

# Высокодинамичные электрические машины с постоянными магнитами и массивными высокотемпературными сверхпроводниковыми элементами<sup>1</sup>

ЛЕВИН А.В., ВАСИЧ П.С., ДЕЖИН Д.С., КОВАЛЕВ Л.К., КОВАЛЕВ К.Л.,  
ПОЛТАВЕЦ В.Н., ПЕНКИН В.Т.

*Рассматривается новая схема высокотемпературной сверхпроводниковой (ВТСП) синхронной машины с композитным слоистым ротором. Изложены теоретические методы расчета двумерных магнитных полей, индуктивных параметров и выходных характеристик таких машин с учётом слоистой структуры и физических свойств активных элементов ротора (ВТСП, постоянных магнитов, ферромагнетиков). Приводятся результаты исследований опытного образца ВТСП двигателя, обсуждаются вопросы его использования в промышленных приводах.*

**Ключевые слова:** синхронный электродвигатель, композитный слоистый ротор, высокотемпературный сверхпроводник, методы расчета, экспериментальная модель

В настоящее время появляются новые материалы для электромеханики, перспективными из них являются: высокотемпературные сверхпроводники (ВТСП) с плотностью тока порядка 100 А/мм<sup>2</sup> при температуре жидкого азота (77 К); полиаморфные и новые электротехнические стали с относительной магнитной проницаемостью  $m$  порядка  $10^3 \sim 10^4$ ; постоянные магниты (ПМ) на основе редкоземельных материалов (РЗМ) с остаточной индукцией  $B_r \sim 1$  Тл.

Так, в [1, 2] рассмотрены вопросы теории и приведены результаты экспериментального исследования широкого класса гистерезисных и реактивных двигателей с массивными ВТСП элементами на роторе. Показано, что такие ВТСП двигатели обладают существенно более высокими удельными энергетическими характеристиками по сравнению с электрическими машинами традиционного исполнения и могут уже сейчас найти применение в различных областях науки и техники.

В последние годы разработки ВТСП токонесущих элементов на основе массивных иттриевых керамик и листовых элементов с тонкими пленками из иттриевой керамики (так называемых coated

*A new schematic design of a high-temperature superconducting synchronous machine with a composite laminated rotor is considered. Theoretical methods for calculating 2D magnetic fields, inductive parameters, and output characteristics of such machines taking into account the laminated structure and physical properties of active rotor elements (high-temperature superconductors, permanent magnets, and ferromagnetics) are outlined. Results obtained from studies of an experimental model of a high-temperature superconducting motor are given, and matters concerned with using it in industrial drives are discussed.*

**Key words:** synchronous electric motor, composite laminated rotor, high-temperature superconductor, calculation methods, experimental model

conductors) позволяют улучшить энергетические параметры существующих ВТСП двигателей, а также рассмотреть ряд перспективных конструктивных схем ВТСП электрических машин с более высокими удельными энергетическими параметрами. Одна из них – ВТСП электрическая машина с композитным слоистым ротором из чередующихся пластин: постоянных магнитов, ферромагнитных материалов и ВТСП токонесущих элементов. Новая конструкция ротора при криогенных температурах  $T < T_K$  обеспечивает низкую магнитную проводимость по оси  $d$ , совпадающей с ориентацией магнитов, и высокую – по оси  $q$ , перпендикулярной оси намагничивания постоянных магнитов. Предельные параметры такой ВТСП электрической машины в литературе рассмотрены недостаточно полно.

В статье изложены теоретические подходы к описанию магнитных свойств композитных роторов с учетом концентраций и свойств входящих в него элементов. Даны аналитические и численные методы расчета двумерных магнитных полей, индуктивных параметров и выходных характеристик синхронных двигателей со слоистым ротором. Представлены варианты конструктивных схем двухполюсных ВТСП двигателей со слоистым ротором и результаты исследования их предельных энергетических параметров.

<sup>1</sup> Работа проводилась при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007–2013 гг.» (Мероприятие 1.8).

**Общая постановка двумерных электродинамических задач.** Схема синхронного двухполюсного ВТСП двигателя со слоистым композитным ротором представлена на рис. 1,а. Ротор состоит из чередующихся слоев ВТСП элементов, постоянных магнитов и ферромагнитного материала. В дальнейшем принимается, что вектор намагниченности всех блоков из РЗМ  $\vec{M}$  постоянен и направлен по оси  $X$  перпендикулярно плоскости пластин ( $\vec{M}\{M_x, 0\}$ ;  $M = \text{const}$ ). Ферромагнитные пластины ротора из магнитомягких электротехнических сталей являются ненасыщенными и характеризуются относительной магнитной проницаемостью  $\mu_{Fe} \gg 1$ .

Предполагается, что ярмо статора также ненасыщено, а его относительная магнитная проницаемость существенно больше единицы ( $\mu_c \gg 1$ ).

В дальнейшем для получения простых аналитических решений, описывающих электромагнитные процессы в ВТСП двигателях, трехфазные обмотки статора заменяются эквивалентным токовым слоем на радиусе расточки  $R_s$  с линейной плотностью  $J_0$ , синусоидально распределенной по угловой координате  $j$  (рис. 1,б). В качестве ВТСП элементов из иттриевой керамики (YBCO, соединение 1-2-3) могут использоваться как монодоменные объемные пластины, так и листовые элементы типа coated conductors [1, 2]. Монодоменные ВТСП токонесущие элементы характеризуются относительно высокими значениями транспортных токов (около 100 А/мм<sup>2</sup> и более) [1, 2]. В дальнейшем при построении аналитических решений относительная магнитная проницаемость ВТСП пластин считается заданной  $\mu_c \ll 1$  и может быть определена на основе соответствующих феноменологических моделей и экспериментальных данных [1, 2].

При решении электродинамических задач в активной зоне синхронного ВТСП двигателя реальная структура слоистого композитного ротора (рис. 2,а) заменяется эквивалентной анизотропной средой с тензором усредненных относительных магнитных проницаемостей  $\hat{\mu} = \begin{pmatrix} \mu_{X\phi} & 0 \\ 0 & \mu_{Y\phi} \end{pmatrix}$  и эквивалентной намагниченностью  $\vec{M}\{M_x, 0\}$  (рис. 2,б). Методика определения составляющих тензора  $\mu_x$ ,  $\mu_y$  и вектора намагниченности  $\vec{M}\{M_x, 0\}$  по заданным свойствам ВТСП элементов, ПМ из РЗМ и ферромагнитных материалов с учетом их геометрии и концентраций будет рассмотрена ниже.

С учетом принятых допущений распределение магнитных полей  $B$  в линейной зоне ВТСП двигателей с длинным ротором ( $L/D > 3, 4$ ) может быть

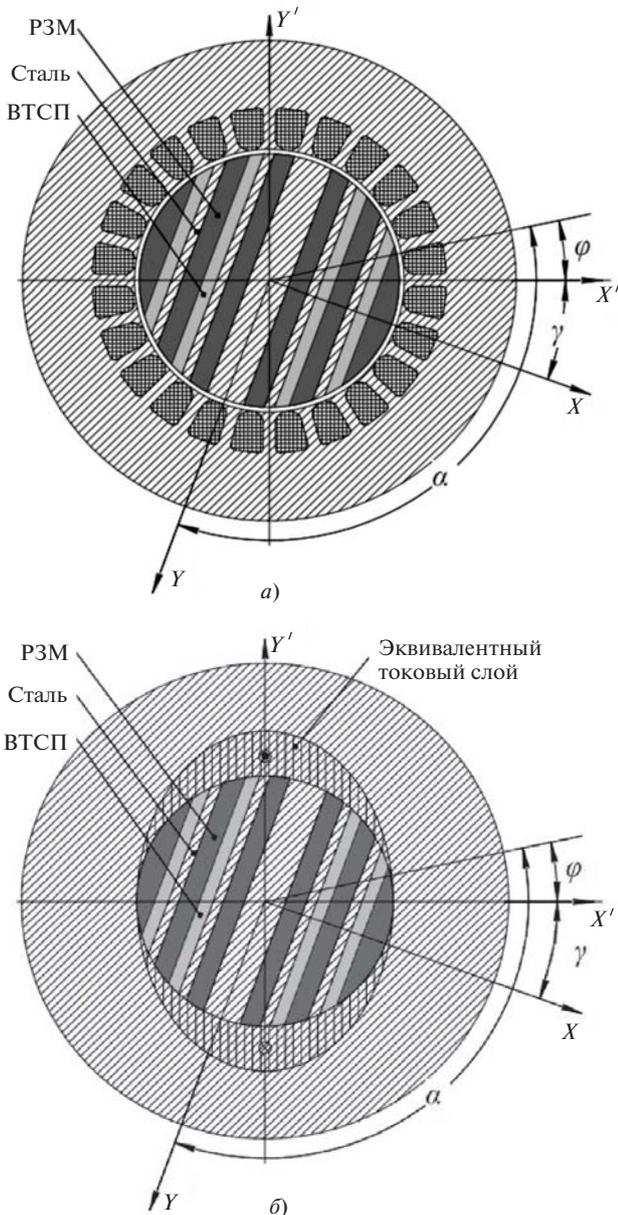


Рис. 1. Структура активной зоны ВТСП двигателя: а – поперечное сечение ВТСП двигателя; б – геометрия модели

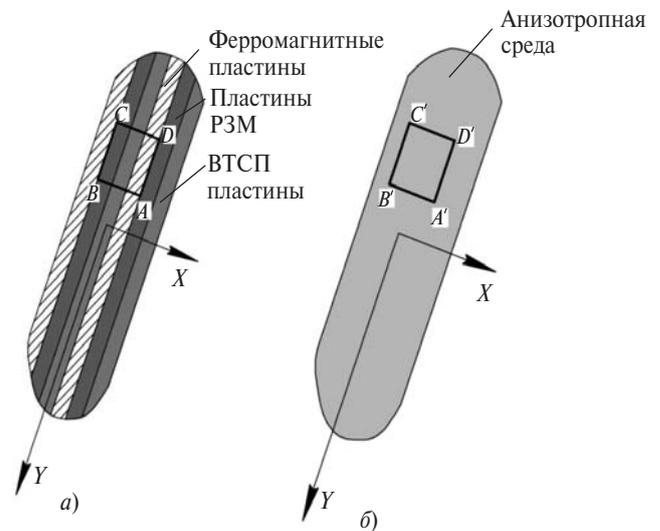


Рис. 2. Геометрия активных слоев композитного ротора (а) и переход к модели анизотропной среды (б)

найден из решения двумерных электродинамических задач, описываемых уравнениями Максвелла [1, 2]:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \bar{H} = 0; \operatorname{div} \bar{B} = 0; \\ \bar{B} = \hat{m}_0 \hat{m} (\bar{H} + \bar{M}), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\hat{m} = 1$ ,  $\bar{M} = 0$  – для области воздушного зазора;  $\hat{m} = \neq$ ,  $\bar{M} = 0$  – для ярама статора;  $\hat{m} = \begin{matrix} \neq m_x & 0 \\ \neq & \ddot{0} \\ \neq & \ddot{0} \end{matrix}$ ,  $\bar{M} = \{M_x, 0\}$  –

для зоны композитного ротора с эквивалентной анизотропной средой;  $M_x = M_x(m_y, m_M, m_{Fe}, M_H)$  – эквивалентная намагниченность ротора;  $m_x, m_y$  – составляющие тензора относительных магнитных проницаемостей, являющиеся заданными функциями концентраций элементов ротора и их локальных относительных магнитных проницаемостей  $m_y, m_M, m_{Fe}$  в ВТСП пластинах, РЗМ и ферромагнитных блоках соответственно.

На границе сопряжения сред с различными магнитными проницаемостями используются условия [2, 3]:

на границе «статор–воздушный зазор» ( $r = R_s$ )

$$H_{t+} - H_{t-} = J_0; B_{n+} = B_{n-}; \quad (2a)$$

на границе «воздушный зазор–ротор» ( $r = R_r$ )

$$H_{t+} = H_{t-}; B_{n+} = B_{n-}. \quad (2b)$$

Индексы «+» и «-» относятся к параметрам по разные стороны границы раздела с различными магнитными проницаемостями.

В данной постановке построение двумерных распределений усредненных магнитных полей сводится к решению задачи (1), (2) для двух областей: композитного слоистого ротора [ $0 \leq r \leq R_r$ , ( $m_x, m_y, M_x$ )] и воздушного зазора ( $R_r \leq r \leq R_s$ ;  $\hat{m} = 1$ ).

Распределение усредненных магнитных полей в указанных областях определяется решением эллиптического уравнения для векторного потенциала  $A(0,0A)$ , ( $B = \operatorname{rot} A$ ) вида

$$\operatorname{rot}[(\hat{m})^{-1} \operatorname{rot} A] = 0 \quad (3)$$

с граничными условиями (2) [4]. Поправку на параметры двигателя за счет конечного размера зубцовой зоны и ярама статора можно найти известными методами теории магнитных цепей [2, 3].

**Магнитные свойства комбинированных слоистых сред.** Структура комбинированного слоистого ротора и эквивалентной однородной анизотропной среды показана на рис. 2,а и б. Там же даны геометрические размеры основных слоистых элементов, выделены характерные области композитного ротора и эквивалентной однородной анизотропной среды

(прямоугольники  $ABCD$  и  $A\Phi B\Phi C\Phi D\Phi$ , используемые для определения параметров  $m_x, m_y$  и  $M_x$  по локальным значениям  $m$  и  $M$  в каждом блоке композитного ротора.

При построении аналитических зависимостей для  $m_x, m_y$  и  $M_x$  в однородной анизотропной среде выделенных сопряженных областей  $ABCD$  и  $A\Phi B\Phi C\Phi D\Phi$  (рис. 2,а и б) используются следующие условия на их границах:

равенство магнитных потоков по осям  $x$  и  $y$

$$F_x = F_\Phi; F_y = F_\Phi;$$

равенство магнитных потенциалов в направлении  $x$  и  $y$

$$H_\Phi D_S = \int_i H_{ix} D_i; H_\Phi d_S = \int_i H_{iy} d_i.$$

На границах сопряжения слоев из РЗМ и ферромагнитных материалов дополнительно использовались условия непрерывности нормальных составляющих магнитной индукции и касательных составляющих напряженности магнитного поля (2).

С учетом сделанных замечаний, следуя подходу, изложенному в [1, 2], после несложных алгебраических преобразований можно получить аналитические выражения для составляющих магнитного поля и эквивалентной однородной анизотропной среды:

$$\begin{aligned} B_x &= \hat{m}_0 m_x (H_x + M_x); \\ B_y &= \hat{m}_0 m_y H_y, \end{aligned} \quad (4)$$

где

$$M_x = M_H \frac{k_M m_x}{m_M}; \quad (5)$$

$$\begin{aligned} m_x &= \frac{m_y m_M m_{Fe}}{k_{Fe} m_M m_y + k_M m_{Fe} m_y + k_s m_M m_{Fe}} \ddot{y} \\ m_y &= k_{Fe} m_{Fe} + k_s m_y + k_M m_M; \end{aligned} \quad (6)$$

$k_s = D_s / D_S$ ;  $k_M = D_M / D_S$ ;  $k_{Fe} = (1 - k_s - k_M)$  – концентрации слоистых элементов композитного ротора (рис. 2,а);  $m_y, m_M, m_{Fe}$  – относительные магнитные проницаемости ВТСП элементов, ферромагнитных и РЗМ слоев соответственно.

Так как сборка слоистого композитного ротора осуществляется при комнатной температуре ( $T_0 \gg 293$  К), превосходящей ее критический уровень ( $T_K \gg 90, 94$  К), при котором иттриевые керамики переходят в сверхпроводящее состояние, то при определении эквивалентных значений намагниченности  $\bar{M}\{M_{x\Phi}, 0\}$  в соотношениях (6)–(8) значение  $m_y$  следует принять равным единице. Как показывают теоретические и экспериментальные исследования, при охлаждении слоистого ротора до

температуры ниже критической ( $T < T_K$ ) керамические элементы переходят в сверхпроводящее состояние и магнитные поля, создаваемые постоянными магнитами, как бы «вмораживаются» в них (field cooling process) [1]. В этом случае соотношения (5), (6) упрощаются:

$$M_x \gg M_{\text{сг}} \left( 1 - \frac{k_s \ddot{\vartheta}}{k_M \ddot{\vartheta}} \right) \quad (7)$$

$$\begin{aligned} m_x &= \frac{m_M m_{Fe}}{k_M m_{Fe} + k_s m_{Fe} m_M} \ddot{y} \\ m_y &= k_{Fe} m_{Fe} \ddot{x} \end{aligned} \quad (8)$$

где  $m_x, m_y$  – соответственно составляющие тензора относительных магнитных проницаемостей эквивалентной анизотропной среды, когда иттриевая керамика находится в нормальном (несверхпроводящем) состоянии.

Таким образом, при переходе керамики в сверхпроводящее состояние структура распределений магнитных полей постоянных магнитов в роторе не меняется.

Важно также отметить, что эквивалентный магнитный момент  $M_{\text{сг}}$  композитного ротора из чередующихся слоев постоянных магнитов ( $m_M \gg 1$ ) и электротехнической стали ( $m_M \gg 1$ ) будет близок магнитному моменту ротора, выполненного из идеального РЗМ магнита. Действительно, полагая концентрацию иттриевой керамики малой ( $k_s < 1$ ), что оправданно для объемных ВТСП элементов с  $m_s < 1$ , а концентрации  $k_M$  и  $k_{Fe}$  близкими по значению друг другу, из (7), (8) легко можно получить:

$$\begin{aligned} M_{\text{сг}} &= M_x \frac{k_M m_x}{m_M} \gg \frac{k_M m_{Fe}}{k_{Fe} m_M + k_M m_{Fe}} \gg \\ &\gg M_{\text{сг}} \left( 1 - \frac{k_{Fe}}{k_M} \times \frac{m_M \ddot{\vartheta}}{m_{Fe} \ddot{\vartheta}} \right) \gg M_x. \end{aligned} \quad (9)$$

Последнее позволяет заключить, что при  $m_M / m_{Fe} \ll 1$  слоистая структура композитного ротора по своим магнитным характеристикам близка ротору, целиком выполненному из РЗМ магнитов. При расчете же магнитных полей в слоистом роторе от токов статорной обмотки необходимо учитывать проявление диамагнитных свойств ВТСП керамических элементов введением соответствующих значений  $m_s < 1$  в расчетные соотношения (8) для  $m_x$  и  $m_y$ .

Таким образом, при захлаживании композитного ротора и переходе иттриевой керамики в сверхпроводящее состояние с  $m_s < 1$  его анизотропия увеличивается. Ротор обладает ферромагнитными свойствами вдоль оси  $Y$  и диамагнитными

свойствами (вместо немагнитных при резистивном состоянии ВТСП) вдоль оси  $X$ .

С учетом вышесказанного аналитические выражения (4)–(9) будут в дальнейшем использованы при решении двумерных электродинамических задач – расчете магнитных полей и характеристик синхронного ВТСП двигателя с композитным слоистым ротором.

**Аналитические решения электродинамической задачи.** Уравнения (3) для композитного ротора с магнитными проницаемостями  $m_x$  и  $m_y$  и магнитным моментом  $M_x = \text{const}$  решаются в декартовой системе координат  $\{x, y\}$ , связанной с ротором (рис. 1,б). В этом случае уравнение (3) записывается в виде [1, 8]:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{m_y} \frac{\partial A_R}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{m_x} \frac{\partial A_R}{\partial y} \right) = 0. \quad (10)$$

Положение системы координат ротора  $\{x_R, y_R\}$  относительно системы координат статора  $\{x_s, y_s\}$  задается углом  $g = \vartheta(y_R, x_s)$ . Углы  $a, j, g$ , отсчитываемые от оси  $x_R$  ротора и  $x_s$  статора соответственно (рис. 1,б), связаны соотношением

$$a = p/2 + g + j. \quad (11)$$

Можно показать, что решение уравнения (10), удовлетворяющее граничным условиям задачи (2), может быть представлено в виде

$$A_R = c_{R1} y + c_{R2} x, \quad (12)$$

где  $c_{R1}, c_{R2}$  – константы интегрирования, определяющие усредненные значения составляющих магнитного поля:

$$B_{\text{rot } x} = \frac{\partial A_R}{\partial y} = c_{R1}; \quad B_{\text{rot } y} = - \frac{\partial A_R}{\partial x} = - c_{R2}. \quad (13)$$

Уравнение Лапласа для осевой составляющей векторного потенциала  $A_d$  в воздушном зазоре в полярной системе координат  $\{r, j\}$ , связанной со статором, будет иметь вид:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{1}{r} \frac{\partial A_d}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_d}{\partial j^2} = 0. \quad (14)$$

С учетом граничных условий (2а) на внутренней поверхности статора общее решение (14) для первой гармоники представим в виде [2]:

$$\begin{aligned} A_d &= D \left( \frac{e^{j\vartheta}}{r} + \frac{1}{R_s} \frac{\ddot{\vartheta}}{\ddot{\vartheta}} + \frac{e^{-j\vartheta}}{r} - \frac{1}{R_s} \frac{\ddot{\vartheta}}{\ddot{\vartheta}} \right) \frac{\ddot{\vartheta}}{r} \sin j + \\ &+ \frac{e^{j\vartheta}}{r} + \frac{R_s}{r} \frac{\ddot{\vartheta}}{\ddot{\vartheta}} \cos j \frac{\ddot{\vartheta}}{r}, \end{aligned} \quad (15)$$

где  $D = m_0 m_\phi i_m w_a k_a / 2p$ ;  $w_a, k_a$  – число витков и обмоточный коэффициент обмотки статора;  $m_\phi$  – число фаз;  $i_m$  – амплитудное значение тока фазы; константы интегрирования  $a, c, c_{R1}, c_{R2}$  определяются после подстановки уравнений (12) и (15) в граничные условия (26) на поверхности ротора  $r = R_r$ , записанные для осевой составляющей векторного потенциала  $A$ :

$$A_+ \Big|_{r=R_r} = A_- \Big|_{r=R_r};$$

$$\frac{1}{m_\phi} \frac{\partial A_+}{\partial r} \Big|_{r=R_r} = \frac{1}{m_l} \frac{\partial A_-}{\partial r} \Big|_{r=R_r} - M.$$

Выражения для констант интегрирования:

$$a = \frac{M_x}{D(1+\bar{R}^2)(l m_x + 1)} \cos g + \frac{1}{R_s} \frac{m+n}{2} + \frac{m-n}{2} \cos 2g; \quad (16)$$

$$c = \frac{M_x}{D(1+\bar{R}^2)(l m_x + 1)} \sin g + \frac{1}{R_s} \frac{m-n}{2} \sin 2g; \quad (17)$$

$$c_{R1} = (l-n)D \frac{(1+R_s^2)}{R_s} \sin g - \frac{M_x}{(l m_x - 1)} l m_x; \quad (18)$$

$$c_{R2} = (l-m)D \frac{(1+R_s^2)}{R_s} \cos g; \quad (19)$$

где  $\bar{R} = \frac{R_s}{R_r}$ ;  $l = \frac{\bar{R}^2 - 1}{\bar{R}^2 + 1}$ ;  $m = \frac{m_y + l}{l m_y + 1}$ ;  $n = \frac{m_x + l}{l m_x + 1}$  – пара-

метры задачи.

После преобразования с учетом (11)–(19) осевая составляющая векторного потенциала  $A_d$  в области воздушного зазора ( $R_r < r < R_s$ ) в системе координат статора  $\{r, j\}$  может быть представлена в виде двух слагаемых:

$$A_d = A_{дрд} + A_{дм}, \quad (20)$$

где  $A_{дрд} = D \frac{1}{r} \left[ \frac{1}{R_s} \frac{m+n}{2} + \frac{m-n}{2} \cos 2g \right] \sin j +$

$$+ \frac{c}{R_s} \frac{m-n}{2} \sin 2g \cos j + \frac{c}{R_s} \frac{r}{R_s} + \frac{R_s}{r} \sin j$$

$$A_{дм} = M_x \frac{1}{r} \frac{1}{(1+\bar{R}^2)(l m_x + 1)} (\cos(g+j))$$

$A_{дрд}$  и  $A_{дм}$  определяются соответственно токами статорной обмотки и постоянными магнитами на роторе.

Векторный потенциал в композитном слоистом роторе ( $R_r < r$ ) в системе координат ротора  $(x, y)$  распределяется в соответствии с выражением:

$$A_R = \frac{1}{r} \left[ (l-n)D \frac{(1+R_s^2)}{R_s} + \frac{M_x}{(l m_x + 1)} \right] \sin g +$$

$$+ \frac{1}{r} \left[ (l-m)D \frac{(1+R_s^2)}{R_s} \right] \cos g$$

**ЭДС и индуктивные параметры линейной зоны ВТСП двигателя.** Действующее значение ЭДС определяется в зависимости от потока от постоянных магнитов анизотропного ротора при нулевых токах статора [1, 5]

$$E_0 = \sqrt{2} p f w_a k_a F_0;$$

$$F_0 = (A_{дм} \Big|_{g+j=0} - A_{дм} \Big|_{g+j=p}) L_s$$

и представляется в виде [1]:

$$E_0(M_x) = 2\sqrt{2} R_s L_s w_a k_a \frac{M_x}{(1+l m_x)(1+\bar{R}^2)} w, \quad (22)$$

где  $w$  – угловая частота вращения магнитного поля;  $L_s$  – длина машины.

Магнитная энергия в воздушном зазоре от токов статора при  $M=0$  может быть найдена с помощью соотношения:

$$W_I = \frac{1}{2} \int_V J_0 A_{дрд} dV = \frac{L_s R_s}{2} \int_0^{2p} I_{cm}(j) A_{дрд}(R_s, j, g) dj, \quad (23)$$

где  $J_0 = \frac{m_\phi i_m w_a k_a}{p R_s}$  – линейная нагрузка статора.

Используя известные соотношения  $W_I = L_i I^2$ ,  $x_a = w L_i$  (где  $L_i$  – индуктивность фазы), можно найти главные индуктивные сопротивления  $x_{ad}$  и  $x_{aq}$  линейной зоны ВТСП двигателя:

$$x_{ad} = 2 \frac{m_0}{p} w L_s m_\phi w_a^2 k_a^2 n; \quad (24)$$

$$x_{aq} = 2 \frac{m_0}{p} w L_s m_\phi w_a^2 k_a^2 m.$$

Электромагнитный момент и мощность ВТСП машины определяются как [1]:

$$M_{эм} = R_s \int_V J B_{др} dV = 4 \frac{p}{m_0} R_s L_s D \frac{M_x}{(l m_x + 1)(1+\bar{R}^2)} \sin g + 2 \frac{p}{m_0} L_s D^2 (m-n) \sin 2g; \quad (25)$$

$$P_{эм} = W M_{эм}, \quad (26)$$

где  $B_{др} = \frac{1}{r} \frac{\partial A_{дм}}{\partial j}$ ;  $J = J_0 \sin j$  – синусоидально распределенная токовая нагрузка.

Формулы (20)–(26) необходимы в дальнейшем для определения рабочих характеристик ВТСП синхронного двигателя.

**Векторная диаграмма ВТСП двигателя.** Векторные диаграммы недовозбужденного ( $e = E_0 / U < 1$ ) и перевозбужденного ( $e = E_0 / U > 1$ ) явнополюсного ВТСП синхронного двигателя представлены на рис. 3, а и б [1]. При построении диаграмм не учитывалось активное сопротивление статорной обмотки, а полные индуктивные сопротивления  $x_d$  и  $x_q$  определялись с учетом индуктивного сопротивления рассеяния  $x_s$  как  $x_d = x_{ad} + x_s$ ;  $x_q = x_{aq} + x_s$ .

В векторных диаграммах (рис. 3) обозначено:  $\dot{U}$ ,  $\dot{I}$  – действующие значения напряжения и тока фазы статора;  $q$  – угол между векторами  $\dot{E}$  и  $\dot{U}$  (рабочий угол);  $j$  – угол между векторами  $\dot{U}$  и  $\dot{I}$ . С помощью векторной диаграммы можно найти следующие угловые зависимости для тока фазы, коэффициента мощности  $\cos j$ , электромагнитных мощностей  $P$  и момента  $M$  при заданном напряжении  $U$  [2]:

$$I = \sqrt{\frac{(U \cos q - E)^2}{x_d^2} + \frac{(U \sin q)^2}{x_q^2}};$$

$$\cos j = \frac{E_0 x_q \sin q + U \sin 2q (x_d - x_q) / 2}{\sqrt{x_q^2 (U \cos q - E)^2 + x_d^2 (U \sin q)^2}}; \quad (27)$$

$$P_{эм} = M_{эм} W = m \frac{E_0 U}{x_d} \sin q + \frac{U^2}{2} \sin 2q \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \frac{\partial U}{\partial q}$$

Связь между углом нагрузки  $q$  и углом между вектором тока  $\dot{I}$  и осью  $d$  в соответствии с векторной диаграммой определяется соотношением [2]:

$$g = \arctg \frac{I_d}{I_q} = \arctg \frac{x_q}{x_d} \operatorname{ctg} q - \frac{E}{U \sin q}$$

которое позволяет установить связь между углом  $g$ , используемым в задачах расчета двумерных магнитных полей, индуктивными коэффициентами  $x_{ad}$  и  $x_{aq}$  и рабочим углом  $q$ , необходимым для расчета угловых характеристик ВТСП синхронного двигателя.

**Предельные характеристики и частичная оптимизация параметров ВТСП двигателя.** Зная полученные выше аналитические соотношения для расчета электромагнитной мощности,  $\cos j$  и тока статора  $I$  в зависимости от электрофизических свойств и концентрации массивных ВТСП материалов, постоянных магнитов и ферромагнитных слоев композитного ротора, можно провести частичную оп-

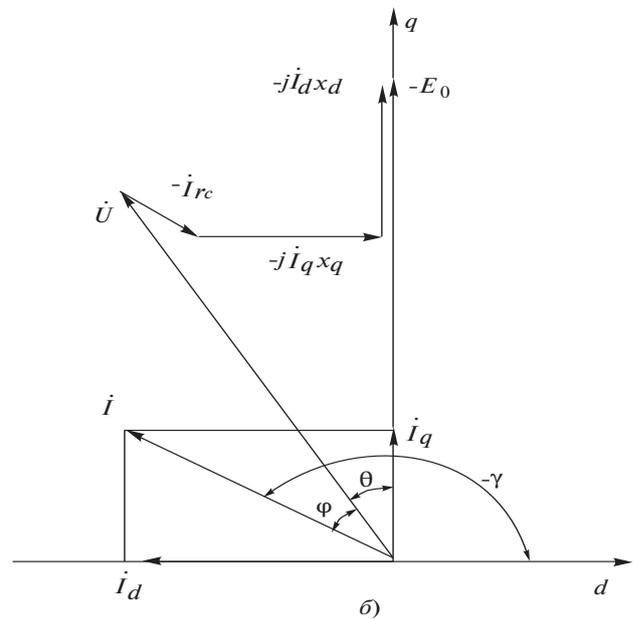
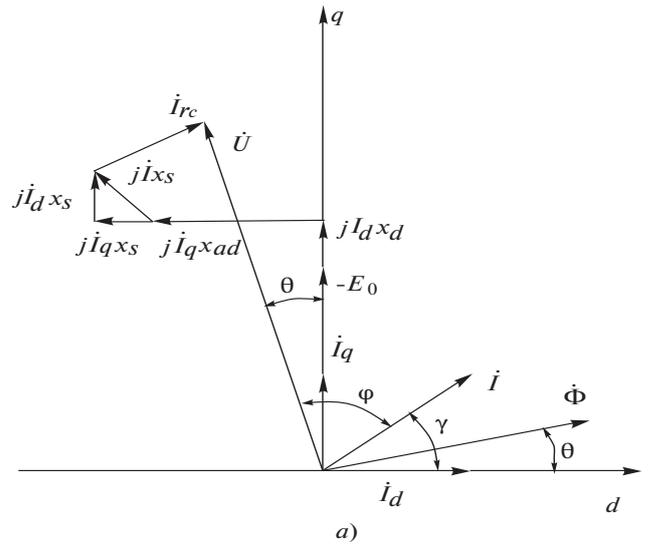


Рис. 3. Векторные диаграммы ВТСП двигателя: а – с недовозбуждением; б – с перевозбуждением

тимизацию его параметров при заданных геометрических размерах активной части машины.

Так, из (27) для угловой зависимости электромагнитного момента

$$M_{эм} = \frac{m E_0 U}{2 x_d} \sin q - \frac{m U^2}{2 W} \frac{1}{x_d} - \frac{1}{x_q} \sin 2q \quad (28)$$

и условия получения максимальных значений оптимизирующего момента

$$\frac{\partial M_{эм}}{\partial q} = \frac{m E_0 U}{2 x_d} \cos q - \frac{m U^2}{W} \frac{1}{x_d} - \frac{1}{x_q} \cos 2q = 0$$

можно получить зависимость для определения оптимального угла  $q_m$ :

$$2 \cos^2 q_m - h \cos q_m = 0, \quad (29)$$

где параметр  $h = \frac{e}{U} \frac{\partial \Phi}{\partial \alpha} \frac{x_d}{x_q} \frac{\ddot{\alpha}}{\ddot{\alpha}}$  определяет условие ра-

боты ВТСП двигателя в режиме недовозбуждения ( $h < 1$ ) на всем интервале значений угла  $\alpha$ , что существенно для устойчивости его работы в высокоскоростных приводах (например при быстрых реверсах).

Для предельного значения  $h=1$  решение (29) дает следующее значение  $q_m$ :

$$\cos q_m = -\frac{1}{2}; \quad q_m = \frac{2p}{3} = 120^\circ.$$

С учетом этого из (28) можно найти следующее выражение для максимального значения опрокидывающего момента при  $q_m$ :

$$M_{\max} = \frac{3\sqrt{3}}{4} \frac{mU^2}{\omega x_d} \frac{\partial \Phi}{\partial \alpha} \frac{x_d}{x_q} \frac{\ddot{\alpha}}{\ddot{\alpha}} \gg \frac{3\sqrt{3}}{4} \frac{mU^2}{\omega x_d}. \quad (30)$$

Для синхронного двигателя с ротором, полностью выполненным из РЗМ магнита, как следует из (28), опрокидывающий момент при  $E_0 = U$  будет равен [2, 5]:

$$M_{\text{пм}} = \frac{mU^2}{\omega x_{\text{г}}}, \quad (31)$$

где  $x_{\text{г}}$  – индуктивное сопротивление двигателя с РЗМ ротором.

Выражения (30) и (31) показывают, что поскольку  $x_{\text{г}} > x_d$ , то найденный предельный момент ВТСП двигателя с композитным ротором будет существенно выше, чем у двигателя с ротором из РЗМ постоянных магнитов:

$$\frac{M_{\max \text{ втсп}}}{M_{\max \text{ рзм}}} \gg \frac{x_{\text{г}}}{x_d} > 1, \quad (32)$$

что существенно для высокоскоростных приводов.

В общем случае, когда  $h < 1$ , решение (29) для  $\cos q_m$  дает:

$$\cos q_m = \frac{h - 3\sqrt{1 - \frac{h^2 - 1}{9}}}{4}. \quad (33)$$

Это позволяет получить аналитические, но достаточно громоздкие выражения для определения опрокидывающего момента ВТСП синхронного двигателя при любых значениях параметра  $h$ . Анализ показывает, что на практике оптимальное значение  $h$  лежит в пределах 0,8–1,2. В этом случае справедливо асимптотическое выражение

$$\cos q_m \gg -\frac{1}{2} + \frac{h - 3}{3}, \quad (34)$$

существенно упрощающее аналитические соотношения для  $M_{\max}$ .

Указанный подход позволяет получить более сложные алгоритмы предельных значений  $P_{\max}$  в зависимости от электрофизических свойств активных элементов ротора и их концентрации, построить, например, линии уровня  $P_{\max}$  при максимальном значении коэффициента мощности, заданных значениях  $m_s$ ,  $m_{Fe}$ ,  $m_M$  и различных концентрациях  $k_s$ ,  $k_{Fe}$ ,  $k_M$ .

**Результаты расчетов магнитных полей и характеристик ВТСП двигателя.** Расчет магнитных полей и характеристик опытного образца двухполюсного ВТСП синхронного двигателя проводился при следующих значениях параметров: диаметр ротора  $R_s = 42$  мм, активная длина машины  $L_s = 76$  мм, эквивалентный воздушный зазор  $d = 3$  мм, число фаз  $m = 3$ , число витков в фазе  $w_a = 176$ , номинальное напряжение  $U = 220$  В, частота напряжения  $f = 50$  Гц (число оборотов  $n = 3000$  мин<sup>-1</sup>). Характерные значения относительных магнитных проницаемостей активных материалов композитного ротора и магнитного момента варьировались в пределах  $m_s = 0,1 - 1,0$ ;  $m_M = 1$ ;  $m_{Fe} = 500$ ;  $M_H = 0,7 - 1,2$  Тл.

По результатам расчетов были построены линии уровня электромагнитной мощности ВТСП двигателя  $P_{\text{эм}}$  при максимальном значении  $\cos \delta$ , а также угловые характеристики двигателя при различных значениях магнитной проницаемости СП пластин. Анализ показал существование зоны концентраций  $0,1 \leq k_s \leq 0,4$  и  $0,5 \leq k_M \leq 0,8$ , в которой значения  $P_{\text{эм}}$  максимальны; при увеличении значения магнитного момента  $M_H$  с 0,7 до 1 Тл эта зона сдвигается в область больших значений  $k_M$ .

**Характеристики двухполюсного ВТСП двигателя для привода крионасоса.** На основе проведенных расчетов был спроектирован опытный образец погружного ВТСП двигателя мощностью примерно 30 кВт, предназначенного для работы в среде жидкого азота с температурой кипения  $T \approx 77$  К. В разработанном варианте конструкции слоистого композитного ротора выбранные значения относительных концентраций блоков магнитов из РЗМ ( $k_M$ ), электротехнической стали ( $k_{Fe}$ ) и ВТСП слоев из иттриевой керамики ( $k_s$ ) составили соответственно 50, 30 и 20%.

Поскольку конструкция ротора опытного ВТСП двигателя несколько отличается от принятой в аналитических расчетах, были дополнительно проведены поверочные численные расчеты распределения магнитных полей в активной зоне машины на основе пакета прикладных программ «Elcut» [9]. В расчетах учитывались как конечные размеры блочной структуры, так и структура и размеры зубцовой зоны статорной обмотки. Результаты представлены на рис. 4, а и б.

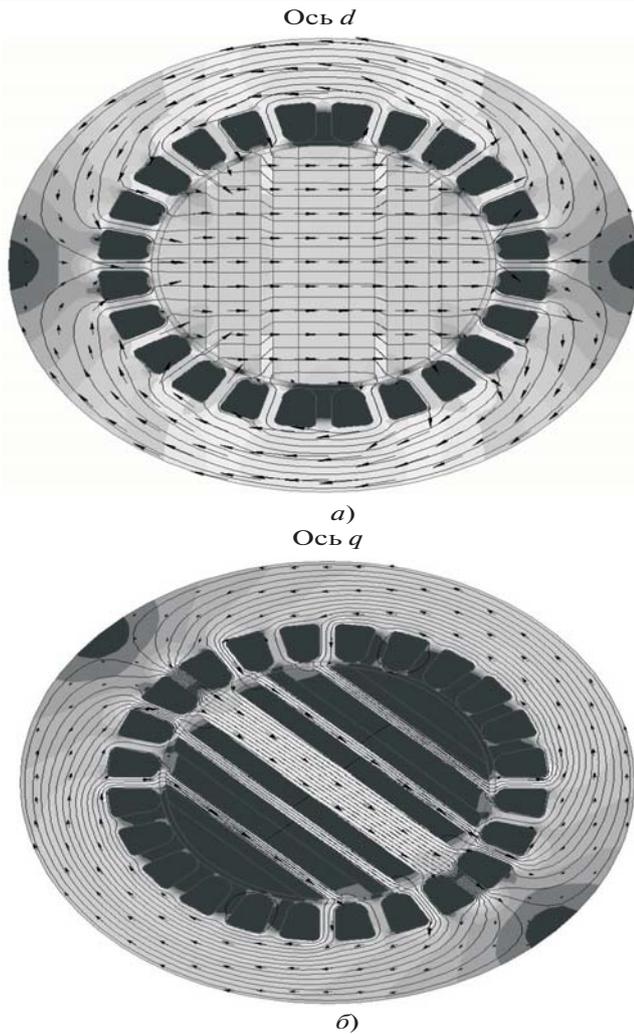


Рис. 4. Структура магнитных полей от токов якоря по осям  $d$  (а) и  $q$  (б)

На рис. 4,а изображено распределение магнитных полей в активной зоне ВТСП двигателя от постоянных магнитов без учета токов в статорной обмотке. Расчеты по аналитическим и численным моделям в целом согласуются между собой, в то же время конечные размеры слоев ротора, параметры конструктивных материалов, а также зубцовая зона статора влияют на структуру поля в зазоре машины, создавая небольшие локальные искажения. На рис. 4,б показано распределение магнитных полей в активной зоне от токов статора вдоль поперечной оси  $q$ . Видно, что ротор обладает существенной анизотропией, и как следствие магнитный поток от статора ориентирован вдоль продольной оси  $d$ .

На рис. 5 сопоставлены результаты аналитического и численного расчетов мощности и тока фазы ВТСП электродвигателя со слоистым композитным ротором. Расчеты показали, что при напряжении питания  $U = 220$  В и  $f = 100$  Гц максимальная мощность составила  $P_{эм} \gg 40$  кВт. Отличие результатов расчетов по аналитическим и численным

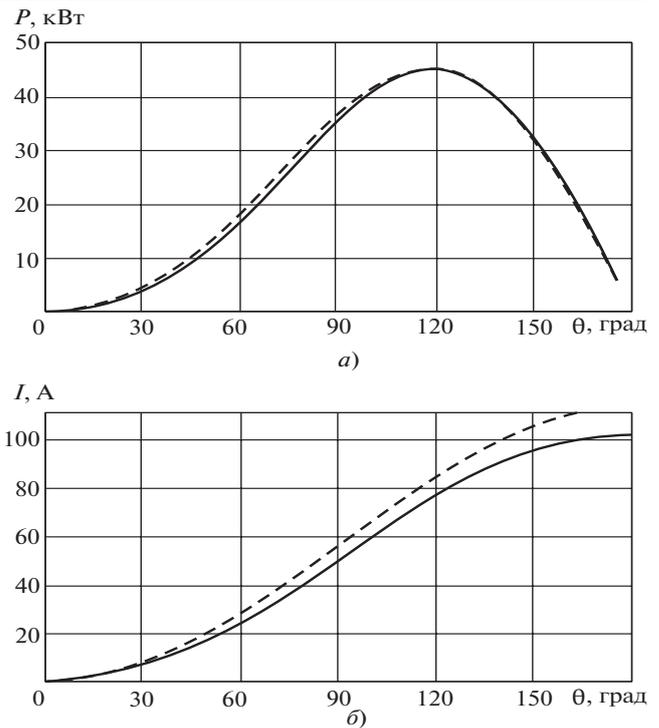


Рис. 5. Результаты сопоставления аналитического и численного расчетов мощности (а) и тока фазы (б)

моделям в пределах 10–15% позволяет рекомендовать аналитические модели на этапе предварительных проектных расчетов и численные алгоритмы для уточнения параметров.

**Характеристики четырехполюсного ВТСП двигателя для промышленных установок.** Численная модель была применена для расчета четырехполюсного ВТСП двигателя с композитным слоистым ротором; конструктивная схема ротора представлена на рис. 6. Двигатель планируется использовать в приводах специальных испытательных стендов; он должен удовлетворять ряду специфических требований (высокая удельная мощность и высокий коэффициент динамичности). Спроектирован ВТСП

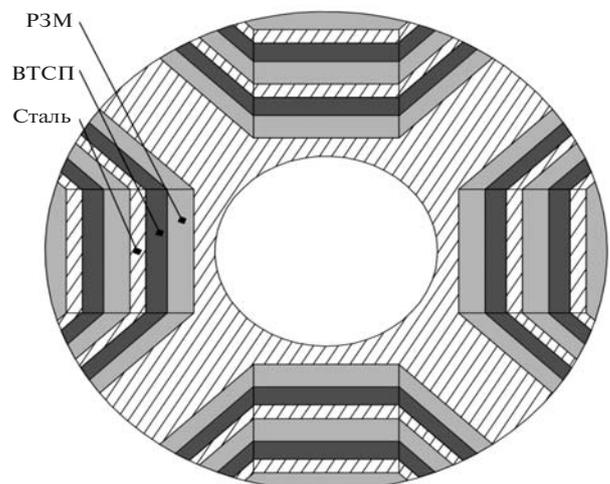


Рис. 6. Поперечное сечение четырехполюсного ВТСП двигателя с композитным слоистым ротором

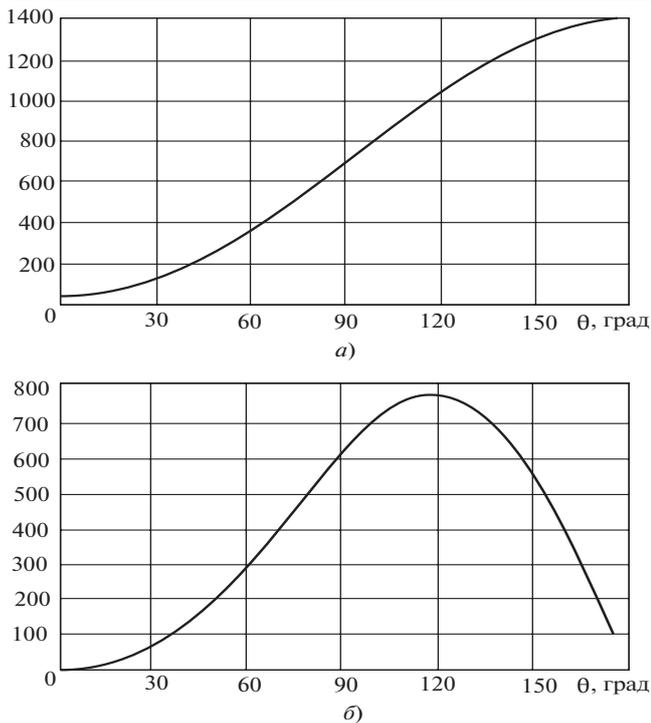


Рис. 7. Результаты проектного расчета четырехполюсного ВТСП двигателя с композитным слоистым ротором

двигатель фирмой «Oswald Elektromotoren GmbH» (г. Мильтенберг, Германия) совместно с Московским авиационным институтом и ИРНТ (г. Йена, Германия).

Основные проектные параметры двигателя:

максимальная мощность $P$ , кВт	0,45
фазное напряжение $U$ , В	220
частота $f$ , Гц	100
число фаз $m$	3
число пар полюсов $p$	2
частота вращения $n$ , об/мин	6000
ток фазы $I$ , А	400
диаметр ротора $D_r$ , мм	106
активная длина статора $L$ , мм	400
диаметр расточки статора $D$ , мм	109
площадь паза $S_p$ , мм <sup>2</sup>	288
число пазов статора $Z$	36
число витков фазы $w$ ,	12
относительно магнитная проницаемость ВТСП $\mu_s$	0,1–0,2
магнитный момент ПМ $M$ , Тл	1

Результаты численных расчетов угловых зависимостей мощности и тока фазы представлены на рис. 7.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Электротехнические** машины и устройства на основе массивных высокотемпературных сверхпроводников/Под ред. Л.К. Ковалева, К.Л. Ковалева, С.М.-А. Конева. — М.: Физмат, 2010.
2. **Электрохимические** преобразователи энергии на основе массивных высокотемпературных сверхпроводников/Под ред. Л.К. Ковалева, К.Л. Ковалева, С.М.-А. Конева. — М.: Изд-во МАИ-Принт, 2008.
3. **Токонесущие** ленты второго поколения на основе высокотемпературных сверхпроводников/Под ред. А. Гоала. — М.: Изд-во ЛКИ, 2008.
4. **Charles P. Pools, Horacio A., Farach, Richard J., Cheswick**, Superconductivity. — Academy Press, 1995.
5. **Иванов-Смоленский А.В.** Электрические машины. — М.: Изд-во МЭИ, 2004.
6. **Домбровский В.В.** Справочное пособие по расчету электромагнитных полей в электрических машинах. — Л.: Энергоатомиздат, 1983.
7. **Самарский В.Г.** Уравнения математической физики. — М.: Высшая школа, 1980.
8. **Ковалев К.Л., Семенихин В.С., Илюшин К.В., Ковалев Л.К.** Сверхпроводниковая пластина в однородном магнитном поле. — Электричество, 2003, № 5.
9. **Методы** расчета электромагнитных полей в программе «Elcut»: [http://tor.ru/elcut/feat\\_r.htm](http://tor.ru/elcut/feat_r.htm)

[30.06.11]

*Авторы: Левин Александр Владимирович — доктор технических наук. Генеральный конструктор ОАО АКБ «Якорь».*

*Васич Петр Сергеевич окончил в 2011 г. факультет «Системы управления, информатики и электроэнергетики» Московского авиационного института (МАИ). Ведущий инженер ООО «КОРСИ».*

*Дежин Дмитрий Сергеевич окончил в 2005 г. факультет «Системы управления, информатики и электроэнергетики» МАИ. Защитил в 2008 г. в МАИ кандидатскую диссертацию. Старший научный сотрудник кафедры «Электроэнергетические, электрохимические и биотехнические системы» МАИ.*

*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 МАИ. Профессор кафедры «Электроэнергетические электрохимические и биотехнические системы» МАИ, научный руководитель отдела «Электроэнергетика».*

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

*Полтавец Владимир Николаевич окончил в 1966 г. факультет «Двигатели летательных аппаратов» МАИ. Защитил в 1979 г. в МАИ кандидатскую диссертацию. Ведущий научный сотрудник, доцент МАИ.*

*Пенкин Владимир Тимофеевич окончил в 1983 г. факультет «Системы управления, информатики и электроэнергетики» МАИ. Защитил в 1991 г. в МАИ кандидатскую диссертацию. Старший научный сотрудник кафедры «Электроэнергетические, электрохимические и биотехнические системы» МАИ.*