

Многополюсные синхронные генераторы с постоянными магнитами для ветроэнергетических установок¹

КОВАЛЕВ Л.К., КОВАЛЕВ К.Л., ТУЛИНОВА Е.Е., ИВАНОВ Н.С.

Разработана методика аналитического расчета двумерных магнитных полей в активной зоне синхронных электрических машин (СМ) с постоянными магнитами (ПМ) применительно к их использованию в ветроэнергетике. Получены аналитические соотношения для определения выходных параметров СМ с ПМ с учетом геометрии активной зоны, числа пар полюсов и магнитных характеристик материалов, в том числе при применении высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП) на роторе. Выведены критериальные зависимости для расчета ЭДС и главного индуктивного сопротивления СМ с ПМ с учетом геометрии машины, наличия или отсутствия ВТСП элементов на роторе и электрофизических свойств используемых материалов. Приведена методика оценки параметров синхронных генераторов с ПМ для ветроэнергетических установок (ВЭУ) большой мощности.

Ключевые слова: синхронный генератор, постоянные магниты, ветроэнергетическая установка, аналитический расчет

В России и за рубежом большое внимание уделяется вопросам расчета и проектирования синхронных электрических машин (СМ) с высококоэрцитивными постоянными магнитами (ПМ) на основе редкоземельных материалов [1, 4]. Как показали исследования, СМ с ПМ имеют относительно простую конструкцию, отличаются высокой надежностью и длительным сохранением магнитных свойств магнитов (до 10 лет) [1, 4]. Такие машины обладают высоким КПД из-за отсутствия потерь на возбуждение, что особенно важно для их применения в промышленности, на транспорте, в аэрокосмической технике и ветроэнергетике. Расчеты СМ с ПМ при числе пар полюсов $p < 4$ подробно рассмотрены в [2]. В то же время мощные низкооборотные СМ с ПМ с большим числом пар полюсов при наличии в составе ротора пленочных ВТСП элементов применительно к их использованию в ветроэнергетике исследованы не достаточно полно.

В статье представлены аналитические решения задач о распределении двумерных магнитных полей в многополюсных СМ с ПМ. Получены простые безразмерные критерии для определения ин-

A procedure for analytically calculating 2D magnetic fields in the active zone of permanent-magnet synchronous machines is developed for using these machines in wind power applications. Analytic relations for determining the output parameters of permanent-magnet synchronous machines are obtained that take into account the active zone geometry, number of pole pairs, and magnetic characteristics of materials, also in the case of using high-temperature superconductors (HTS) in the rotor. Dimensionless dependences for calculating the EMF and main inductive reactance of a permanent-magnet synchronous machine are derived that take into account the machine geometry, presence or absence of HTS elements in the rotor, and electrophysical properties of employed materials. A procedure for estimating the parameters of permanent-magnet synchronous generators for large-capacity wind power installations is presented.

Key words: synchronous generator, permanent magnets, wind power installation, analytic calculation

дуктивных параметров таких машин с учетом геометрических размеров и физических характеристик материалов в активной зоне. Это позволяет рассчитывать машины на этапах их проектирования с учетом характеристик ветроэнергетических установок, а также параметров осевых турбин для малой гидроэнергетики.

Двухмерные магнитные поля в активной зоне СМ с ПМ. Схема многополюсной синхронной электрической машины с ПМ представлена на рис. 1. При постановке задачи расчета двумерных магнитных полей в дальнейшем принимаются следующие основные допущения: вектор намагниченности всех постоянных магнитов M имеет только радиальную составляющую $M\{0, M_r\}$. Принимается, что составляющая M_r секций радиальных ПМ распределена по радиусу как $M_r = M_0 R_r / r$, что приближенно соответствует постоянству магнитного потока Φ по радиусу и обеспечивается применяемыми технологиями намагничивания радиальных постоянных магнитов. В зоне ротора, занятой секциями радиальных магнитов и немагнитными промежутками между ними, распределение M_r по азимутальному углу j аппроксимируется ступенчатой функцией от j и ее разложением в ряд Фурье. При рассмотре-

¹ Работа выполнена в рамках Государственного контракта «Разработка сверхпроводниковых двигателя, генератора, кинетического накопителя энергии и испытательного стенда».

нии магнитного поля машины ярмо статора считается ненасыщенным ($\mu_c \neq \infty$). Для получения аналитических решений, описывающих электромагнитные процессы в СМ с ПМ, используется эквивалентный токовый слой на радиусе R_a (рис. 2) с линейной плотностью J_0 , синусоидально распределенной по угловой координате j . Машина считается достаточно длинной $t/L < 1$ ($t = \rho R_s / p$ — полюсное деление).

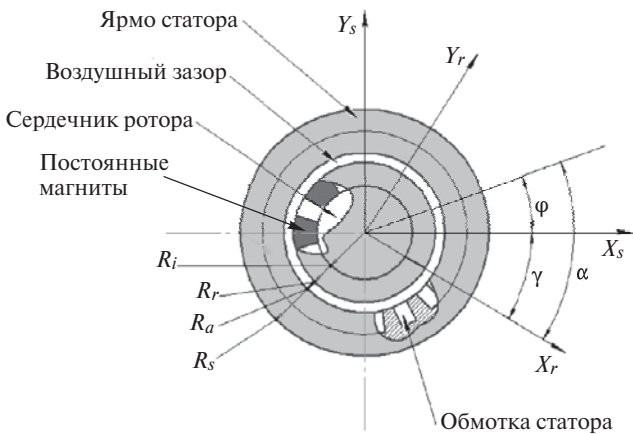


Рис. 1. Конструктивная схема многополюсной электрической машины с постоянными магнитами

С учетом принятых допущений при записи расчетных соотношений использовалось схематическое изображение на рис. 2.

Задача о распределении двумерных магнитных полей сводится к решению уравнения Пуассона относительно осевой составляющей векторного магнитного потенциала A ($B = \text{rot}A$) при соответствующих граничных условиях на поверхностях раздела сред с различными магнитными свойствами [1]:

$$B_{n+} = B_{n-} ; H_{t+} = H_{t-} .$$

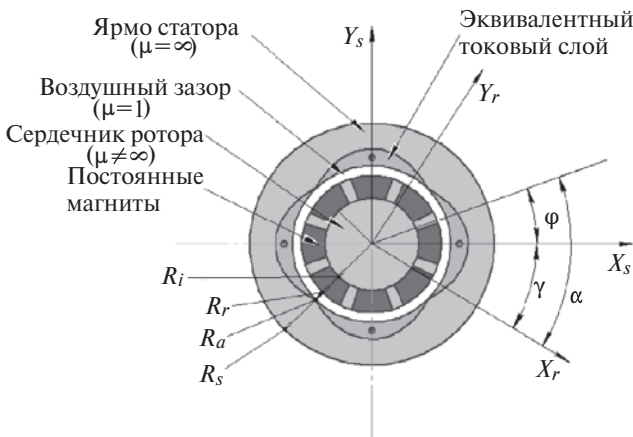


Рис. 2. Расчетная схема многополюсной синхронной электрической машины с постоянными магнитами

При принятых допущениях активная зона СМ с ПМ содержит области, отличающиеся магнитными свойствами (рис. 2):

сердечник ротора ($0 \leq r \leq R_r$) с магнитной проницаемостью μ_p ;

кольцевая область с постоянными магнитами ($R_r \leq r \leq R_r$), в которой материальные уравнения для связи B и H имеют вид [3]:

$$B_r = \mu_0 H_r ; M_r = \frac{R_r}{r} \cos pa ; B_j = \mu_0 H_j , \quad (1)$$

где M_r соответствует первой гармонике разложения в ряд Фурье намагниченности ПМ в активной зоне машины; a — угол, отсчитываемый в системе координат ротора (см. рис. 2);

область воздушного зазора между расточкой статора R_s с $\mu_c \neq \infty$ и поверхностью ротора R_r ($R_r \leq r \leq R_s$), $\mu_0 = 1$.

Распределение магнитных полей в указанных областях можно найти, решив соответствующие уравнения Пуассона для векторного магнитного потенциала с использованием граничных условий на поверхностях раздела сред с различными магнитными проницаемостями. Поправка на параметры СМ с ПМ за счет конечного размера зубцовой зоны и спинки статора может быть найдена из теории магнитных цепей после решения двумерной задачи.

Структура решения в воздушном зазоре. В области воздушного зазора с токовым слоем, расположенным на радиусе R_a , уравнение Пуассона для векторного магнитного потенциала имеет вид [2]:

$$\Delta A = \mu_0 J_0 \sin(pj) \delta(r - R_a), \quad (2)$$

где $\delta(r - R_a)$ — дельта-функция.

Общее решение (2) для первой гармоники векторного потенциала [2]:

$$A_d = \frac{\mu_0 w_a m_\phi^j k_a \frac{a}{\delta} r^{\pm p}}{2 p \rho} \left(\frac{c_p}{R_a} \sin(pj) + (a_p \sin(pj) + c_p \cos(pj)) r^p + (b_p \sin(pj) + d_p \cos(pj)) r^{-p} \right) \quad (3)$$

где μ_0 — магнитная проницаемость вакуума; i_m — амплитудное значение тока статора; m_ϕ — число фаз; w_a — число витков в фазе; k_a — обмоточный коэффициент; R_a — радиус токового слоя; p — число пар полюсов; a_p, b_p, c_p, d_p — неизвестные константы, определяемые из граничных условий; знак «+» соответствует области внутри токового слоя ($r < R_a$); знак «-» — области вне токового слоя ($r > R_a$).

Граничное условие $[H_t] = 0$ на поверхности статора с $\mu_c \neq \infty$ ($r = R_s$):

$$-\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_d}{\partial r} \Big|_{R_s} = 0. \tag{4}$$

После подстановки (3) в (4) можно найти связь между константами b_p и a_p , d_p и c_p :

$$b_p = a_p R_s^{2p} - R_s^p; \quad d_p = c_p R_s^{2p}. \tag{5}$$

С учетом (5) решение для A_d в воздушном зазоре записывается в виде:

$$A_d = \frac{\mu_0 w_a m \phi^i m k_a}{2pp} \left[\frac{\partial}{\partial r} R_s^{\frac{\partial}{\partial}} \sin(pj) + \frac{\partial}{\partial r} R_s^{2p} \frac{\partial}{\partial} \sin(pj) + \frac{\partial}{\partial r} R_s^{2p} \frac{\partial}{\partial} \cos(pj) \right]. \tag{6}$$

Структура решения в кольцевой зоне с ПМ. С учетом принятых допущений о намагниченности ПМ уравнение Пуассона для области магнитов ($R_i \leq r \leq R_r$) можно записать в следующем виде:

$$\Delta A_m = \frac{1}{\mu_0} \text{rot} M, \tag{7}$$

где значение намагниченности ПМ M определяется из (1) как $M = \frac{1}{r} M_0 R_r \cos(\alpha p)$; α — угол, отсчитываемый в системе координат ротора (рис. 2), связан с углом j , отсчитываемым в системе координат статора зависимостью: $\alpha = (g + j)p$, где g — угол поворота ротора относительно статора.

При этом напряженность магнитного поля удовлетворяет уравнению Максвелла $\text{rot} \vec{H} = 0$ [1]:

$$\text{rot} \vec{H} = \frac{1}{r} \frac{\partial(r H_j)}{\partial r} - \frac{1}{r} \frac{\partial H_r}{\partial j} = 0. \tag{8}$$

Учитывая соотношения составляющих напряженности магнитного поля для $H_j = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A}{\partial r}$;

$H_r = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A}{\partial j} - \frac{M_0 R_r}{r} \cos(\alpha p)$ и подставляя их в (8), получаем уравнение, описывающее распределение векторного магнитного потенциала в кольцевой магнитной оболочке:

$$\frac{\partial}{\partial r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{\partial}{\partial j} \frac{\partial A}{\partial j} + \frac{1}{r} \frac{\partial^2 A}{\partial j^2} = \frac{M_0 R_r}{r} \sin((g + j)p). \tag{9}$$

Общее решение уравнения (9) имеет вид:

$$A_m = \frac{M_0}{p} \sin((g + j)p) + d_1 r^p + \frac{d_2}{r^p} \sin(pj) +$$

$$+ c_3 r^p + \frac{d_4}{r^p} \cos(pj), \tag{10}$$

где d_1, d_4 — неизвестные константы, определяемые из граничных условий задачи.

Структура решения в сердечнике ротора. В данной области решение уравнения Лапласа ($\Delta A_i = 0$) для векторного магнитного потенциала с учетом граничных условий при $r = 0$ ($A|_{r=0} < \infty$) имеет вид:

$$A_i = c_1 r^p \sin(pj) + c_2 r^p \cos(pj), \tag{11}$$

где c_1, c_2 — неизвестные константы.

Соотношения (6), (10), (11) для распределения векторного магнитного потенциала в активной зоне СМ с ПМ содержат 8 неизвестных констант ($a_p, c_p, d_1, d_2, d_3, d_4, c_1, c_2$), которые определяются из граничных условий соответственно на поверхности ротора ($r = R_r$) и сердечника ($r = R_i$):

$$\begin{aligned} [B_n] = 0, \quad \frac{1}{r} \frac{\partial A_d}{\partial j} \Big|_{R_r} &= \frac{1}{r} \frac{\partial A_m}{\partial j} \Big|_{R_r}, \quad \frac{1}{r} \frac{\partial A_i}{\partial j} \Big|_{R_i} = \frac{1}{r} \frac{\partial A_m}{\partial j} \Big|_{R_i}, \\ [H_j] = 0, \quad -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_d}{\partial j} \Big|_{R_r} &= -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_m}{\partial j} \Big|_{R_r}, \\ -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_i}{\partial r} \Big|_{R_i} &= -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_m}{\partial r} \Big|_{R_i}. \end{aligned} \tag{12}$$

Подставив явный вид A_d, A_i и A_m из (6), (10), (11) в (12), можно получить систему алгебраических уравнений для определения неизвестных констант $a_p, c_p, d_1, d_2, d_3, d_4, c_1$ и c_2 , решив которую, получим:

$$\begin{aligned} a_p &= \frac{M_0 R_r \cos(pg)}{4p E_e R_r^p} \{ (\bar{R}^p + \bar{R}^{2p})_m + (\bar{R}^p + \bar{R}^{2p}) \} \cdot \\ &\cdot \frac{\bar{R}^p - 1}{\bar{R}^p} + \frac{1}{R_s^p} m; \\ c_p &= \frac{M_0 R_r \sin(pg)}{4p E_e R_r^p} \{ (\bar{R}^p + \bar{R}^{2p})_m + (\bar{R}^p + \bar{R}^{2p}) \} \cdot \\ &\cdot \frac{\bar{R}^p - 1}{\bar{R}^p}; \\ d_1 &= \frac{M_0 R_r \cos(pg)}{4p R_r^p} \{ k((\bar{R}^p + \bar{R}^{2p})_m + \bar{R}^p) - \frac{\bar{R}^{2p}}{\bar{R}^p} \} \cdot \\ &\cdot \frac{\bar{R}^p + 1}{\bar{R}^{2p}} + (m+1) \frac{E_e}{R_s^p}; \\ d_2 &= \frac{M_0 R_r \cos(pg)}{4p R_r^p} \{ k((\bar{R}^p + \bar{R}^{2p})_m - \bar{R}^p) - \bar{R}^{2p} \} \cdot \\ &\cdot (\bar{R}^p + 1) R_i^{2p} + (m-1) R_s^p E_e; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 d_3 &= \frac{M_0 R_r \sin(p\vartheta)}{4pR_r^p} \{k((\bar{R}^p + \bar{R}^{2p})_{m+} - \bar{R}^{2p}) - \bar{R}^p + 1\}, \\
 d_4 &= \frac{M_0 R_r \sin(p\vartheta)}{4pR_r^p} \{k((\bar{R}^p + \bar{R}^{2p})_{m-} - \bar{R}^{2p}) - \bar{R}^p + 1\}, \\
 c_1 &= (m-1)E_c \frac{(\bar{R}^p + 1)}{R_s^p} + \frac{M_0 \cos(p\vartheta)}{4R^{2p}} (\bar{R}^p + \bar{R}^{2p}), \\
 c_2 &= \frac{M_0 \sin(p\vartheta)}{4R^{2p}} (\bar{R}^p + \bar{R}^{2p}) (\bar{R}^p - 1) (\bar{R}^{2p} + 1) (m-1),
 \end{aligned}$$

где $E_e = \frac{\pi_0 w_a m_\phi^j m k_a}{2pp}$; $m = \frac{m+L}{mL+1}$; $L = \frac{\bar{R}^{2p} - 1}{\bar{R}^{2p} + 1}$;
 $k = \frac{\bar{R}^p - 1}{\bar{R}^p + 1}$; $\bar{R} = \frac{R_r}{R_i}$, $\bar{R} = \frac{R_s}{R_i}$.

На рис. 3, а–г представлены результаты расчета распределения векторного магнитного потенциала A в активной зоне СМ с ПМ при различном числе пар полюсов p . Из рисунков видно, что при увеличении числа пар полюсов распределение векторного магнитного потенциала становится существенно неоднородным. При больших значениях p распре-

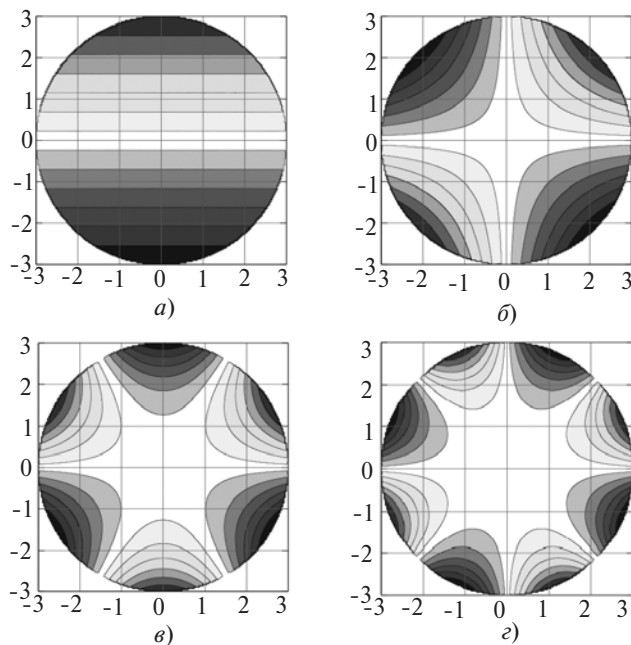


Рис. 3. Распределение векторного магнитного потенциала в активной зоне СЭМ с ПМ при различном числе пар полюсов: а – $p=1$; б – $p=2$; в – $p=3$; г – $p=4$

деление локализовано в основном в области воздушного зазора и быстро затухает вне его. Это позволяет при проектировании и изготовлении существенно уменьшить массу многополюсного сердечника ротора.

Если на внешнем радиусе ротора находится ВТСП оболочка, экранирующая поля статора, то выражения для коэффициентов a_p и c_p в воздушном зазоре будут иметь вид:

$$a_p = \frac{R_s^{2p} - R_r^{2p}}{(R_s^{2p} + R_r^{2p})R_s^p}; c_p = 0. \quad (14)$$

Основные параметры СЭМ с ПМ. Основными параметрами синхронных машин с постоянными магнитами являются ЭДС холостого хода и главное индуктивное сопротивление, для определения которого найдем энергию магнитного поля в активной зоне машины от токов статора при нулевых значениях намагниченности ПМ ($M=0$) [1]:

$$W = \frac{1}{2} \oint J A_d dV = \frac{1}{2} J_0 L_s R_s \int_0^{2p} A_d \Big|_{r=R_s} \sin(pj) dj, \quad (15)$$

где $J_0 = \frac{m_\phi i_m w_a k_a}{\rho R_s}$ – токовая нагрузка статора; L_s – активная длина машины; A_d определяется из (6) с учетом выражений для a_p и c_p из (13).

После интегрирования получим

$$W = \frac{\pi_0 k_a^2 i_m^2 m_\phi^2 w_a^2 L_s}{2pp} m, \quad (16)$$

где m_ϕ – число фаз; i_m – амплитудное значение тока фазы; w_a – число витков статора; k_a – обмоточный коэффициент.

Энергия одной фазы СЭМ $W_1 = W / m_\phi$; используя соотношения $W_1 = LI_c^2 / 2$; $x_a = \omega L$; $i_m = I_c \sqrt{2}$ (где I_c – действующее значение тока статора; ω – круговая частота), получаем явные выражения для главного индуктивного сопротивления:

при отсутствии ВТСП оболочки

$$x_a = 4\pi_0 f k_a^2 m_\phi^2 w_a^2 L_s m / p;$$

при наличии ВТСП оболочки,

$$x_a = 4\pi_0 m_\phi w_a^2 k_a^2 L_s f R_s^p / p R_r^p, \quad (17)$$

где f – частота сети.

Действующее значение ЭДС ротора E_0 находится через поток от магнитов при нулевых токах статора с помощью следующих соотношений [2, 4]:

$$E_0 = p \sqrt{2} k_a w_a f \Phi_m; \quad (18)$$

$$F_m = 2tL_s B_m / p, \quad t = pR_s / p, \quad (19)$$

где F_m — магнитный поток через полюсное деление t от ПМ ротора; B_m — амплитудное значение радиальной составляющей магнитной индукции в воздушном зазоре при $r = R_s$:

$$B_m = B_{dr} \Big|_{R_s} = \frac{\partial A_d}{\partial r} \Big|_{R_s} = \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial A_d}{\partial \theta} \right) \Big|_{R_s}. \quad (20)$$

Подставляя (19), (20) в (18) и учитывая явный вид A_d (6), а также то, что ток статора $I = 0$, получаем выражение для ЭДС холостого хода:

$$E_0 = 2\sqrt{2} \frac{p}{p} k_a w_a f R_s^p L_s M_0 \cdot \left\{ (\bar{R}^p + \bar{R}^{-2p})_m + (\bar{R}^p - \bar{R}^{-2p}) \right\} \frac{\bar{R}^p - 1}{2R_r^p - 1\bar{R}^p}. \quad (21)$$

Выражение (21) справедливо и при наличии ВТСП оболочки на роторе.

По (17) и (21) можно построить зависимости ЭДС холостого хода E_0 и индуктивного сопротивления x_a от числа пар полюсов p СМ с ПМ при наличии ВТСП оболочки на роторе и при ее отсутствии. В расчетах принималось одинаковое значение числа витков фазы w_a при различных p . Установлено, что с увеличением числа пар полюсов главное индуктивное сопротивление и ЭДС уменьшаются; при больших значениях p их асимптотические зависимости $x_a \sim 1/p^2$, а $E_0 \sim 1/p$.

СМ в двигательном и генераторном режимах. Из векторной диаграммы ЭМ с ПМ [1] в двигательном режиме можно получить следующие выражения для $\cos \varphi$, тока фазы I и электромагнитной мощности P_2 (приведены соотношения в предположении нулевого сопротивления обмоток статора):

$$\cos \varphi = \frac{E_0 \sin(\varphi)}{\sqrt{(U \cos(\varphi) - E_0)^2 + (U \sin(\varphi))^2}}; \quad (22)$$

$$I(\varphi) = \frac{\sqrt{(U \cos(\varphi) - E_0)^2 + (U \sin(\varphi))^2}}{x_a}; \quad (23)$$

$$P_2(\varphi) = \frac{m_\phi U E_0}{x_a} \sin(\varphi), \quad (24)$$

где φ — угол нагрузки.

По (22)—(24) можно построить угловые характеристики машины в двигательном режиме. В расчете принималось: $R_s = 0,034$ м; $R_r = 0,031$ м; $R_j = 0,024$ м; $L_s = 0,08$ м; $w_a = 264$; $f = 50$ Гц; $M_0 = 0,7$ Тл; $U = 220$ В. Зависимости показали, что

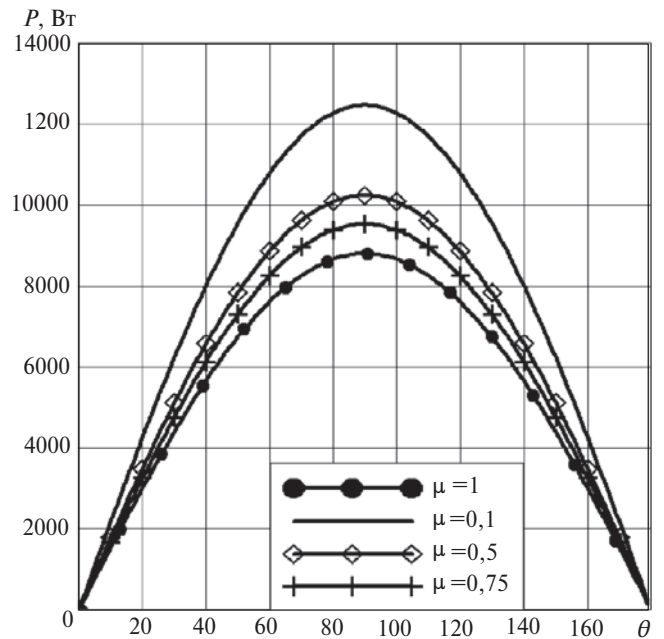


Рис. 4. Зависимости выходной мощности от угла нагрузки при различных значениях магнитной проницаемости ВТСП оболочки

$\cos \varphi$ имеет максимум при небольшом угле нагрузки, мощность двигателя максимальна при угле нагрузки 90° , а ток статора I увеличивается с ростом угла нагрузки.

На рис. 4 приведены зависимости выходной мощности СЭМ в двигательном режиме от угла нагрузки при различных значениях магнитной проницаемости ВТСП оболочки. Видим, что применение тонкой ВТСП оболочки на поверхности ротора с ПМ позволяет увеличить выходную мощность СМ с ПМ до двух раз.

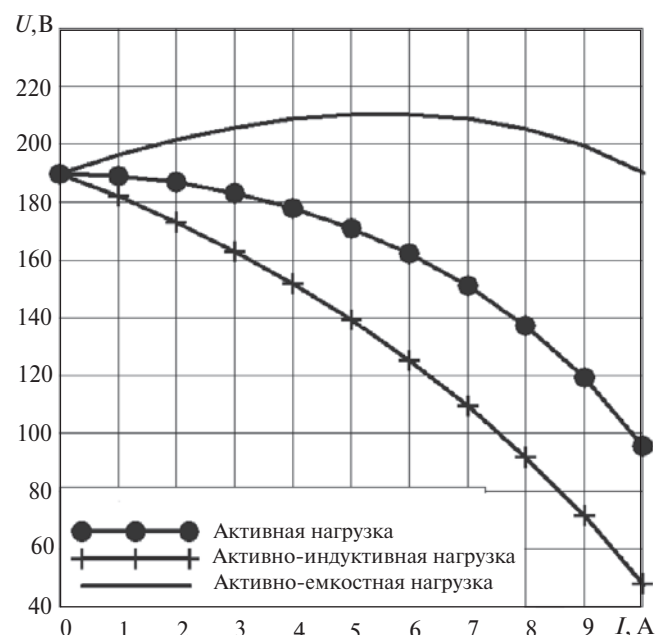


Рис. 5. Внешняя характеристика генератора с ПМ

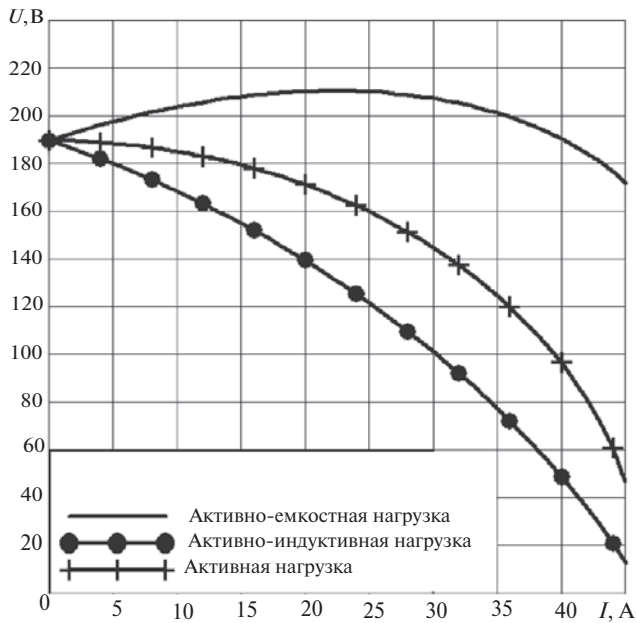


Рис. 6. Внешняя характеристика генератора с ПМ и ВТСП оболочкой на роторе

Внешние характеристики СМ с ПМ в генераторном режиме приведены на рис. 5, внешние характеристики СМ с ПМ и ВТСП оболочкой — на рис. 6 [4]:

$$U = \sqrt{E_0^2 - (x_a I)^2 \cos(j)^2} - x_a I \sin(j), \quad (25)$$

где j — угол, который зависит от характера нагрузки: $j = 0$ при активной нагрузке, $j < 0$ при емкостной, $j > 0$ при индуктивной.

Энергетические параметры ветроэнергетической установки (ВЭУ). В отсутствие турбулентности объем воздуха, проходящего в единицу времени через поперечное сечение ветроколеса площадью A_k (ометаемую площадь), обладает кинетической энергией [3]:

$$P_0 = \frac{1}{2} \rho A_k u_0^3, \quad (26)$$

где ρ , u_0 — плотность и скорость набегающего воздушного потока; таким образом, P_0 есть энергия ветрового потока.

Плотность воздуха ρ зависит от высоты и метеорологических условий. Скорость ветра увеличивается с высотой, зависит от местных географических условий и может сильно изменяться во времени. Предположим, что на заданной высоте мачты ветроколеса плотность воздуха ρ и скорость ветра u_0 постоянны во времени и в любом поперечном сечении рассматриваемого воздушного потока.

Мощность, передаваемая ветроколесом на вал генератора, может быть выражена с помощью коэффициента Бетца C_p [5]:

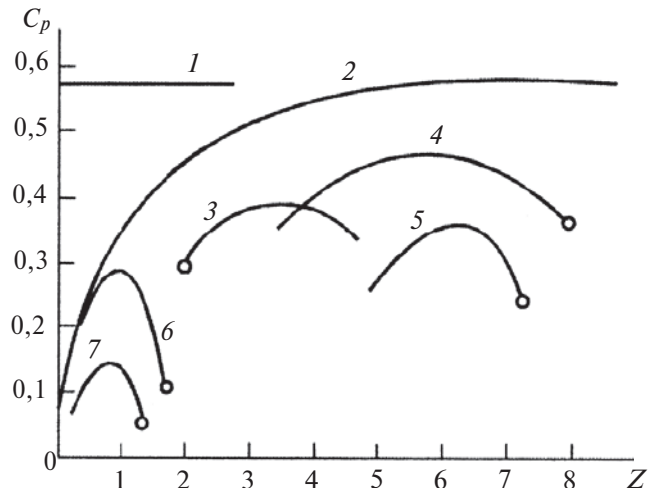


Рис. 7. Зависимость критерия C_p от быстроходности ветроколес различного типа: 1 — критерий Бетца (59%); 2 — критерий Глаурта; 3 — трехлопастное ветроколесо; 4 — двухлопастное ветроколесо; 5 — вертикально-осевые ветроколеса типа Дарье; 6 — многолопастные ветронасосы; 7 — ротор Савониуса

$$P_2 = P_0 C_p. \quad (27)$$

Максимальное значение $C_p = 16/27 \approx 0,59$ [3, 6]. Таким образом, в лучшем случае только немногим более половины энергии набегающего ветрового потока можно использовать в ветроустановке. Это объясняется тем, что воздушный поток должен обладать определенной кинетической энергией, чтобы покинуть область ветроколеса.

Важным параметром ветроколеса является его быстроходность [3]:

$$Z = RW/u, \quad (28)$$

где R — радиус ветроколеса; W — частота вращения.

На рис. 7 показаны зависимости критерия C_p от быстроходности ветроколес различного типа [3].

Методика оценки параметров синхронных генераторов (СГ) с ПМ для ВЭУ. Инженерная методика расчёта СГ ВЭУ основывается на следующих предположениях. Мощность генератора P_2 считается заданной, коэффициент C_p можно найти для различных ветроколес по графику на рис. 7. Из (26)—(28) можно вычислить поперечное сечение ветроколеса A_k , зная мощность генератора P_2 , коэффициент C_p , а также скорость ветра u_0 :

$$A_k = \frac{2P}{\rho u_0^3 C_p}. \quad (29)$$

Характерные размеры электрической машины получим из следующих соотношений:

радиус ветроколеса $R = \sqrt{A_k / \rho}$. Оценка внешнего радиуса синхронной машины $R_E = R / K_s$, где K_s — конструктивный параметр, выбираемый из опыта проектирования ветроэнергетических уста-

новок [6] ($K_s = 10, 30$ в зависимости от размера ветроколеса);

радиус расточки статора многополюсной синхронной машины $R_s \gg R_E / 1,25$, радиус ротора $R_r = R_s - d$, где d – воздушный зазор, радиус сердечника ротора $R_i = R_r - Dm$, где Dm – высота постоянных магнитов ротора, активная длина машины $L_s = l 2R_s$, где l – относительная длина машины.

После определения основных размеров электрической машины оценивается число лопастей ветроколеса $n_L = 4p / z$.

Физическая частота вращения вала ветроколеса и СГ $\omega = u_0 Z / R$ (рад/с), физическая частота вращения вала ветроколеса и СГ $n = 30W/p$ (об/мин), при этом $\omega = pW$.

Затем ориентировочно оцениваются обмоточные параметры машины: $Z_s \gg \frac{2pR_s}{b_n + b_s}$, где Z_s – число пазов статора; b_n и b_s – высота и ширина паза; число пазов на полюс и фазу $q = \frac{Z_s}{m_\phi p} \gg 1$, число витков

w_a можно примерно оценить по значению ЭДС холостого хода. Далее, используя (17), (21) и (25), определяются основные параметры синхронного генератора с ПМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины, т. 2. – М.: Изд-во МЭИ, 2006, 532 с.
2. Ковалев Л.К., Ковалев К.Л., Конеев С.М.-А. Электрические машины и устройства на основе массивных высокотемпературных сверхпроводников. – М.: Физматлит, 2010, 396 с.

3. Удалов С.Н. Возобновляемые источники энергии. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008, 432 с.

4. Бут Д.А. Основы электромеханики. – М.: Изд-во МАИ, 1996, 468 с.

5. Виссарионов В.И. Методы расчёта ресурсов возобновляемых источников энергии. – М.: Изд-во МЭИ, 2009, 144 с.

6. Соренсен Б. Преобразование, передача и аккумуляция энергии. – М.: Интеллект, 2011, 296 с.

[26.11.12]

Авторы: Ковалев Лев Кузьмич окончил факультет «Энергомашиностроение» Московского высшего технического училища им. Баумана в 1964 г. и механико-математический факультет Московского государственного университета в 1968 г. В 1996 г. защитил докторскую диссертацию по авиационно-космической электроэнергетике в Московском авиационном институте (МАИ). Заведующий кафедрой «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы» МАИ.

Ковалев Константин Львович окончил в 1993 г. факультет «Экспериментальная и теоретическая физика» Московского инженерно-физического института. В 2005 г. защитил в Московском энергетическом институте докторскую диссертацию по сверхпроводниковым электрическим машинам. Ведущий научный сотрудник кафедры «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы» МАИ.

Тулинова Екатерина Евгеньевна окончила факультет «Системы управления, информатика и электроэнергетика» МАИ в 2011 г. Младший научный сотрудник кафедры «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы» МАИ.

Иванов Николай Сергеевич окончил факультет «Системы управления, информатика и электроэнергетика» МАИ в 2011 г. Инженер кафедры «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы» МАИ.

* * *

Уважаемые авторы!

Редакция публикует при каждой статье краткие сведения об авторах на русском и английском языке. В связи с этим просим вас при направлении статьи в редакцию сообщать:

полные имена и отчества всех авторов;

какой факультет, какого вуза и когда закончил;

когда получил ученую степень, где и по какой тематике (теме) была защита; место работы и должность.

Кроме того, напоминаем, что на каждую статью следует представлять реферат (не менее 100 слов) на русском и английском языках (включая название), а также ключевые слова.

