмотках достигается в случае, если угол равен $-\pi + \pi / 2mp + \phi_A$. Следовательно, угол ϕ , характеризующий [1] пространственный сдвиг проводников с максимумом тока согласно (18) от проводников с максимумом ЭДС ($-E_0$), находящейся против оси полюса, равен

$$\phi = -\pi + \pi / 2mp + \phi_A - (-\pi + \pi / 2p) = (-1/2 + 1/2m + p\phi_A / \pi)\pi / p. \quad (40)$$

По диаграмме напряжений на такой же угол $p\phi$ – в электрических градусах [5] в режиме двигателя при недо возбуждении ток отстает во времени от ЭДС ($-E_0$) или опережает ее при перевозбуждении. В общем случае в двигательном режиме угол ϕ может меняться от $\phi = -\pi / 2p$ при недо возбуждении до $\phi = \pi / 2p$ – при перевозбуждении, и согласно (40) угол ϕ_A меняется в пределах $-1/2m < p\phi_A / \pi < 1 - 1/2m$. Определив в указанном диапазоне для ряда значений ϕ_A обмоточные коэффициенты k_A, k_B, k_C по (25) и (26), при предварительно заданных величинах $I_0, r_6, r_7, r_8, L, w_A, w_B, w_C, p$, и учитывая I_m – действительное число, найдем, что S_3 пропорционально току I_m : $\operatorname{Re}(S_3) = D I_m$, где D – вычисленное по (38) число.

Тогда при заданной нагрузке P_1 в соответствии с (39) для этих значений ϕ_A определим величины фазных токов

$$I_m = P_1 / D. \quad (41)$$

Зная соответствующие этим значениям ϕ_A величины фазных токов I_m , найдем по (37) и (38) мощности S_2, S_3 и величины потерь мощности в обмотке двигателя:

$$S_4 = m I_m^2 (r_1 + ix_1) / 2. \quad (42)$$

Здесь активное r_1 и индуктивное x_1 сопротивления рассеяния обмотки определяются по известным в теории электрических машин формулам.

По найденной мощности синхронного двигателя $S_5 = S_2 + S_3 + S_4$ для этих значений ϕ_A определяются фазное напряжение, коэффициент мощности, КПД, угол φ_c между током и напряжением сети, угол ϕ_e (в эл. град.) между током и ЭДС и другие параметры:

$$U_c = \sqrt{2} S_5 / m I_m; \quad \cos(\varphi_c) = \operatorname{Re}(S_5) / |S_5|; \quad \eta = P_1 / \operatorname{Re}(S_5); \quad \phi_e = p\phi. \quad (43)$$

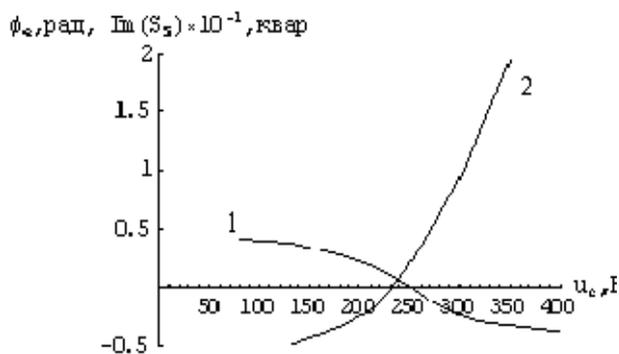


Рис. 2

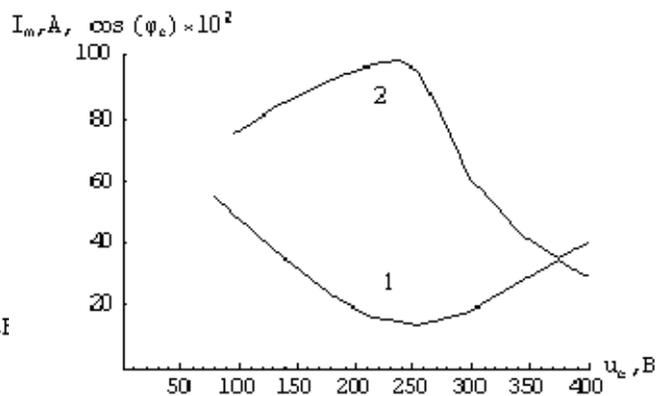


Рис. 3

Из всех приведенных в условии (43) величин, при заданной нагрузке P_1 и частоте сети, независимой регулируемой величиной является лишь напряжение источника питания U_c .

По приведенным формулам для ряда значений ϕ_A при исходных значениях $P_1 = 7055$ Вт; $I_0 = 9,3 \cdot 10^5$ А/м; $r_6 = 0,258$ м; $r_7 = 0,283$ м; $r_8 = 0,288$ м; $f_c = 50$ Гц; $p = 10$; $L = 0,2$ м; $w_A = 300$ рассчитаны требуемое напряжение питания U_c , мощность двигателя S_5 , $\cos(\phi_c)$, I_m и другие показатели. В зависимости от напряжения U_c на рис. 2 приведены величины угла ϕ_e в радианах (кривая 1) и потребляемой из сети реактивной составляющей мощности двигателя (кривая 2).

Таким образом, синхронный двигатель можно рассматривать как генератор реактивного тока – индуктивного по отношению к напряжению источника питания при недовозбуждении и емкостного при перевозбуждении, что достигается в обычных машинах регулированием тока возбуждения. В синхронных двигателях на постоянных магнитах такой возможности нет. Однако регулирование величины реактивной мощности представляется возможным при заданной величине нагрузки P_1 путем изменения величины напряжения источника питания (рис. 2). В зависимости от величины напряжения питания на рис. 3 приведены изменения фазного тока и коэффициента мощности двигателя при заданной величине нагрузки P_1 и постоянстве ЭДС E_0 . U-образная кривая тока (кривая 1) имеет такой же характер изменения, как и в обычных машинах в зависимости от тока возбуждения. Кривой 2 описывается зависимость коэффициента мощности двигателя, который достигает максимума, равного единице, при минимальной величине фазного тока. При перевозбуждении двигателя – $E_0 > U_c$, что соответствует по рис. 3 $U_c < 250$ В или положительным значениям угла ϕ_e согласно рис. 2, имеют место опережающие токи по отношению к напряжению сети, так что двигатель работает в режиме конденсатора, а при $U_c > 250$ В или отрицательных углах ϕ_e токи становятся отстающими, и двигатель для сети представляет индуктивную нагрузку.

Выводы. Применение синхронного двигателя с системой возбуждения на постоянных магнитах позволяет ослабить тепловыделения в магнитной системе возбуждения и устранить возможность потери намагниченности постоянных магнитов под воздействием температуры.

Путем изменения величины напряжения источника питания возможно обеспечить работу двигателя при коэффициенте мощности, равном единице, и минимизировать потери в обмотке двигателя.

1. Виштак Т.В., Карлов А.Н., Кондратенко И.П., Ращепкин А.П. Электромагнитная мощность магнитной системы перемешивателя жидкого металла в кристаллизаторе машин непрерывного литья заготовок // Пр. Ин-ту электродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2013. – Вип. 36. – С. 103–110.
2. Гахов Ф.Д., Черский Ю.И. Уравнения типа свертки. – М.: Наука, 1978. – 296 с.
3. Карлов А.Н., Кондратенко И.П., Ращепкин А.П. Линейная индукционная машина с массивно-зубчатым ротором и короткозамкнутой обмоткой // Техн. электродинаміка. – 2007. – № 4. – С. 62–68.

4. Кондратенко И.П., Ращепкин А.П. Электромагнитные параметры линейной индукционной машины с двухслойной обмоткой // Техн. электродинамика. – 2004. – № 5. – С. 39–44.
5. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. В 2-х частях. Ч.2 – Машины переменного тока. – Л.: Энергия, 1973. – 648 с.
6. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сплошных сред. Серия «Теоретическая физика». Т. 8). – М.: Наука, 1982. – 620 с.
7. Тамм И.Е. Основы теории электричества. – М.: Наука, 1989. – 504 с.
8. Пат. UA 81579, Україна. МПК В22D 27/02, Н02К 17/02. Пристрій для електромагнітного перемішування талового розплаву / Л.П. Кочін, В.С. Плугатар, А.І. Биховський, С.І. Широкопад, Ю.М. Білобров, І.П. Кондратенко, А.П. Ращепкін // ЗАТ «Новокраматорський машинобудівний завод». – 2008.
9. <http://www.hnsgem.com> (<http://russian.alibaba.com/product-gs/mold-electromagnetic-stirrer-mems-18625881.html>)

УДК 621. 313.8

Т.В. Виштак, пров. інж., **О.М. Карлов**, канд. техн. наук, **І.П. Кондратенко**, докт. техн. наук, **А.П. Ращепкін**, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

Синхронний привід магнітної системи на постійних магнітах для збудження обертового магнітного поля в кристалізаторі

Отримано аналітичне рішення задачі про взаємодію магнітного поля постійних магнітів, встановлених з дотриманням періодичності чергування полюсів на поверхні полоого феромагнітного ротора, з магнітним полем статора, що створено 2р-полюсною обмоткою. Магнітні поля від двох джерел приймаються незалежними і розглядаються окремо. Постійні магніти представлено нескінченно тонкими соленоїдами, струмове навантаження яких відповідає значенню їх намагніченості. Прийнято, що область магнітного поля постійних магнітів і обмотки статора обмежена гладкими феромагнітними поверхнями. На цих поверхнях магнітне поле задовольняє умові Неймана. Виконано аналіз взаємодії магнітних полів за умови відомої механічної потужності обертаючої магнітної системи електромагнітного перемішувача. Визначено умови стійкої роботи синхронного двигуна, особливості його роботи в двигуновому режимі й режимі генерації реактивної потужності. Показано можливість регулювання реактивної потужності шляхом зміни напруги живлення статорної обмотки. Бібл. 9, рис. 3.

Ключові слова: синхронний двигун, електромагнітний перемішувач, безперервне лиття.

T.V. Vyshtak, O.M. Karlov, I.P. Kondratenko, A.P. Rashchepkin

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

THE SYNCHRONOUS DRIVE OF THE MAGNETIC SYSTEM ON PERMANENT MAGNETS FOR THE EXCITATION ROTATING A MAGNETIC FIELD IN THE CRYSTALLIZER

In this paper the analytical solution of the problem of the interacting of the magnetic field of the permanent magnets with a magnetic field of the stator created by winding of 2p-pole has been obtained. Permanent magnets are installed with a frequency of alternation of the poles on the surface of a hollow ferromagnetic rotor. Magnetic fields from two independent sources are accepted and dealt with separately. Permanent magnets are represented infinitely thin solenoid current load which corresponds to the value of their magnetization. In this paper we take the area of the magnetic field of the permanent magnets and the stator winding area bounded ferromagnetic surfaces that condition for smooth. At the boundaries have been accepted Neumann conditions. The analysis of interacting of magnetic fields under condition of known mechanical power of rotated magnetic system electromagnetic stirrer has been made. In this paper, conditions for the stable operation of a synchronous motor, and also features in the engine operation mode and reactive power generation are determined. The ability to control reactive power by changing the voltage of the stator winding has been shown. References 9, figures 3.

Key words: synchronous motor, electromagnetic stirrer, continuous casting.

Надійшла 28.04.2014

Received 28.04.2014