





ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издается с января 1930 года

№ 12 ДЕКАБРЬ 1998

УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ
МИНПРОМа РФ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ»
(г. САРАНСК)
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ
«ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ
ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ
ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО»
(г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)
НИИ «ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ»
(г. ЗАПОРОЖЬЕ)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ИВАНОВ В.Н., ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М., ЩЕРБАКОВ В.Г., КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В., АНДРИЕНКО П.Д.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор
КОЧЕТКОВ В.Д.

БЕЛКИН Г.С., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х.,
ДОЛКАРТ В.М., КОПЫЛОВ И.П.,
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,
МОСКАЛЕНКО В.В., РОЗАНОВ Ю.К.,
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного
редактора), ТРУБАЧЕВ С.Г.,
ТУБИС Я.Б., УСОВ Н.Н., ФИНКЕЛЬ Э.Э.,
ФЛОРЕНЦЕВ С.Н., ХОТИН В.А.

Адрес редакции:

123242, Москва,
Зоологическая ул., 11, комн. 213

Факс/телефон: 254-11-52

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

| | |
|--|----|
| Шакиров М.А., Майоров Ю.А. Синтез и применение конформных отображений двусвязных областей для расчета плоскопараллельных магнитных полей | 1 |
| Симанков В.С., Зангиев Т.Т. Оценка эффективности использования тонких пленок в фотоэлектрических системах | 8 |
| Бургин Б.Ш. Управление скоростью движения при использовании двухмассовой электромеханической системы стабилизации момента в упругом звене | 13 |
| Малинин Л.И., Малинин В.И., Макельский В.Д., Тюков В.А. Электромагнитные силы в динамических процессах электромеханических систем | 18 |
| Войнова Т.В. Программные средства для исследования трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором как объекта регулирования | 23 |
| Лукашенков А.В. Алгоритмы идентификации нелинейных схемных моделей дуговых электропечей по спектральным составляющим токов и напряжений | 28 |
| Салганик В.М., Селиванов И.А., Карандаев А.С., Гун И.Г. Электромеханические системы совмещенных листопрокатных технологических линий | 33 |
| Ловчиков А.Н., Носкова Е.Е. Анализ и синтез широтно-импульсных систем | 38 |

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

| | |
|--|----|
| Смирнов Ю.В. Модификация трехфазных асинхронных двигателей малой мощности с уменьшенным числом витков обмотки статора | 43 |
| Пульников А.А., Денисенко В.И., Пластун А.Т. Параметры якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя синхронного двигателя | 47 |

НОВЫЕ РАЗРАБОТКИ

| | |
|--|----|
| Заев Н.Е. Емкость — конвертор тепла среды в электроэнергию ... | 53 |
|--|----|

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

| | |
|---|----|
| Зекцер Д.М. К вопросу распределения применения электрических биметаллических заклепочных контактов с рабочим (пакетированным) слоем | 56 |
|---|----|

| | |
|---|----|
| Перечень статей, опубликованных в журнале "Электротехника" в 1998 г. | 59 |
|---|----|

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

| | |
|-------------------------------|----|
| Ковалев Феликс Иванович | 64 |
|-------------------------------|----|

| | |
|------------------------------------|----|
| Чибиркин Владимир Васильевич | 65 |
|------------------------------------|----|

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

Синтез и применение конформных отображений двусвязных областей для расчета плоскопараллельных магнитных полей

М. А. ШАКИРОВ, доктор техн. наук, проф., Ю. А. МАЙОРОВ, магистр техн. наук

Санкт-Петербургский ГТУ

Изложен численно-аналитический метод каскадного синтеза конформного преобразования сложной двусвязной области, в основе которого лежит принцип последовательного усложнения конфигурации границы. Метод иллюстрируется на примере синтеза отображения области воздушного зазора явнополюсной машины с учетом зубчатости статора и эксцентрикситета ротора. Рассматривается применение синтезированного отображения для расчета электромагнитных сил и моментов в электрических машинах.

В [1,2] рассмотрен анализ плоскопараллельных магнитных полей методом конформных отображений в двусвязных областях при условии, что одна из границ является элементарной (т.е. допускающей преобразование ее в прямую линию с помощью аналитического выражения), в то время, как другая граница произвольна. В частности, в явнополюсной машине расточка статора предполагалась гладкой, в то время как ротор имел весьма сложный контур и эксцентрикситет. Круг, ограниченный статором, использовался в качестве элементарной односвязной фундаментальной области (Φ О), поскольку граница круга легко преобразуется в прямую с помощью дробно-линейного выражения $t(z)$. На базе Φ О синтезировалось отображение двусвязной области между ротором и гладким статором.

Цель настоящей работы — снять указанное ограничение с помощью так называемого метода каскадного синтеза конформного преобразования, когда искомое отображение неэлементарной Φ О синтезируется на основе конформного отображения более простой Φ О₁, которое в свою очередь может быть синтезировано на основе конформного преобразования еще более простой Φ О₂ и т.д. В результате преобразование Φ О осуществляется с помощью не аналитического выражения $t(z)$, а процедуры $t(z)$, т.е. программного блока типа FUNCTION или SUBROUTINE. Метод иллюстрируется на примере синтеза конформного преобразования $\omega(z^0)$, отображающего D_z^0 -область между явнополюсным ротором и зубчатым статором (рис.1,а) на концентрическое D_ω -кольцо (рис.1,в), которое далее используется для расчета сил и

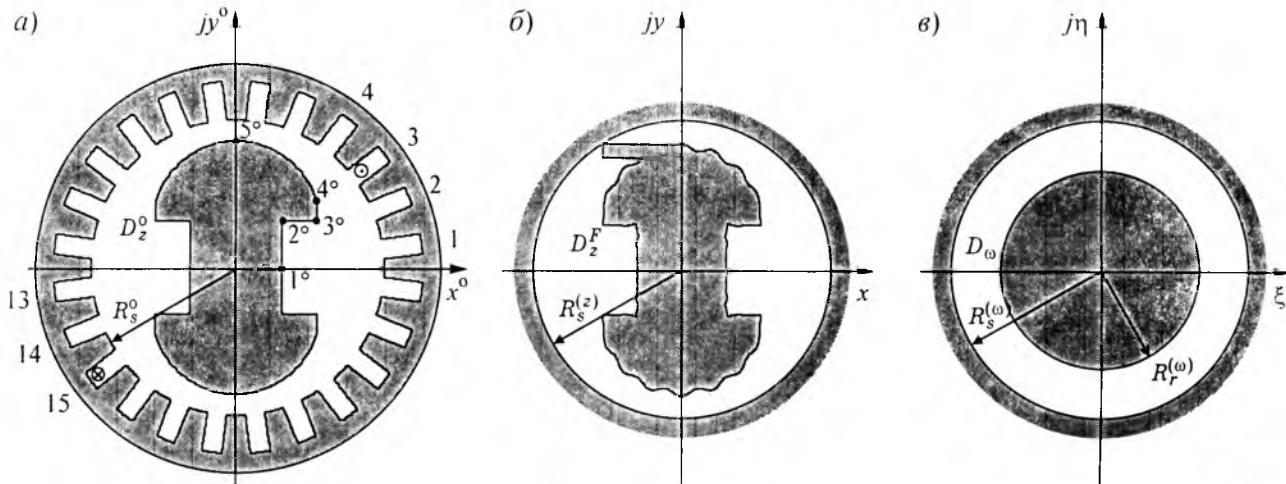


Рис.1. Конформное преобразование воздушного зазора D_z^0 (а) в воздушный зазор с гладким статором D_z (б) с последующим отображением его на концентрическое D_ω -кольцо (в) [$N_s = 24$, $R_s^0 = 0,6$ м, $\delta_{\min} = 0,1$ м, $\delta_{\max} = 0,2$ м, глубина паза 0,2 м, ширина паза 0,0916 м (геометрия ротора дана в [1])].

моментов машины. Ключевая идея состоит в предварительном преобразовании сложного зазора D_z^0 в зазор D_z (рис.1,б) с гладким статором (при этом граница ротора изменится) с последующим применением алгоритма [1].

Синтез конформного отображения фундаментальной области. Примем для определенности число зубцов равным $N_s = 24$. На рис.1,а геометрия D_z^0 -области иллюстрируется при отсутствии эксцентризитета. Точки D_z^0 -области будем обозначать через z^0 .

Следуя методике [1], выберем в качестве ФО односвязную D_z^{0F} -область без ротора (рис.2,а). Задача состоит в преобразовании $D_z^{0F} \rightarrow D_z^F$, где D_z^F -круг радиуса $R_s^{(z)}$ (рис.2,е), причем согласно принципу симметрии [3] достаточно найти отображение d_z^{0F} -сектора с одним зубцовым делением (рис.2,б) на d_z^F -сектор круга радиуса $R_s^{(z)}$ и углом $\alpha = 2\pi/N_s$ (рис.2,д) при заданных на рисунках соответствиях угловых точек A_1 , O_1 и B_1 . Для построения $z(z^0)$: $d_z^{0F} \rightarrow d_z^F$ воспользуемся методом синтеза [4]. Величина $R_s^{(z)}$ произвольна. Выберем $R_s^{(z)} = R_s^0$.

Предварительно заметим, что, если задать потенциал на границе $A_1O_1B_1$ равным 1В, а на остальной части границы d_z^{0F} -области – нулю, то комплексный потенциал такого искусственного поля в d_z^{0F} -области (рис.2,б) можно найти по формуле

$$\mathbf{W}^{F_1}(z^0) = j + \frac{2}{\pi} \ln \frac{z(z^0)^{\pi/\alpha} - 1}{z(z^0)^{\pi/\alpha} + 1}. \quad (1)$$

Из (1) следует, что по известному распределению комплексного потенциала искусственного поля в d_z^{0F} -области (рис.2,б) можно найти преобразование $z(z^0)$: $d_z^{0F} \rightarrow d_z^F$ из выражения

$$z(z^0) = \left[\frac{1 + j e^{\frac{\pi \mathbf{W}^{F_1}}{2}}}{1 - j e^{\frac{\pi \mathbf{W}^{F_1}}{2}}} \right]^{\alpha/\pi}. \quad (2)$$

Формула (2) является ключевой в рассматриваемой процедуре синтеза $z(z^0)$, которую для наглядности представим отдельными этапами.

Этап 1. Выбор ΦO_1 в виде угла $d_z^{0F_1}$ (рис.2,в). Выделенные внутри $d_z^{0F_1}$ -области точки z_q^0 (где $q = 1, 2, \dots, n_1$), обозначающие мысленный контур удаленной границы статора, рассматриваем как *внешние* узлы ΦO_1 или многополюсника, описываемого квадратной матрицей сопротивлений холостого хода \mathbf{R}^{F_1} размером $n_1 \times n_1$. Здесь и далее F_1 -индекс ΦO_1 . Диагональный элемент матрицы \mathbf{R}^{F_1} равен входному сопротивлению многополюсника между q -м узлом и идеально проводящей границей $d_z^{0F_1}$ -области:

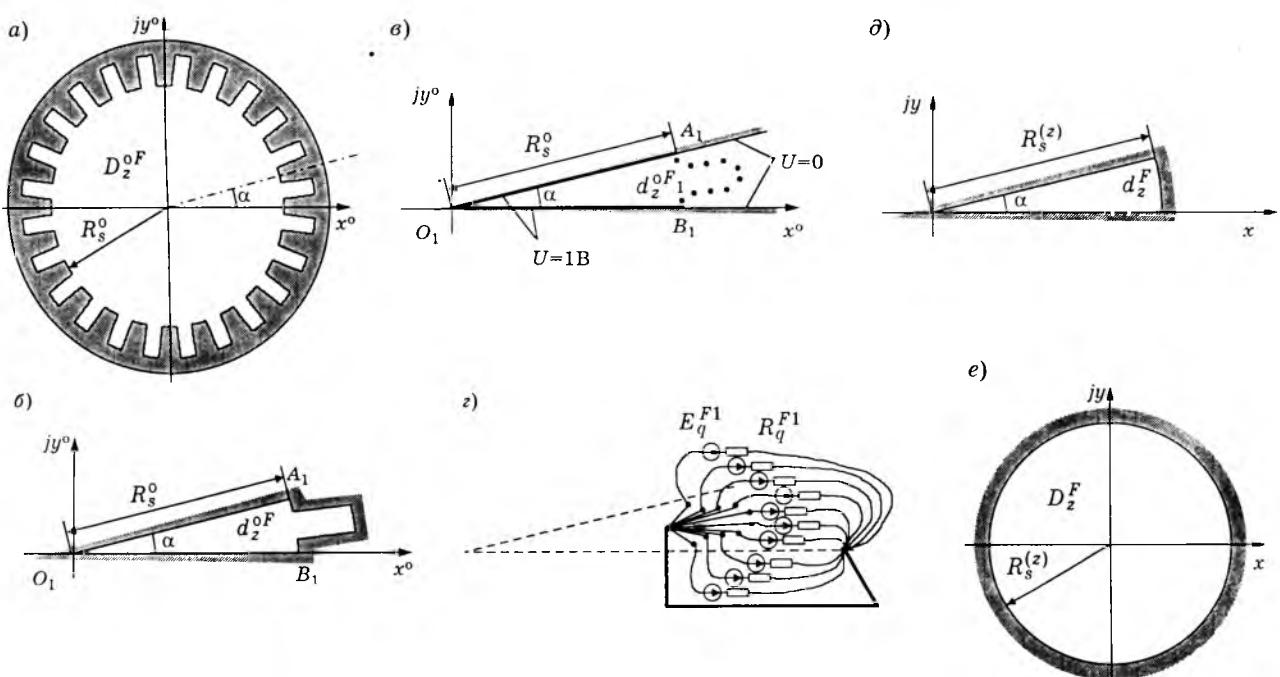


Рис.2. Преобразование D_z^{0F} -области (а) в D_z^F -круг (е) путем синтеза отображения d_z^{0F} -сектора (б) с использованием фундаментальной $d_z^{0F_1}$ -области (в) и ее схемной модели (г) на круговой d_z^F -сектор (д).

$$R_q^{F_1} = \frac{1}{2\pi} \left[\ln \frac{2e}{a_q^o |t^{F_1}(z_q^o)|} - \ln \frac{1}{2\operatorname{Im}[t^{F_1}(z_q^o)]} \right], \quad (3)$$

где a_q^o — ширина q -го участка дискретизации мысленной границы статора; $t^{F_1}(z^o)$ — вспомогательная функция, отображающая $d_z^{oF_1}$ -область на верхнюю t^{F_1} -полуплоскость,

$$t^{F_1}(z^o) = \left(\frac{z^o}{R_s^o} \right)^{\pi/\alpha} = \left(\frac{z^o}{R_s^o} \right)^{N_s/2}. \quad (4)$$

Передаточное сопротивление $R_{pq}^{F_1}$ между p -м и q -м узлами вычисляется по формуле

$$R_{pq}^{F_1} = \operatorname{Im}(W_{pq}^{F_1}), \quad (5)$$

$$W_{p,q}^{F_1} = j \frac{1}{2\pi} \ln \frac{t^{F_1}(z_p^o) - t^{F_1}(z_p^o)^*}{t^{F_1}(z_p^o) - t^{F_1}(z_p^o)}, \quad (6)$$

где $W_{pq}^{F_1}$ — комплексная функция влияния для ΦO_1 ; знак * означает переход к сопряженной величине.

Формулы (3)–(6) применимы как для внешних, так и для внутренних узлов ΦO_1 . Относительно внешних узлов z_q^o ΦO_1 представляется эквивалентной интегральной звездной схемой замещения с общим узлом, помещенным в одну из точек ее границы при одинаковом направлении ветвей к общему узлу (рис.2,г).

Этап 2. Возбуждение искусственного поля в ΦO_1 . Зададим на участке границы $A_1O_1B_1$ потенциал равным 1В, а на остальной границе угла — равным нулю. Комплексный потенциал этого искусственного поля ΦO_1 в точке z^o определяется из выражения

$$W^{F_1}(z^o) = \frac{1}{\pi} \ln \frac{t^{F_1}(z^o) - 1}{t^{F_1}(z^o) + 1}. \quad (7)$$

На эквивалентной интегральной схемной модели ΦO_1 (рис.2,г) возбуждение искусственного поля отображается появлением источников ЭДС в ветвях, вычисляемых по формуле [4]

$$E_q^{F_1} = -\operatorname{Im}[W^{F_1}(z_q^o)], \quad q = 1, 2, \dots, n_1. \quad (8)$$

Величины $E_q^{F_1}$ образуют столбец ЭДС ветвей схемы E^{F_1} . Расчет параметров схемы замещения (рис.2,г) представлен в табл.1 при выборе $n_1 = 503$.

Этап 3. Локализация искусственного поля в зоне ΦO_1 , совпадающей с заданной областью, т.е. в зоне между мысленной границей статора и точкой O_1 (рис.2,в). Очевидно, для этого необходимо наложить на мысленную границу статора в ΦO_1 потенциал, равный нулю, что реализуется простым присоединением внешних узлов схемной модели с границей ΦO_1 , находящейся под нулевым потенциалом (рис.2,г). При этом уравнение цепи принимает вид

$$\mathbf{R}^{F_1} \mathbf{I}^{F_1} = \mathbf{E}^{F_1}. \quad (9)$$

Решение (9) представлено в последней колонке табл.1. Комплексный потенциал искусственного (локализованного в $d_z^{oF_1}$ -части ΦO_1) поля в произвольной точке z^o равен

$$W^{F_1}(z^o) = W^{F_1}(z^o) + \sum W_{kj}^{F_1}(z^o) I_j^{F_1}. \quad (10)$$

Выражение (10) есть метод вычисления левой части (1) с помощью ΦO_1 .

Этап 4. Определение точки z в круге D_z^F (рис.2,а), в которую отображается заданная точка z^o из области D_z^{oF} (рис.2,б). Если $\arg(z^o) < \alpha$, т.е. точка z^o находится в пределах области d_z^{oF} , то для определения ее образа z в круге D_z^F достаточно найденную

Таблица 1

Расчет параметров интегральной схемной модели ΦO_1 (рис.2,г)
(при дискретизации мысленной границы статора $n_1=503$ (рис.2,г))

| q | z_q^o | $t^{F_1}(z_q^o)$ | $R_q^{F_1}$ | $R_{q,1}^{F_1}$ | $E_q^{F_1}$ | $I_q^{F_1}$ |
|-----|-------------------------|---------------------|-------------|-----------------------|-------------|-------------|
| | рис.2,в | (4) | (3) | (5), (6) | (7),(8) | (9) |
| 1 | $0,7e^{j0,05^\circ}$ | $1,0000 + j0,0098$ | 0,2695 | 0,2695 | -0,500 | -1,5099 |
| 2 | $0,7e^{j0,14^\circ}$ | $0,9996 + j0,0294$ | 0,4443 | 0,1103 | -0,500 | -0,3938 |
| ⋮ | ⋮ | ⋮ | ⋮ | ⋮ | ⋮ | ⋮ |
| 200 | $0,8852e^{j4,53^\circ}$ | $9,7292 + j13,588$ | 1,007 | $1,627 \cdot 10^{-4}$ | -0,031 | -0,0001 |
| ⋮ | ⋮ | ⋮ | ⋮ | ⋮ | ⋮ | ⋮ |
| 502 | $0,7e^{j14,86^\circ}$ | $-0,9996 + j0,0294$ | 0,4443 | $2,084 \cdot 10^{-5}$ | -0,500 | -0,3938 |
| 503 | $0,7e^{j14,95^\circ}$ | $-1,0000 + j0,0098$ | 0,2695 | $6,947 \cdot 10^{-6}$ | -0,500 | -1,5099 |

Отображение $z(z^0)$: $D_z^{oF} \rightarrow D_z^F$ (рис.2,a,δ)

| z^0 | $t_1^{F_1}(z_q^0)$ | $W_1^{F_1}(z^0)$ | $\Sigma W_{kj}^{F_1}(z^0) I_j^{F_1}$ | $W_1^{F_1}(z^0)$ | $z(z^0)$ |
|--|--|------------------|--------------------------------------|------------------|----------------|
| рис.1,a, рис.2,a | (4) | (7) | | (6),(10) | (2) |
| $(R_s^0/2) \cdot e^{j\pi/24}$ | 149,5 | $j0,9998$ | -14,84-j0,0001 | -14,84+j0,9997 | 0,3433+j0,0452 |
| $(3R_s^0/4) \cdot e^{j\pi/24}$ | $j0,0317$ | $j0,9798$ | -14,84-j0,0153 | -14,84+j0,9645 | 0,5150+j0,0678 |
| $R_s^0 \cdot e^{j\pi/24}$ | $j1$ | $j0,500$ | -14,84-j0,2865 | -14,84+j0,2135 | 0,6745+j0,0888 |
| $(R_s^0+b/2) \cdot e^{j0,8\pi/24}$ | 1,534+j4,722 | -0,0383+j0,1209 | -14,69-j0,1151 | -14,73+j0,0059 | 0,6935+j0,0908 |
| $(R_s^0+b/2) \cdot e^{j\pi/24}$ | $j4,377$ | $j0,1430$ | -14,84-j0,1327 | -14,84+j0,0103 | 0,6931+j0,0912 |
| $(R_s^0+b/2) \cdot e^{j1,2\pi/24}$ | -1,534+j4,72 | 0,0383+j0,1209 | -14,76-j0,1151 | -14,72+j0,0059 | 0,6934+j0,0918 |
| <i>Т о ч к и</i> <i>к о н т у р а</i> <i>р о т о р а</i> : $1^\circ, 2^\circ, 3^\circ, 4^\circ, 5^\circ$ (рис.2,a) | | | | | |
| 0,1100 | $2,267 \cdot 10^{-10}$ | $j1$ | -14,730 | -14,730+j1 | 0,1088 |
| 0,1100+j0,2187 | $2,572 \cdot 10^{-6} + j2,136 \cdot 10^{-6}$ | $0,000+j1,000$ | -14,731-j0,000 | -14,731+j1,0000 | 0,1088+j0,2164 |
| 0,3853+j0,2187 | 0,0041+j0,0004 | 0,0026+j0,9998 | -14,728-j0,0002 | -14,726+j0,9996 | 0,3812+j0,2164 |
| 0,3853+j0,3187 | -0,0075+j0,016 | 0,0048+j0,9898 | -14,727-j0,0077 | -14,722+j0,9821 | 0,3812+j0,3153 |
| $j0,6$ | 0,1573 | -0,1010+j1,000 | -14,807 | -14,908+j1 | $j0,5938$ |

по (10) величину $W_1^{F_1}(z^0)$ подставить в формулу (2). Полученные таким образом отображения для нескольких точек z^0 при $\arg(z^0) = \alpha/2 = \pi/N_s = \pi/24$, приведены в верхней части табл.2. Если $\arg(z^0) > \alpha$, то в соответствии с принципом симметрии необходимо вначале найти отображение для *симметричной* ей точки z_{sim}^0 (в пределах области D_z^{oF}), положение которой определяется по формулам

$$|z_{sim}^0| = |z^0|,$$

$$\arg(z_{sim}^0) = \arg(z^0) - \{\arg(z^0)/\alpha\}\alpha, \quad (11)$$

где подразумевается, что деление, указанное в фигурных скобках, *целочисленное*. Обозначим найденный с помощью (10) и (2) образ точки z_{sim}^0 через z_{sim} ; тогда образ искомой точки z^0 можно вычислить по формулам

$$|z| = |z_{sim}|; \arg(z) = \arg(z_{sim}) + \{\arg(z^0)/\alpha\}\alpha, \quad (12)$$

причем и здесь деление, указанное в фигурных скобках, также *целочисленное*. Найденные таким образом отображения для нескольких точек z^0 D_z^{oF} -области, лежащих на мысленном контуре удаленного ротора, показаны в нижней части табл.2.

В целом табл.2 отражает трансформацию D_z^o -области между явнополюсным ротором и зубчатым статором (рис.1,a) с помощью преобразования $z(z^0)$ на D_z -область, в результате которого статор стал гладким, а грани-

ца ротора приобрела волнистое очертание (рис.1,b). Последующие этапы связаны с реализацией алгоритма [1].

П р и м е ч а н и е 1. Очевидно точность полученного отображения $z(z^0)$: $D_z^{oF} \rightarrow D_z^F$ соответствует общему числу участков дискретизации границы статора, равного

$$n^s = n_1 \times N_s. \quad (13)$$

В нашем примере $n^s = 503 \times 24 = 12072$.

П р и м е ч а н и е 2. Для электромагнитных расчетов требуется знание производных отображающей функции $z(z^0)$. Из (2) следует, что ее первая производная в точке z_p^0 может быть вычислена по формуле:

$$z'_p = j\alpha z_p \frac{e^{\frac{\pi W_p^{F_1}}{2}}}{1 + e^{\frac{\pi W_p^{F_1}}{2}}} W_p^{F_1}, \quad (14)$$

где $z_p = z(z_p^0)$ и согласно (10) и (4)

$$W_p^{F_1} = \left\{ \frac{j}{2\pi} S_1^{F_1} + \frac{2}{\pi} \frac{1}{(t_p^{F_1})^2 - 1} \right\} t_p^{F_1};$$

$$S_1^{F_1} = \sum_{q=1}^{n_1} \left[\frac{1}{t_p^{F_1} - (t_q^{F_1})^*} - \frac{1}{t_p^{F_1} - t_q^{F_1}} \right] I_q^{F_1}; t_p^{F_1} = \frac{\pi t_p^{F_1}}{\alpha z_p^0}.$$

Вторая производная функции $z(z^0)$ в точке z_p^0 может быть представлена в виде

$$z_p'' = j\alpha z_p' \frac{e^{-\frac{\pi W_p^{F_1}}{2}}}{1 + e^{\frac{\pi W_p^{F_1}}{2}}} W_p^{F_1} + j\alpha z_p \frac{\pi}{2} e^{-\frac{\pi W_p^{F_1}}{2}} \times \\ \times \frac{1 - e^{\frac{\pi W_p^{F_1}}{2}}}{\left(1 + e^{\frac{\pi W_p^{F_1}}{2}}\right)^2} \left(W_p^{F_1}\right)^2 + j\alpha z_p \frac{e^{-\frac{\pi W_p^{F_1}}{2}}}{1 + e^{\frac{\pi W_p^{F_1}}{2}}} W_p^{F_1}, \quad (15)$$

где $W_p^{F_1} = \left\{ \frac{j}{2\pi} S_2^{F_1} - \frac{4}{\pi} \frac{t_p^{F_1}}{\left[\left(t_p^{F_1}\right)^2 - 1\right]^2} \right\} \left(t_p^{F_1}\right)^2 + \\ + \left\{ \frac{j}{2\pi} S_1^{F_1} + \frac{2}{\pi} \frac{1}{\left(t_p^{F_1}\right)^2 - 1} \right\} t_p^{F_1};$

$$S_2^{F_1} = \sum_{q=1}^{n_1} \left[\frac{1}{\left(t_p^{F_1} - t_q^{F_1}\right)^2} - \frac{1}{\left(t_p^{F_1} - (t_q^{F_1})^*\right)^2} \right] I_q^{F_1},$$

$$t_p^{F_1} = \frac{\pi}{\alpha} \frac{t_p^{F_1}}{z_p^{F_1^2}} \left[\frac{\pi}{\alpha} - 1 \right].$$

Преобразование $\omega(z)$: D_z -зазор $\rightarrow D_\omega$ -зазор (рис.1,б,в). Изложенный в [1] метод синтеза $\omega(z)$: $D_z \rightarrow D_\omega$ базируется на использовании выражения комплексного потенциала для искусственного поля в D_z -зазоре при задании на роторе потенциала $U_0 = 1$ В, а на статоре нуля (см. (7) из [1]):

$$W_k = -jU_0 \frac{\ln \frac{\omega(z_k)}{R_s^{(\omega)}}}{\ln \frac{R_s^{(\omega)}}{R_r^{(\omega)}}} + V_0,$$

поскольку из него следует, что по известному распределению комплексного потенциала в D_z -зазоре можно найти искомое преобразование:

$$\omega_k \equiv \omega(z_k) = R_s^{(\omega)} e^{j\beta_0} e^{j W_k \ln \frac{R_s^{(\omega)}}{R_r^{(\omega)}}},$$

где β_0 — произвольная вещественная константа, введенная вместо константы V_0 .

Зададим внешний радиус концентрического D_ω -кольца $R_s^{(\omega)} = R_s^{(z)} = R_s^o$. Ключевой является идея определения радиуса $R_r^{(\omega)}$ и комплексного потенциала искусственного поля с помощью (ФО) в виде односвязного

D_z^F -круга радиуса $R_s^{(z)}$, образующегося из D_z -области после удаления ротора. Найденные и запомненные выше точки z_q , образующие мысленный контур удаленного ротора в ФО, рассматриваются как внешние узлы ФО или многополюсника, описываемого квадратной матрицей сопротивлений холостого хода R размером $n \times n$. Элементы этой матрицы определяются по формулам [1, см. (1)–(4)]. Их расчет для рассматриваемого примера при выборе $n = 1006$ иллюстрируется в табл.3. Искомое искусственное поле в ФО моделируется путем подсоединения к ее внешним узлам источника ЭДС $U_0 = 1$ В относительно границы круга, при этом токи многополюсника определяются в результате численного решения системы уравнений n -го порядка (см. (5) из [1]). Сумма этих токов (последний столбец табл.3) в рассматриваемом примере $I_0 = -8,6061$, что позволяет по формуле (13) из [1] найти разрешенный внутренний радиус D_ω -кольца $R_r^{(\omega)} = 0,5244$ м. Рассчитав комплексный потенциал искусственного поля W_k^F в произвольной точке z_k (по формуле (6) из [1]) и подставив это значение вместо W_k , получим искомое отображение точки z_k в D_ω -кольце. Примеры расчета отображений для точек z_A^o и z_B^o 3-го и 15-го пазов машины (через которые проходят нити с токами рис.1,а) на D_ω -кольцо приведены в табл.4.

Вычисление электромагнитных сил (ЭМС), действующих на проводники статора. Пусть на статоре имеется один виток с диаметральным шагом: в 3-м пазу через точку $z_A^o = 0,775e^{j37,5^\circ}$ протекает ток $J_{A^o} = J$, в 15-м пазу через точку $z_B^o = 0,845e^{-j142,5^\circ}$ — ток $J_{B^o} = -J$ (при наличии нескольких витков расчеты ведутся методом наложения). Образы этих точек z_A и z_B в D_z -области приведены в табл.4. Усилие, действующее на A^o -проводник, определяем по теореме о преобразовании ЭМС [5]:

$$f_{zA^o} = f_{\omega A} \omega_{A^o}'^* - \frac{\mu_0 J^2}{4\pi} \left(\frac{\omega_{A^o}''}{\omega_{A^o}'} \right)^*, \quad (16)$$

причем первая производная отображения $\omega(z(z^o))$ в точке z_A^o вычисляется по формуле (см. табл.4)

$$\omega_{A^o}' = \omega_{zA} z_{A^o}' = (0,758 - j0,228) \times \\ \times (0,057 + j0) = 0,043 - j0,013. \quad (17)$$

Таблица 3

Расчет коэффициентов системы уравнений $R^F I^F = E^F$ (см. (5) из [1]) и ее решение
(при дискретизации мысленного контура ротора $n=1006$)

| q | z_q^0 | z_q | t_q | $ t'_q $ | R_q^F | $R_{1,q}^F$ | I_q^F |
|----------|---|---------------------------|---|----------------------|------------|-------------|------------|
| | Точки контура ротора (рис.1, α) | (2) (рис.1, β) | (2) из [1] | (2) из [1] | (1) из [1] | (3) из [1] | (5) из [1] |
| 1 | $0,2199 e^{0,518^\circ}$ | $0,2176 e^{0,518^\circ}$ | $9,19 \cdot 10^{-7} + j1,00 \cdot 10^{-7}$ | $9,24 \cdot 10^{-7}$ | 1,078 | 1,078 | 0,0395 |
| 2 | $0,2200 e^{1,553^\circ}$ | $0,2176 e^{1,553^\circ}$ | $8,79 \cdot 10^{-7} + j2,97 \cdot 10^{-7}$ | $9,28 \cdot 10^{-7}$ | 1,078 | 0,8085 | 0,0395 |
| \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots |
| 51 | $0,2978 e^{42,40^\circ}$ | $0,2946 e^{42,40^\circ}$ | $-3,01 \cdot 10^{-5} + j1,82 \cdot 10^{-5}$ | $3,51 \cdot 10^{-5}$ | 1,063 | 0,1865 | 0,0395 |
| \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots |
| 101 | $0,4498 e^{31,07^\circ}$ | $0,4450 e^{31,07^\circ}$ | $0,0048 + j0,0011$ | 0,0050 | 1,017 | 0,1171 | 0,0319 |
| \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots |
| 201 | $0,5836 e^{70,57^\circ}$ | $0,5774 e^{70,56^\circ}$ | $-0,0676 + j0,0902$ | 0,1128 | 0,9131 | 0,0312 | 0,0043 |
| \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots |
| 701 | $0,5816 e^{-110,5^\circ}$ | $0,5753 e^{-110,6^\circ}$ | $-0,0423 + j0,0997$ | 0,1083 | 0,9157 | 0,0213 | 0,0052 |
| \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots | \vdots |
| 1006 | $0,2199 e^{-0,518^\circ}$ | $0,2176 e^{-0,518^\circ}$ | $-9,19 \cdot 10^{-7} + j1,00 \cdot 10^{-7}$ | $9,24 \cdot 10^{-7}$ | 1,078 | 0,8085 | 0,0395 |

Таблица 4

Отображение $\omega(z(z^\circ))$: D_{z° -зазор $\rightarrow D_z$ -зазор $\rightarrow D_\omega$ -зазор (рис.1)

| z° | z | z'_z° | z''_z° | t | W^F | ω | ω'_z | ω''_z |
|---------------------------|----------------------------------|------------------|---------------------|---------------------|---------------------|-----------------------------------|------------------|-------------------|
| | (2) | (14) | (15) | (2) из [1] | (6) из [1] | (14) из [1] | (16) из [1] | (17) из [1] |
| $0,775 e^{j37,5^\circ}$ | $0,6983 \cdot e^{j37,5^\circ}$ | $0,0571 + j0,00$ | $-1,5426 + j1,1836$ | $2,0278 + j0,0061$ | $18,5440 + j0,0065$ | $0,6987 \cdot e^{j20,62^\circ}$ | $0,758 - j0,228$ | $-1,364 - j0,690$ |
| $0,845 e^{-j142,5^\circ}$ | $0,6998 \cdot e^{-j142,5^\circ}$ | $0,0053 + j0,00$ | $0,1376 - j0,1056$ | $-0,4931 + j0,0001$ | $7,6637 + j0,0006$ | $0,6999 \cdot e^{-j159,38^\circ}$ | $0,757 - j0,230$ | $1,363 + j0,687$ |

Вторая производная вычисляется по формуле

$$\omega''_{A^\circ} = (z'_{A^\circ})^2 \omega''_{zA} + \omega'_{zA} z''_{A^\circ} = -0,905 + j1,247. \quad (18)$$

Воспользовавшись значениями ω_A и ω_B из табл.4, по формуле (4) из [2] найдем ЭМС, действующую на А-нить в D_ω -кольце

$$f_{\omega_A} = \frac{\mu_0 J^2}{4\pi} 759,5 e^{j20,6^\circ}.$$

Подставив этот результат, а также правые части (17) и (18) в (16), найдем искомую ЭМС

$$f_{zA^\circ} = \frac{\mu_0 J^2}{4\pi} 68,42 e^{j37,3^\circ}.$$

Выполнив аналогичные расчеты для нити B° , получим

$$f_{\omega_B} = \frac{\mu_0 J^2}{4\pi} 8566 e^{-j159,4^\circ}; \quad f_{zB^\circ} = \frac{\mu_0 J^2}{4\pi} 68,70 e^{-j142,5^\circ}.$$

При эксцентриките ротора эти силы практически не меняются.

Вычисление силы и момента, действующих на ротор. Согласно (2) из [2] ЭМС F_{rot} , действующая на ротор (единичной длины), вычисляется по формуле Максвелла, которую с учетом принятых обозначений можно представить в виде

$$F_{\text{rot}} = j \frac{\mu_0}{2} \int_{l^\circ} H_{z^\circ}^2 dz^\circ, \quad (19)$$

Таблица 5

Электромагнитная сила и моменты, действующие на ротор машины с одним витком (рис.1, а)

| | ε, м | | |
|---|-------|------------------|------------------|
| | 0 | 0,03 | 0,05 |
| $\frac{F_{\text{rot}}}{\mu_0 J^2 / 4\pi}$ | 0 | $17,30 + j9,577$ | $29,17 + j16,18$ |
| $\frac{M_{\text{rot}}^S}{\mu_0 J^2 / 4\pi}$ | 5,333 | 5,490 | 5,779 |
| $\frac{M_{\text{rot}}^R}{\mu_0 J^2 / 4\pi}$ | 5,333 | 5,203 | 4,970 |

где l^o — контур в D_z^o -области, охватывающей ротор; $H_{z^o} = \omega_{z^o}^* H_{\omega}$, причем $\omega_{z^o}^* = \omega_{z^o} z_{z^o}$.

Согласно выражению (3) из [2] момент, действующий на ротор относительно оси, проходящей через точку z_0^o области D_z^o (рис.1, а), равен:

$$M_{\text{rot}} = \frac{\mu_0}{2} \operatorname{Re} \int_{l^o} H_{z^o}^2 (z^o - z_0^o)^* dz^o. \quad (20)$$

Величины, полученные по формулам (19) и (20), приведены в табл.5 для различных случаев смещения (эксцентриситета ϵ) оси ротора относительно оси статора вправо вдоль оси x^o (рис.1, а); через M_{rot}^S обозначен момент относительно оси статора ($z_0^o = 0$), а через M_{rot}^R — относительно ротора ($z_0^o = \epsilon$). Распределение напряженности поля иллюстрируется на рис.3.

Выводы

1. Каскадный синтез конформных отображений является, по-видимому, наиболее перспективным с точки зрения вычислительных затрат, поскольку на каждом этапе усложнения границы преобразуемой области порядок численно решаемой системы уравнений определяется дискретизацией только наращиваемой части границы. Суммарное число участков дискретизации границы отображаемой области может достигать нескольких десятков тысяч.

2. Метод потенциально точнее по сравнению как с методами конечных элементов и сеток (дискретизации подвергаются только границы областей), так и с методами интегральных уравнений, поскольку на всех этапах дискретизируются лишь части границ областей.

3. Получаемое при каскадном синтезе преобразование имеет вид $\omega(z)$, а не $z(\omega)$, как в методе Кристоффеля—Шварца.

4. Доступность изложенной методологии

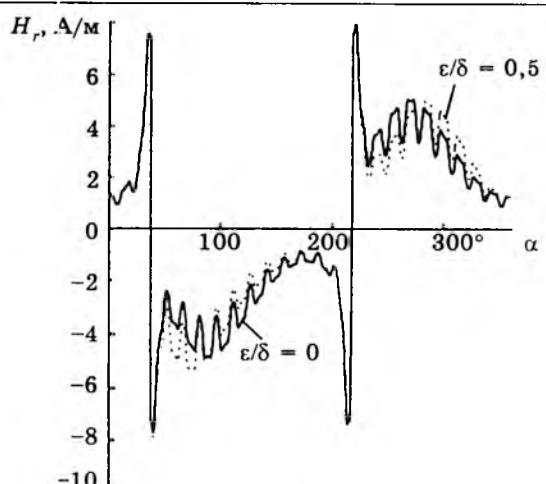


Рис.3. Распределение радиальной составляющей напряженности поля в зазоре по окружности радиуса 0,65 м с центром на оси статора.

конформных преобразований обеспечивается физической интерпретацией основной идеи синтеза отображений с помощью наглядных эквивалентных интегральных схемных моделей.

Список литературы

- Шакиров М.А., Майоров Ю.А. Синтез и применение конформных отображений двусвязных областей для расчета плоскопараллельных магнитных полей// Электротехника, 1998, № 8, С. 58.
- Шакиров М.А., Майоров Ю.А. Применение конформных отображений для полей в воздушном зазоре явнополюсных машин с гладким статором при наличии эксцентриситета//Электротехника, 1998, №9, С.41.
- Лаврентьев М.А., Шабат Б.В. Методы теории функций комплексного переменного. М.: Наука, 1965.
- Шакиров М.А. Интегральные схемы замещения конформных отображений односвязных областей плоскопараллельных полей//Изв. РАН. Сер. Энергетика. 1995. №5. С. 116–124.
- Шакиров М.А. Механические проявления электрического и магнитного полей конформно связанных областей//Электричество. 1994. №11. С.67–73.



Шакиров Мансур Акмелович — окончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института (ЛПИ, ныне Санкт-Петербургский государственный технический университет — СПбГТУ) в 1961 г. В 1980 г. в ЛПИ защитил докторскую диссертацию на тему «Разработка основ общей теории преобразования сложных электрических цепей и применение ее в диакоптике». Профессор кафедры теоретических основ электротехники СПбГТУ.

Майоров Юрий Александрович — окончил электромеханический факультет Санкт-Петербургского государственного технического университета (СПбГТУ) в 1996г., получил звание магистра технических наук. Аспирант кафедры теоретических основ электротехники СПбГТУ.



Оценка эффективности использования тонких пленок в фотоэлектрических системах

В.С.СИМАНКОВ, академик АН прикладной радиоэлектроники, Т.Т.ЗАНГИЕВ, инж.

Кубанский ГТУ

Представлены фотоэлектрические генераторы (ФЭГ), сделанные из тонкопленочного аморфного кремния, как сильный полиурет классических систем, основанных на кристаллическом кремнии, а также следующее поколение тонкопленочных модулей с лучшими техническими результатами при такой же или даже более низкой стоимости. Показано, что при выполнении задачи снижения общей начальной стоимости систем (в пять–шесть раз для рынков в развитых странах и в два–три раза для рынков в развивающихся странах) инвестиции в ФЭ системы станут рентабельными при любом из рассмотренных вариантов.

Прямое преобразование энергии солнечного излучения в электрическую энергию или фотоэлектрическая генерация, — одно из перспективных направлений развития нетрадиционной энергетики. За последние десять лет рынок фотоэлектрических (ФЭ) систем вырос с 30 до 90 МВт в год, стоимость производимой электроэнергии снизилась более чем в полтора раза — до 0,20—0,25 дол/кВт·ч, достигнуты значительные успехи в повышении КПД преобразования энергии. Несмотря на такой существенный прогресс до сих пор нельзя говорить о серьезном вкладе фотоэлектрических систем в общее производство электроэнергии главным образом из-за их высокой стоимости. Технологии по использованию тонких пленок для производства фотоэлектрических генераторов (ФЭГ) создавались именно в целях существенного снижения стоимости ФЭ систем. Основой для этого явилось предположение о том, что затраты на материалы, энергию и капитальные затраты на производство тонкопленочных ФЭ модулей будут меньше, чем на производство классических, изготавливаемых из кристаллического кремния, ФЭ модулей.

Однако тонкопленочные ФЭ модули должны изготавливаться из новых полупроводниковых материалов при использовании новых технологий, что влечет за собой неизбежные трудности. На сегодняшний день основными типами тонкопленочных ФЭ ячеек являются:

1. *Amorphous Silicon (a-Si)* ячейка, состоящая из переднего уровня SnO_2 и составной структуры $a\text{-SiC}/a\text{-Si}/a\text{-SiGe}$ (каждый слой 0,35 мкм). Задний контакт состоит из Al (1 мкм) [1].

II. *Copper Indium Diselenide (CIS)* ячейка, состоящая из слоев: ZnO (2 мкм), CdS (0,05 мкм), CuInSe_2 (2 мкм) и Mo (1 мкм) [2]. Для CIS ячейки имеется возможность частичного замещения индия галлием (реальный уровень Ga может составлять 10-20% содержания In [2]).

III. *Cadmium Telluride (CdTe)* ячейка, состоящая из слоев SnO_2 (0,12 мкм), CdS (0,2 мкм), CdTe (1,5 мкм), Cu (0,001 мкм) и Mo (1 мкм) [3].

IV. *Gratzel* ячейка, состоящая из слоя TiO_2 (10 мкм) и окруженная двумя слоями SnO_2 (0,5+0,5 мкм). Ячейка также содержит слой Pt (0,002 мкм) и 0,1 г/м² Ru (в пигменте) [4].

Основными факторами, определяющими стоимость электроэнергии, производимой ФЭ системой, и ее общий энергетический выход¹, являются:

- КПД преобразования ФЭ системой солнечной энергии в электрическую;
- динамика КПД в течение срока службы модулей;
- время службы ФЭ модулей и других компонентов системы;
- начальная стоимость системы и затраты в течение срока ее эксплуатации.

Для получения 10%-го КПД всей системы, учитывая температурные потери, потери при трансформации постоянного тока в переменный, загрязнение поверхности модулей и т.п., которые в сумме составляют около 20—30%, необходимо использовать модули с 14—15% КПД в стандартных условиях [5]. В таблице перечислены лучшие су-

¹ Отношение общего количества произведенной системой энергии в течение срока ее эксплуатации к общему количеству энергии, затраченной на ее создание.

| Компания-производитель | Материал | Площадь, см ² | КПД, % | Мощность, Вт |
|------------------------|--------------------|--------------------------|--------|--------------|
| «Solar Cells Inc.» | CdTe | 6728 | 9,1 | 61,3 |
| «Solarex» | a-Si/a-SiGe | 7417 | 7,6 | 56,0 |
| «Siemens Solar» | CIS | 3859 | 10,2 | 39,3 |
| «BP Solar» | CdTe | 4540 | 8,4 | 38,2 |
| ECD | a-Si/a-Si/a-SiGe | 3906 | 7,8 | 30,6 |
| «Golden Photon» | CdTe | 3550 | 8,7 | 29,3 |
| EPV | CIGS | 3746 | 6,9 | 25,7 |
| USSC | a-Si/a-Si | 3676 | 6,2 | 22,8 |
| «Fuji» | a-Si/a-Si | 1200 | 8,9 | 10,7 |
| «Siemens Solar» | CIS | 938 | 11,1 | 10,4 |
| «Matsushita Batt.» | CdTe | 1200 | 8,7 | 10,0 |
| USSC | a-Si/a-SiGe/a-SiGe | 903 | 10,2 | 9,2 |
| «BP Solar» | CdTe | 706 | 10,1 | 7,1 |
| «Energy PV» | CIGS | 741 | 8,1 | 6,0 |
| ISET | CIS | 845 | 6,9 | 5,8 |

ществующие лабораторные образцы тонкопленочных ФЭ модулей и компании-производители. Конечно, результаты, полученные на лабораторных экземплярах, не смогут быть достигнуты при промышленном производстве, но это важный показатель потенциала.

Предположим, что КПД серийных модулей будет на 10% меньше, чем КПД лучших лабораторных образцов. Это значит, что имея лабораторные образцы с 17% КПД (который уже достигнут), можно ожидать 13,6% КПД от серийных образцов, что будет соответствовать 9—10% КПД всей системы.

Во многих случаях получение ФЭ модулей приемлемого для серийного производства размера (3500—9000 см²) было более необходимо, чем получение рекордного КПД с использованием малых ячеек (например, 1000 см²). По этой причине КПД модулей сильно отличаются от КПД лучших лабораторных образцов. Компании понимают, что производство тонкопленочных модулей с КПД 8—10% позволит им успешно конкурировать на сегодняшнем рынке, что является их первоочередной задачей. Рассмотрев достигнутый прогресс в повышении КПД тонкопленочных ФЭ ячеек, можно с уверенностью сказать: переход от лабораторных ячеек к серийным модулям не станет «końечным пунктом» ни для одной из тонкопленочных технологий.

Очевиден тот факт, что чем больше срок службы ФЭ системы, тем больше энергии она произведет, т.е. стоимость энергии будет ниже, а энергетический выход выше. Оценки ожидаемого срока службы тонкопленочных ФЭ модулей, сделанные в 1994 г. на

XII Европейской ФЭ конференции, составили 25—30 лет [1,3]. Будем предполагать, что этот прогноз верен. Стабильность работы во внешних условиях в течение всех тридцати лет эксплуатации является очень важной характеристикой ФЭ системы. Хотя ФЭГ применяются не многим более тридцати лет, наблюдения показывают, что классические кремниевые модули являются самой долговечной частью ФЭ системы. Подтвержденная частота отказов 10⁻⁴ в год [5] — очень важное достижение классических ФЭ технологий.

С тонкопленочными ФЭ модулями ситуация выглядит несколько иначе. Первые тонкопленочные ФЭ модули, сделанные из сульфида меди (*Copper Sulfide*), страдали из-за электрохимической нестабильности, которая приводила к снижению КПД. В свою очередь тонкопленочные модули из аморфного кремния (*Amorphous Silicon* или a-Si) подвержены серьезной деградации, связанной с чувствительностью к свету (так называемый эффект Стэблера—Бронского [5]). По этой причине КПД a-Si модулей ниже, чем других тонкопленочных модулей. Неизбежные дефекты при производстве, плохая стабильность работы во внешних условиях a-Si модулей — вот причины негативной оценки тонкопленочных технологий до недавнего времени.

Такие проблемы, как неоднородности в тонких пленках и контроль за качеством модулей при производстве были преодолены по мере развития a-Si технологии. Кроме того, было установлено, что КПД a-Si модулей снижается только до определенного уровня, после которого следует его стабилизация.

зация. Абсолютное снижение КПД зависит от температуры окружающего воздуха и увеличивается при уменьшении рабочей температуры. Компания «Advanced PV Systems» (APS) создала и установили 400 кВт *a-Si* систему в штате Калифорния, США, называемую *Photovoltaics for Utility-Scale Applications* (PVUSA). Эта 5 дол/Вт^{*} система (возможно, сейчас самая дешевая в мире) показала типичное поведение *a-Si* модулей (рис.1): начальная деградация с последующей стабилизацией КПД и мягкими колебаниями около точки стабилизации. Этот тип КПД, называемый «стабилизированным КПД», заменил в расчетах предыдущий за-вышенный «начальный КПД». Проведенное NREL (*National Renewable Energy Laboratory, USA*) независимое тестирование APS *a-Si* модулей показало примерно такие же результаты: начальный спад КПД примерно на 20—25% с последующей стабилизацией [5]. Еще более обнадеживающие результаты были получены при тестировании модулей, основанных на *Copper Indium Diselenide* (CIS) и *Cadmium Telluride* (CdTe). Данные NREL показывают, что некоторые тонкопленочные модули работают стабильно в течение периода от 6 месяцев до 6 лет [5] и подтверждают, что стабильность возможна.

Однако для достижения реальной стабильности при серийном производстве необходимо добиться, чтобы стабильность единичных лабораторных экземпляров стала нормой для каждого модуля. Также необходимо уделять внимание потенциально опасным для стабильности фактором, как, например,

диффузия неоднородностей, воздействие влаги и т.п. Нельзя быть абсолютно уверенными и в том, что новые тонкие пленки не имеют катастрофического механизма деградации, который включится через n ($n=5\div30$) лет после начала эксплуатации. Для примера рассмотрим три возможных варианта динамики КПД тонкопленочной ФЭ системы (рис.2):

— *вариант 1*: после начального спада КПД остается неизменным в течение тридцати лет эксплуатации системы;

— *вариант 2*: после двадцати лет стабильной работы КПД начинает снижаться, падая до 3% к тридцатому году эксплуатации системы;

— *вариант 3*: в течение тридцати лет работы КПД системы линейно падает с 10 до 7%.

Если ФЭ система преобразует примерно 10% получаемого солнечного излучения в электричество, она будет генерировать примерно 100 Вт/м². Если предположить, что в среднем за год количество солнечной энергии, попадающей на 1 м² земной поверхности, составит 1800 кВт·ч/м² (для средних широт [6]), то такая неподвижная, плоская система, как ФЭ модуль, произведет за год 180 кВт·ч/м². За тридцать лет работы это даст примерно 5000 кВт·ч/м². Если считать, что стоимость электроэнергии в первый год эксплуатации системы составляет 0,06 дол/кВт·ч при уровне инфляции 3% в год, то ее стоимость к тридцатому году эксплуатации увеличится до 0,146 дол/кВт·ч, а общая стоимость произведенной энергии будет равна 515 дол/м².

Если же стоимость той же самой ФЭ системы составит 500 дол/м², то она окупит себя за тридцать лет. Эти расчеты не учитывают эксплуатационных затрат и затрат на обслуживание, которые, однако, ожидаются небольшими. Начальная стоимость не включает и другие затраты, как, например, замену инвер-

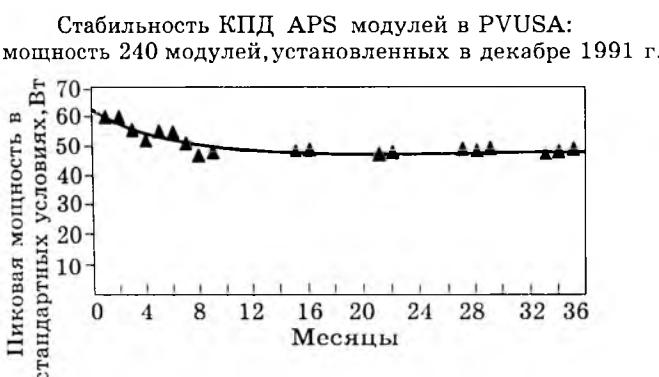


Рис.1. Деградация характеристик модулей из аморфного кремния (Amorphous Silicon), останавливающаяся примерно после 20%-го спада

* Вт_н — Ватт пиковой мощности ФЭ системы (т.е. мощности, генерируемой при перпендикулярном попадании на поверхность модуля солнечного излучения с плотностью энергии 1000 Вт/м²).

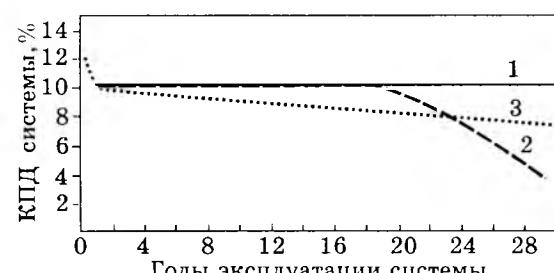


Рис.2. Рассматриваемые варианты динамики КПД тонкопленочной ФЭ системы

торов, срок службы которых заведомо меньше, чем срок службы ФЭ модулей. Таким образом, для рентабельности инвестиций в ФЭ системы их общая стоимость должна быть меньше 500 дол/м². Для оценки того, насколько низкой должна быть общая начальная стоимость систем, требуется сравнить эффективность инвестиций в ФЭ системы и других возможных инвестиций.

Расчет нормы рентабельности инвестиций (*IRR*) обеспечивает наиболее прямой путь для такого сравнения. Проведем финансовую оценку инвестиций в ФЭ системы.

Предположим, что инвестиция (*IC*) будет генерировать в течение *n* лет доходы в размере P_1, P_2, \dots, P_n . Общее значение дисконтированных доходов (*PV*) и чистый приведенный эффект (*NPV*) соответственно рассчитываются по формулам:

$$PV = \sum_{k=1}^n \frac{P_k}{(1+r)^k}; \quad NPV = \sum_{k=1}^n \frac{P_k}{(1+r)^k} - IC, \quad (1)$$

где *r* — коэффициент дисконтирования.

Коэффициент дисконтирования, применяемый в практике оценивания «длинных» денег, является прогнозом скорости изменения масштаба денег в стационарных режимах экономического развития, в обобщенном смысле он отражает соотношение энергетических потоков в обществе.

Предполагая, что срок службы ФЭ модулей составляет 30 лет, а остального оборудования ФЭ системы — 15 лет, необходимо учесть стоимость замены оборудования на пятнадцатом году эксплуатации системы. Если считать, что балансовая стоимость подсистем² (БСП) составляет половину стоимости всей системы, то общее значение дисконтированных затрат составит:

$$IC_{\text{total}} = IC \left(1 + \frac{1}{2(1+r)^{15}} \right). \quad (2)$$

Под нормой рентабельности инвестиций (*IRR*) понимают значение коэффициента дисконтирования, при котором *NPV* проекта равен нулю. Смысл расчета этого коэффициента состоит в следующем: *IRR* показывает максимально допустимый относительный уровень расходов, которые могут быть ассоциированы с данным проектом. Например, если проект полностью финансируется за счет ссуды коммерческого банка, то значение

IRR показывает верхнюю границу допустимого уровня банковской процентной ставки, превышение которого делает проект убыточным. Разность (*IRR*—*r*) называется запасом рентабельности инвестиций. Предположим, что сумма *IC* использована для установки ФЭГ, который производит M_{year} кВт·ч в год при стоимости электроэнергии $K_{0\text{kWh}}$. Тогда сумма, получаемая за счет ФЭГ в году *t*, составит $P_t = M_{\text{year}} K_{0\text{kWh}}$ в «сегодняшних» деньгах. В этом случае значение *IRR* будет решением уравнения (*NPV*=0):

$$IC_{\text{total}} = M_{\text{year}} K_{0\text{kWh}} \sum_{t=1}^n \frac{1}{(1+IRR)^t}. \quad (3)$$

Рассмотрим более подробно величину *M_{year}*. При общей начальной стоимости ФЭ системы *IC* и площади модулей *S_q* стоимость за 1 м² составит $K_s = IC/S_q$. Если на 1 м² поверхности ФЭ модулей попадает суммарное годовое количество солнечной энергии *I_{year}* при общем КПД системы *E_f(t)*, то для *M_{year}* получаем соотношение:

$$M_{\text{year}} = S_q I_{\text{year}} E_f(t) = \frac{IC I_{\text{year}} E_f(t)}{K_s}. \quad (5)$$

Подставляя (3) и (5) в (4), получаем соотношение для *K_s*:

$$K_s = \frac{I_{\text{year}} E_f(t) K_{0\text{kWh}} \sum_{t=1}^n \frac{1}{(1+IRR)^t}}{1 + \frac{1}{2(1+r)^{15}}}. \quad (6)$$

Полученное соотношение позволяет рассчитать, какой должна быть общая стоимость системы, чтобы при заданных условиях ее использование в течение *n* лет было эквивалентно банковскому вкладу с годовой процентной ставкой, равной *IRR*. И наоборот, при заданной стоимости системы можно определить *IRR*, которая в этом случае будет нормой рентабельности инвестирования.

На рис.3 показаны зависимости *IRR* от общей стоимости ФЭ системы для трех рассматриваемых вариантов динамики КПД при *n* = 30 лет, *I_{year}* = 1800 кВт·ч/м², *K_{0kWh}* = 0,06 дол/кВт·ч. Вложение можно считать эффективным при условии *IRR* > *r* (*r* — коэффициент дисконтирования) и привлекательным при условии *IRR* > *p*/100, где *p* — годовая процентная ставка других возможных инвестиций, например, банковского

² Стоимость ФЭ системы без ФЭ модулей.

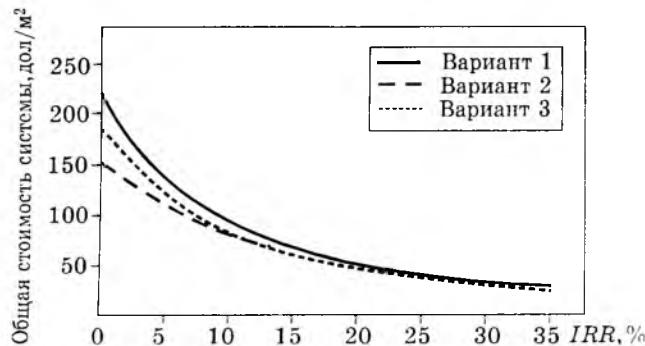


Рис.3. Зависимость нормы рентабельности от общей стоимости ФЭ системы

вклада³. Отметим близость полученных кривых при значениях $IRR > 10\%$, т.е. в этом случае при выполнении требования низкой начальной стоимости ФЭ системы предложенные варианты динамики КПД являются равнозначными с экономической точки зрения.

Сейчас стоимость ФЭ модулей составляет около 3,5–5 дол/Вт_п [4]. Практически все они сделаны из кристаллического кремния с КПД около 10–13%. Это соответствует 400 дол/м². Если считать, что себестоимость производства модулей на 30% меньше, чем их стоимость на рынке, то на сегодняшний день она составляет примерно 300 дол/м². Балансовая стоимость подсистем (БСП) составляет примерно 2–3 дол/Вт_п или 250 дол/м², что намного увеличивает стоимость всей системы. Если БСП будет оставаться на таком высоком уровне, то ФЭ энергия никогда не станет конкурентоспособной. Однако есть несколько причин, по которым БСП должна резко упасть: сегодняшние системы, как правило, уникальны: широкомасштабное серийное производство может быть внедрено лишь в будущем, когда системы станут оптимизированы специально для работы с ФЭГ.

Заметим, что далеко не всегда можно легко получать электроэнергию за 0,06 дол/кВт·ч, например, в развивающихся странах, особенно в сельских районах, а также в случае удаленных друг от друга потребителей. Можно предположить, что в этих случаях применение ФЭ систем станет экономически оправданным уже при их общей начальной стоимости 180 дол/м², т.е. при стоимости производимой электроэнергии 0,12 дол/кВт·ч.

³ В случае, если доходы по банковским вкладам облагаются налогом, то IRR необходимо сравнивать с величиной $\frac{p}{100} \left(1 - \frac{t}{100}\right)$, где t — процентная ставка налога.

⁴ Однако следует заметить, что максимальный КПД лабораторных ячеек из кристаллического кремния уже достиг 22,7% [7].

Выходы

1. ФЭ модули, изготовленные из аморфного кремния, уже показали себя сильным конкурентом классических систем, основанных на кристаллическом кремнии. Следующее поколение тонкопленочных модулей, основанных на CIS, CdTe и TiO₂, показывает лучшие технические результаты при такой же или даже более низкой стоимости.

2. Недостаточность экспериментальных данных приводит к необходимости рассматривать различные варианты динамики КПД тонкопленочных систем в течение предполагаемого срока службы ФЭГ. Результаты финансовой оценки инвестиций в ФЭ системы для трех вероятных вариантов динамики КПД показывают, что при выполнении задачи снижения общей начальной стоимости систем (в пять-шесть раз для рынков в развитых странах и в два-три раза для рынков в развивающихся странах), инвестиции в ФЭ системы станут рентабельными при любом из рассмотренных вариантов.

3. Тонкопленочные технологии являются перспективным направлением развития ФЭ энергетики, так как их использование позволяет решить поставленную задачу снижения общей начальной стоимости ФЭ систем до 180 дол/м². В этом случае широкомасштабное применение ФЭ систем для получения электроэнергии станет экономически выгодным во многих развивающихся странах, ключевую роль в дальнейшем развитии ФЭ энергетики будут играть доступность ресурсов и хорошо отлаженная технология.

Список литературы

1. Van Engelenburg B. & Alsema E. Environmental risks of amorphous silicon solar cell modules//12th European Photovoltaics Solar Energy Conference, April 11–15, 1994. P.305–308.
2. Kapur V. & Basul B. Key issues and cost estimates for the fabrication of CuInSe₂ (CIS) PV modules by the two-stage process//Proceeding of the 2th IEEE Photovoltaic Specialists Conference. 1990. P.467–470.
3. Hynes K.N., Baumann A.E. & Hill R. Life cycle analysis of PV modules based on cadmium telluride//12th European Photovoltaics Solar Energy Conference, April 11–15, 1994. P.309–312.
4. Zweibel K. & Barnett A. Polycrystalline thin photovoltaics//Renewable Energy — Sources for fuel and electricity. Island Press, 1995. P.437–481.
5. Zweibel K. Thin Films: past, present, future//Progress in Photovoltaics. 1995. Vol. 3, No. 5.
6. Справочник по климату СССР. Ч.1. Солнечная радиация, радиационный баланс и солнечное сияние. Ленинград: Гидрометеорологическое изд-во, 1966.
7. Very high efficiency PERL silicon solar cell modules/J.Zhao, A.Wang, P.Campebell & M.Green//Proceedings of Solar'97 — Australian and New Zealand Solar Energy Society, 1997. P.120.

Управление скоростью движения при использовании двухмассовой электромеханической системы стабилизации момента в упругом звене

Б.Ш.БУРГИН, доктор техн.наук, проф. чл.-кор.РАЭН

Предложены структурные схемы на базе двухмассовой электромеханической системы стабилизации момента в упругом звене, обеспечивающие управление скоростью движения при поддержании заданного уровня момента в упругом звене. Приведены результаты цифрового моделирования, позволяющие оценить влияние отклонения условий движения второй массы на динамику переходных процессов и на установившиеся значения регулируемых координат.

В [1] изложена методика синтеза астатической двухмассовой электромеханической системы (ДЭМС) стабилизации момента в упругом звене с обратными связями, реализуемыми измерением только угловой скорости и тока якорной цепи двигателя и использованием дифференцирующего фильтра второго порядка для оценки углового ускорения двигателя. Особенность предложенной методики заключается в учете одновременного действия управляющего и возмущающего сигналов и демпфирующего момента на валу второй массы, пропорционального скорости движения этой массы. Коэффициент ε , связывающий относительные значения демпфирующего момента и скорости второй массы, предполагается известным. Известным предполагается и относительное значение i_{c^*} момента статической нагрузки, приложенного ко второй массе.

Реально же значения ε и i_{c^*} могут быть определены для конкретных объектов и условий лишь приблизительно, т.е. синтезированный с учетом расчетных значений ε и i_{c^*} регулятор будет определять динамику ДЭМС при значениях ε и i_{c^*} , отличающихся от расчетных.

Установившееся значение относительного

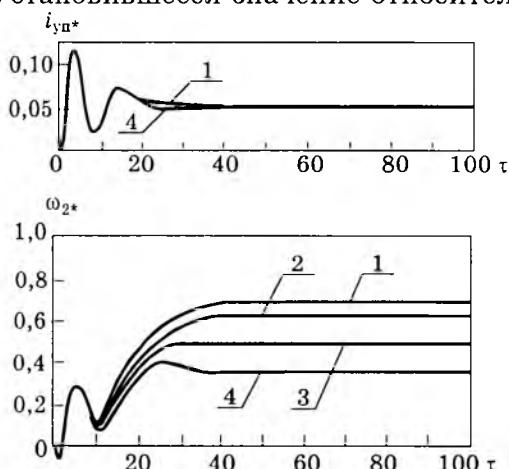


Рис.1. Переходные процессы $i_{\text{уп.уст}}(\tau)$ и $\omega_{2*}(\tau)$ ДЭМС стабилизации момента в упругом звене при $u_{1*}=0,043$ и $i_{c^*}=0,05$:

1 — $\varepsilon = 0,0035$; 2 — $\varepsilon = 0,004$; 3 — $\varepsilon = 0,005$ — расчетное значение; 4 — $\varepsilon = 0,007$

момента в упругом звене определяется благодаря интегральному регулятору лишь сигналом задания u_{1*} и коэффициент обратной связи l_4 :

$$i_{\text{уп.уст}} = u_{1*}/l_4. \quad (1)$$

После установления относительного момента в упругом звене процесс изменения скоростей ω_{1*} и ω_{2*} продолжается до достижения значения

$$\begin{aligned} \omega_{2\text{уст}} &= \omega_{1\text{уст}} = \omega_{\text{уст}} = \frac{1}{\varepsilon} (i_{\text{уп.уст}} - i_{c^*}) = \\ &= \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{u_{1*}}{l_4} - i_{c^*} \right). \end{aligned} \quad (2)$$

Значительное отличие $i_{\text{уп.уст}}$ от i_{c^*} при малых значениях ε может привести к недопустимым значениям скорости $\omega_{\text{уст}}$. Это может быть следствием ошибочного выбора u_{1*} , неправильного определения расчетной величины i_{c^*} или изменением условий работы системы, например, отличием силы тяжести поднимаемого груза (кабины, скипа и т.п.) от расчетного значения.

На рис.1 приведены переходные процессы $i_{\text{уп.уст}}(\tau)$ и $\omega_{2*}(\tau)$ для ДЭМС стабилизации момента в упругом звене со следующими расчетными параметрами: $\varepsilon = 0,005$; $B^2 v^2 = 4$; $q = 0,5$; $\tau_t = 0,5$; $i_{c^*} = 0,05$ и с определенными при синтезе параметрами системы $l_1 = -1,3632$; $l_3 = -1,9404$; $l_5 = 1,1011$; $l_4 = 0,8188$ при $u_{1*} = 0,043$; $\tau_0 = 1,25$, а также и для отличных от расчетного значения $\varepsilon = 0,005$ значений $\varepsilon = 0,0035$, $\varepsilon = 0,004$ и $\varepsilon = 0,007$.

В соответствии с (1), (2) для рассматриваемых вариантов ε получим значения $i_{\text{уп.уст}}$ и $\omega_{\text{уст}}$ (табл.1).

Таблица 1

| ε | $i_{\text{уп.уст}}$ | $\omega_{\text{уст}}$ |
|---------------|---------------------|-----------------------|
| 0,0035 | 0,05252 | 0,7188 |
| 0,004 | — " — | 0,62895 |
| 0,005 | — " — | 0,50316 |
| 0,007 | — " — | 0,3594 |

Результаты цифрового моделирования (рис.1) свидетельствуют о весьма малом влиянии изменения ε на переходный процесс $i_{\text{уп}}(\tau)$: изменение ε от 0,0035 до 0,007 почти не оказывается на переходном процессе $i_{\text{уп}}(\tau)$. Но переходные процессы $\omega_{2*}(\tau)$ при различных значениях ε различаются существенно: кроме значений $\omega_{\text{уст}*}$ отличается и время переходного процесса. Если ε больше расчетного значения, то появляется перегулирование, а при ε , меньших расчетного значения, увеличивается время переходного процесса установления скорости. Следует также иметь в виду нежелательность выхода $\omega_{2*}(\tau)$ из определенных границ в процессе работы системы. Наблюдая за скоростью движения, оператор может изменением сигнала u_{1*} установить желаемое значение $\omega_{\text{уст}*}$.

Если же технологические требования диктуют необходимость поддержания $\omega_{\text{уст}*}$ на определенном уровне при возможных изменениях ε относительно расчетного значения, принятого при синтезе системы стабилизации момента в упругом звене, то систему управления можно дополнить регулятором скорости, к которому предъявляются специальные требования: оказывать минимальное воздействие на работу регулятора момента в упругом звене. Это возможно только при малых значениях ε (например, при $\varepsilon \leq 0,010$) и при неизменном и равном расчетному значению i_{c*} . Тогда значение момента в упругом звене может устанавливаться оператором с достаточной точностью выбором u_{1*} .

Регулятор скорости должен изменять задание контуру регулирования момента та-

ким образом, чтобы установление желаемой скорости $\omega_{\text{уст}*}$ происходило практически после установления $i_{\text{уп}*} = i_{\text{уп.уст}*}$.

Для обеспечения такого режима работы предлагается использовать структуру, представленную на рис.2. Особенность ее заключается в использовании фильтра с постоянной времени $\tau_4 = T_4/B$ в канале задания скорости и применении интегрального регулятора, на вход которого подается сигнал обратной связи по скорости двигателя, а выход подключен к входу интегрального регулятора момента, где суммируется с прошедшим через фильтр с постоянной време- ни τ_0 сигналом задания момента в упругом звене. Постоянная времени τ_4 и коэффициент K_3 интегрального регулятора скорости должны быть выбраны таким образом, чтобы установление желаемой скорости $\omega_{\text{уст}*}$ минимально сказывалось на процессе $i_{\text{уп}}(\tau)$.

Для обеспечения сформулированного условия можно использовать цифровое моделирование при расчетных значениях ε и i_{c*} без регулятора скорости и с регулятором скорости при $u_{3,c*} = \omega_{\text{уст}*}$, достигая подбором K_3 и τ_4 близости результатов работы этих двух моделей. Результаты моделирования $i_{\text{уп}}(\tau)$ и $\omega_{2*}(\tau)$ для обоих вариантов должны быть по возможности близки. Найдя параметры K_3 и τ_4 , отвечающие условию близости процессов двух моделей при расчетных значениях ε и i_{c*} , можно провести моделирование для значений ε , отличных от расчетного, задавая желаемое значение $u_{3,c} = \omega_{\text{уст}*}$. При этом значение $i_{\text{уп.уст}*}$ будет незначительно отличаться от определяемого заданием u_{1*} :

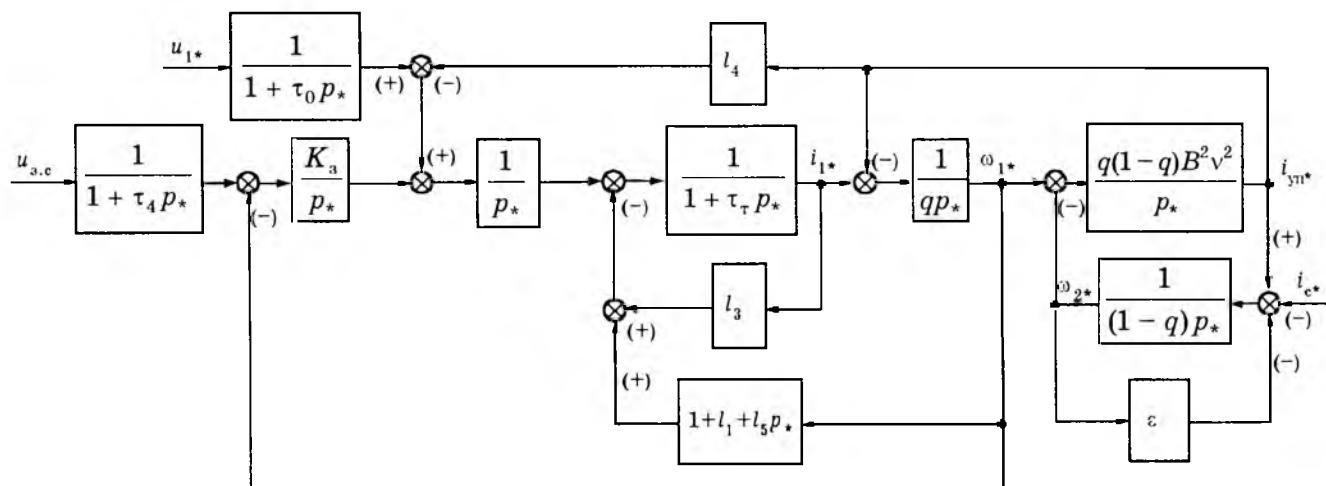


Рис.2. Структурная схема ДЭМС стабилизации скорости на базе ДЭМС стабилизации момента в упругом звене

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

$$i_{\text{уп.уст}^*} = i_{c^*} + \varepsilon \omega_{\text{уст}^*} = i_{c^*} + \varepsilon u_{z.c^*}. \quad (3)$$

Например, для $u_{z.c^*} = \omega_{\text{уст}^*} = 0,5$ при различных значениях ε и той же ДЭМС с параметрами $B^2 v^2 = 4$; $q = 0,5$; $\tau_t = 0,5$; $i_{c^*} = 0,05$; $u_{1^*} = 0,043$ получим $i_{\text{уп.уст}^*}$ (табл.2).

Таблица 2

| ε | $\omega_{\text{уст}^*}$ | $i_{\text{уп.уст}^*}$ |
|---------------|-------------------------|-----------------------|
| 0,0035 | 0,5 | 0,05175 |
| 0,004 | — | 0,0520 |
| 0,005 | — | 0,0525 |
| 0,007 | — | 0,0535 |

Из табл.2 следует, что при малых ε отличия значений $i_{\text{уп.уст}^*}$ для различных ε весьма малы.

При моделировании этой ДЭМС без регулятора скорости и с ним при $u_{z.c^*} = 0,5$ были получены близкие результаты при расчетных $\varepsilon = 0,005$ и $i_{c^*} = 0,05$ для $\omega_{2^*}(\tau)$ и $i_{\text{уп}^*}(\tau)$, если принять $\tau_4 = 11,75$ и $K_3 = 0,0001$.

На рис.3 приведены переходные процессы $i_{\text{уп}^*}(\tau)$ и $\omega_{2^*}(\tau)$, полученные цифровым моделированием для указанных условий: при $\varepsilon = 0,0035; 0,004; 0,005; 0,007$.

Из сравнения характеристик $i_{\text{уп}^*}(\tau)$ для системы с регулятором скорости (рис.3) и без регулятора скорости (рис.1) следует, что эти характеристики практически совпадают, а различие $i_{\text{уп.уст}^*}$ для разных значений ε ничтожно и не может быть изображено на рис.3 из-за малости этих различий.

Что же касается процессов $\omega_{2^*}(\tau)$ для различных ε , то на рис.3 они стремятся к значению $\omega_{\text{уст}^*} = u_{z.c^*} = 0,5$. Следует отметить, что время переходного процесса $\omega_{2^*}(\tau)$ для ε , отличных от расчетного $\varepsilon = 0,005$, достаточно велико, особенно для вариантов со значе-

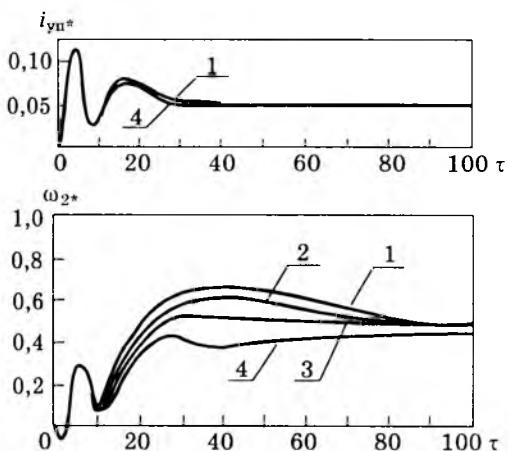


Рис.3. Переходные процессы $i_{\text{уп}^*}(\tau)$ и $\omega_{2^*}(\tau)$ при $u_{z.c^*} = 0,5$; $u_{1^*} = 0,043$; $i_{c^*} = 0,05$:

1 — $\varepsilon = 0,0035$; 2 — $\varepsilon = 0,004$; 3 — $\varepsilon = 0,005$ — расчетное значение; 4 — $\varepsilon = 0,007$

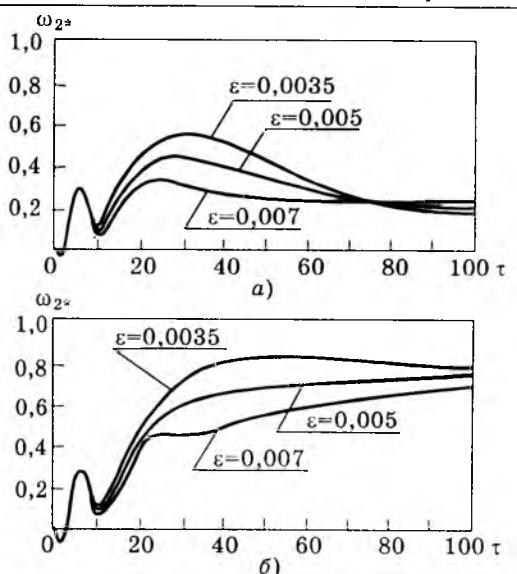


Рис.4. Переходные процессы $\omega_{2^*}(\tau)$ ДЭМС стабилизации скорости:

а — при $u_{z.c^*} = 0,2$; б — при $u_{z.c^*} = 0,8$

ниями ε больше расчетного. Однако следует иметь в виду, что $\tau = t/B$ и $t = B\tau$. Например, при $B = 0,05$ с и $\tau_n = 100$ $t_n = B\tau_n = 5$ с.

На рис.4 приведены переходные процессы $\omega_{2^*}(\tau)$ для той же ДЭМС с регулятором скорости, но при $\omega_{\text{уст}^*} = u_{z.c^*} = 0,2$ и при $\omega_{\text{уст}^*} = u_{z.c^*} = 0,8$. При этом характеристики $i_{\text{уп}^*}(\tau)$ для этих вариантов задания $u_{z.c^*}$ практически неотличимы от приведенных на рис.3 зависимостей $i_{\text{уп}^*}(\tau)$.

Изменение i_{c^*} относительно расчетного значения сказывается гораздо сильнее, чем изменение ε , вызывая при малых ε резкое изменение $\omega_{\text{уст}^*}$ при неизменном значении $i_{\text{уп.уст}^*} = u_{1^*}/\tau_4$. При этом ω_{2^*} может выйти за допустимые пределы. Поэтому регулятор скорости со структурой рис.2 не может эффективно обеспечивать желаемое ограниченное значение $\omega_{\text{уст}^*}$: даже небольшое изменение i_{c^*} по сравнению с расчетным существенно ухудшает динамику процессов. Цифровое моделирование той же ДЭМС с тем же регулятором скорости при расчетном $\varepsilon = 0,005$, но при измененном относительно расчетного $i_{c^*} = 0,05$ и при неизменных $u_{z.c^*} = 0,5$; $u_{1^*} = 0,043$; $\tau_0 = 1,25$; $\tau_4 = 11,75$ и $K_3 = 0,0001$ показало, что процессы $\omega_{2^*}(\tau)$ сильно искажены (рис.5). При $i_{c^*} = 0,045$ $\omega_{2^*} = 1,37$, а при $i_{c^*} = 0,0525$ появляется обширный участок значений τ , на котором ω_{2^*} принимает отрицательные значения (до -0,21), что вообще исключает возможность использования такого режима.

Следовательно, требования к достоверности и постоянству i_{c^*} , используемого для оп-

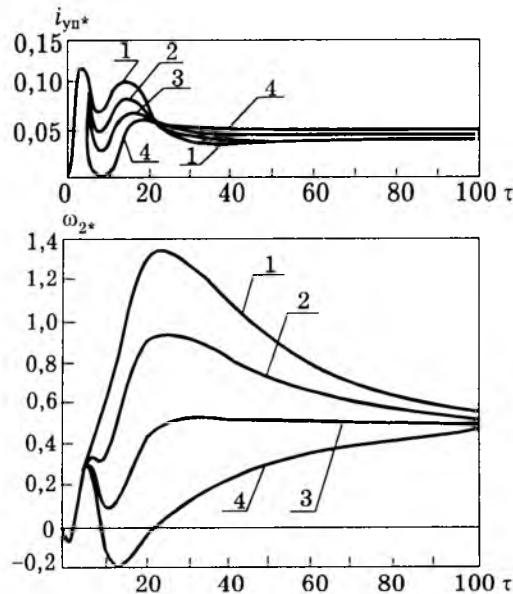


Рис.5. Переходные процессы $i_{\text{уп.уст}}^*(\tau)$ и $\omega_2^*(\tau)$ ДЭМС стабилизации скорости при $u_{3,\text{с*}} = 0,5$; $u_{1*} = 0,043$; $\varepsilon = 0,005$:

1 — $i_{\text{c*}} = 0,045$; 2 — $i_{\text{c*}} = 0,0475$; 3 — $i_{\text{c*}} = 0,05$ — расчетное значение; 4 — $i_{\text{c*}} = 0,0525$

ределения $u_{1*} = l_4(i_{\text{c*}} + \varepsilon\omega_{\text{уст*}})$, весьма жесткие. Поэтому, если требования технологического процесса в части стабилизации скорости более важны, чем обеспечение заданного момента в упругом звене, следует использовать известные структуры ДЭМС стабилизации скорости [2—4]. Эти структуры обеспечивают желаемое значение $\omega_{\text{уст*}}$ и хорошо демпфированные процессы всех регулируемых переменных, но при этом исключается возможность произвольного установления $i_{\text{уп.уст*}}$, так как при заданном значении $\omega_{\text{уст*}}$

$$i_{\text{уп.уст*}} = i_{\text{c*}} + \varepsilon\omega_{\text{уст*}}. \quad (4)$$

Возможно и другое решение, позволяющее уменьшить влияние на $\omega_{\text{уст*}}$ отклонения $i_{\text{c*}}$ и ε от расчетных значений. На рис.6 приведена структурная схема, предусматривающая дополнительную отрицательную обратную связь по скорости двигателя, поступающую на вход интегрального регулятора. Предполагается, что коэффициент обратной связи K_3 выбирается относительно малым, чтобы избежать существенного искажения процесса $i_{\text{уп.уст}}(\tau)$ по сравнению с процессом при $K_3 = 0$.

Для структуры рис.6 установившийся процесс достигается при равенстве нулю сигнала на входе интегрального регулятора:

$$u_{1*} - l_4 i_{\text{уп.уст*}} - K_3 \omega_{\text{уст*}} = 0. \quad (5)$$

Так как $i_{\text{уп.уст*}} = i_{\text{c*}} + \varepsilon\omega_{\text{уст*}}$, то для достижения $\omega_{\text{уст*}}$ необходимо выбрать

$$u_{1*} = l_4 i_{\text{c*}} + (l_4 \varepsilon + K_3) \omega_{\text{уст*}},$$

тогда

$$\omega_{\text{уст*}} = \frac{u_1 - l_4 i_{\text{c*}}}{l_4 \varepsilon + K_3}.$$

Если обозначить отличающиеся от расчетных значения $m_1 i_{\text{c*}}$ и $m_2 \varepsilon$, то получим новое значение установившейся скорости:

$$m_3 \omega_{\text{уст*}} = \frac{u_{1*} - m_1 l_4 i_{\text{c*}}}{m_2 l_4 \varepsilon + K_3} \text{ или}$$

$$m_3 = \frac{u_{1*} m_1 l_4 i_{\text{c*}}}{u_{1*} - l_4 i_{\text{c*}}} \frac{l_4 \varepsilon + K_3}{m_2 l_4 \varepsilon + K_3}. \quad (6)$$

При $K_3 = 0$ $u_{1*} = l_4(i_{\text{c*}} + \varepsilon\omega_{\text{уст*}})$ или $\omega_{\text{уст*}} = \frac{u_{1*} - l_4 i_{\text{c*}}}{l_4 \varepsilon}$, а новое значение установившей-

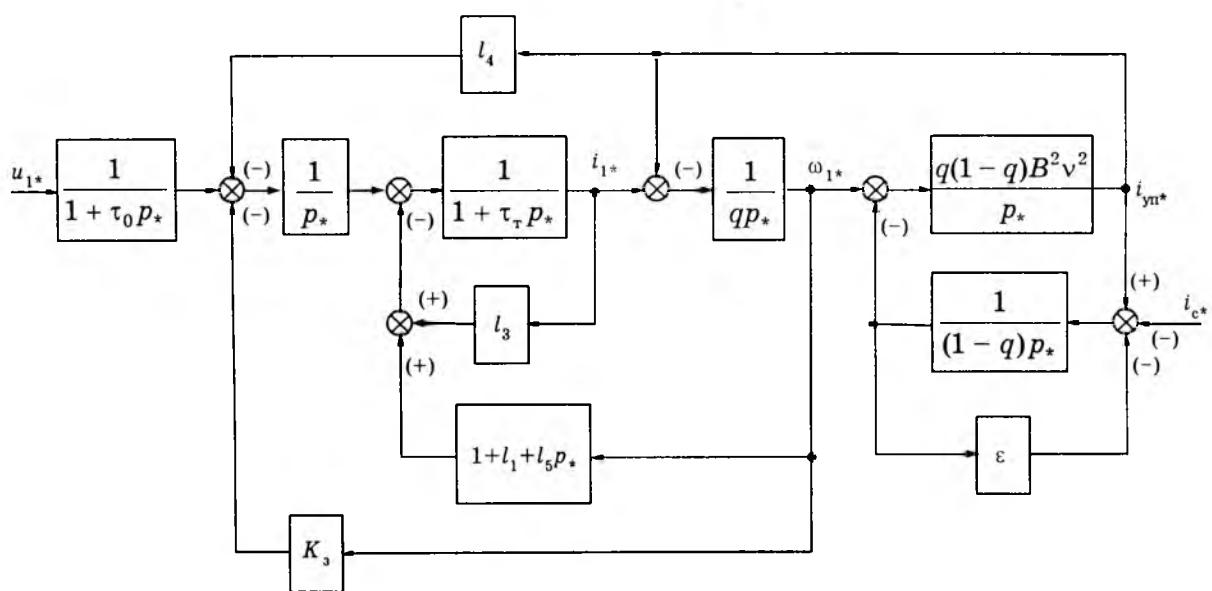


Рис.6. Структурная схема ДЭМС с дополнительной отрицательной обратной связью по скорости двигателя
Вологодская областная универсальная научная библиотека

ся скорости $m_{30}\omega_{\text{уст}^*} = \frac{u_{1*} - m_1 l_4 i_{c*}}{m_2 l_4 \epsilon}$, следовательно,

$$m_{30} = \frac{u_{1*} - m_1 l_4 i_{c*}}{u_{1*} - l_4 i_{c*}} \frac{1}{m_2}. \quad (7)$$

Определим m_3 и m_{30} для ДЭМС с расчетными значениями $i_{c*} = 0,05$; $\epsilon = 0,005$; $l_4 = 0,8188$; $\omega_{\text{уст}^*} = 0,5$ и $m_2 = 1$.

При $K_3 = 0,004$ $u_{1*} = 0,044987$ и отклонение i_{c*} от расчетного значения на +5%, т.е. $m_1 = 1,05$, приводит к $\omega_{\text{уст}^*} = 0,2744$ ($m_3 = 0,5488$), а отклонение на -5%, т.е. $m_1 = 0,95$, приводит к $\omega_{\text{уст}^*} = 0,7529$ ($m_3 = 1,5058$).

При $K_3 = 0$ $u_{1*} = 0,042987$ и отклонение i_{c*} от расчетного значения на +5%, т.е. $m_1 = 1,05$, приводит к $\omega_{\text{уст}^*} = 0$ ($m_{30} = 0$), а отклонение на -5%, т.е. $m_1 = 0,95$, приводит к $\omega_{\text{уст}^*} = 1$ ($m_{30} = 2$).

На рис.7 приведены результаты моделирования для рассматриваемой ДЭМС при $K_3 = 0$ и $u_{1*} = 0,043$, а также при $K_3 = 0,004$ и $u_{1*} = 0,045$. На рис.8 приведены результаты моделирования при $K_3 = 0,004$ и $u_{1*} = 0,045$ для трех значений i_{c*} : 0,0525; 0,0475 и для расчетного значения 0,05.

Рассмотренные варианты структур управления моментом в упругом звене могут удовлетворить технологические требования, отличающиеся для разных механизмов: подъемной лебедки, аэростатной лебедки, тягового механизма и др. Особенность работы ДЭМС стабилизации момента в упругом звене заключается в том, что отклонение параметров ϵ и i_{c*} от расчетных значений вызывает изменение установившейся скорости движения при неизменном задании на входе. Это и вызывает необходимость исполь-

зования дополнительной обратной связи по скорости двигателя в структурах рис.2 и 6 — со слабым воздействием на исходную синтезированную ДЭМС стабилизации момента. В результате ограничиваются возможные отклонения скорости практически без искажения переходного процесса в упругом звене.

Исходя из конкретных технологических требований для определенного механизма и режима работы, проектировщику предлагается выбрать одну из структур ДЭМС:

— структуру, приведенную в [1] и обеспечивающую **произвольное управление величиной $i_{\text{уп.уст}^*} = u_{1*}/l_4$** , например, для процесса разгона или торможения механизма, с установлением или изменением скорости в зависимости от i_{c*} и ϵ ; изменяв u_{1*} , оператор может установить желаемый режим при отклонении i_{c*} и ϵ от расчетных значений;

— структуру рис.2, позволяющую обеспечить желаемое значение $\omega_{\text{уст}^*}$ **после установления заданного $i_{\text{уп.уст}^*}$** при существенном отклонении ϵ от расчетного значения, но при отклонении i_{c*} от расчетного значения возможности работы системы без вмешательства оператора весьма ограничены;

— структуру рис.6, обеспечивающую существенное уменьшение влияния на $\omega_{\text{уст}^*}$ отклонения i_{c*} и ϵ от расчетных значений, что упрощает контроль оператора за процессом.

Во всех трех случаях синтез исходной ДЭМС стабилизации момента должен быть произведен по изложенной в [1] методике, а параметры дополнительной обратной связи по скорости двигателя для структур рис.2 и 6 могут быть уточнены цифровым моделированием, как это сделано в данной статье, либо могут быть настроены при наладке электропривода.

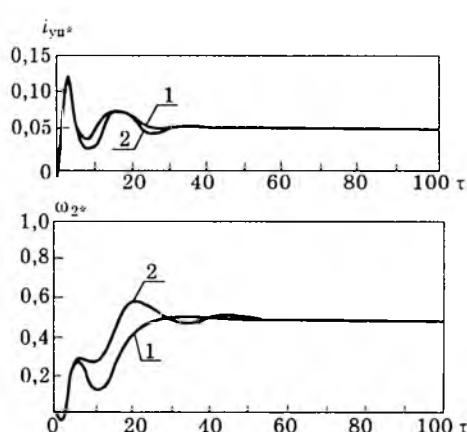


Рис.7. Переходные процессы $i_{\text{уп}^*}(\tau)$ и $\omega_2^*(\tau)$ при $i_{c*}=0,05$ и $\epsilon = 0,005$:

1 — $u_{1*} = 0,043$; $K_3 = 0$; 2 — $u_{1*} = 0,045$; $K_3 = 0,004$

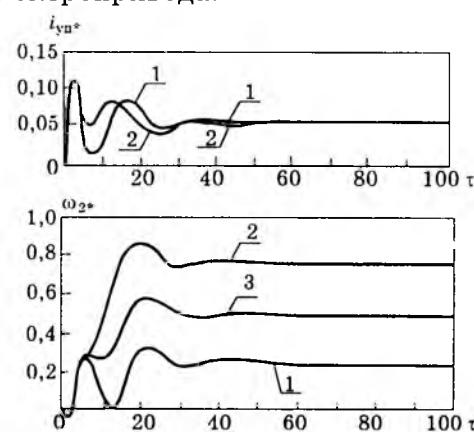


Рис.8. Переходные процессы $i_{\text{уп}^*}(\tau)$ и $\omega_2^*(\tau)$ при $u_{1*} = 0,045$; $\epsilon = 0,005$; $K_3 = 0,004$:

1 — $i_{c*} = 0,0525$; 2 — $i_{c*} = 0,0475$; 3 — $i_{c*} = 0,05$ — расчетное значение

Предложенные структуры могут быть реализованы на базе аналоговых или цифровых устройств, но независимо от этого анализ и синтез таких систем целесообразно проводить методами непрерывных систем, учитывая ограниченную полосу пропускания частот ДЭМС по условию получения хорошо демпфированных процессов.

Список литературы

- Бургин Б.Ш. Синтез двухмассовой электромеха-

нической системы стабилизации момента//Электричество. 1998. № 2. С.49—54.

2. Бургин Б.Ш. Особенности вариантов астатической двухмассовой электромеханической системы стабилизации скорости//Электротехника. 1997. № 7. С.11—16.

3. Бургин Б.Ш. Анализ и синтез двухмассовых электромеханических систем: Монография. Новосибирск: НЭИ, 1992.

4. Бургин Б.Ш. Варианты астатической двухмассовой электромеханической системы стабилизации скорости на базе эквивалентного двигателя//Электричество. 1995. № 9. С.23—27.

Электромагнитные силы в динамических процессах электромеханических систем

Л.И.МАЛИНИН, доктор техн.наук,проф., В.И.МАЛИНИН, В.Д.МАКЕЛЬСКИЙ, В.А.ТЮКОВ, кандидаты техн.наук

Новосибирский ГТУ

На основании электродинамики медленно движущихся сред и энергетического баланса в электромеханических системах определены электромагнитные силы, выявлены их статические и динамические составляющие. Подтверждена зависимость сил от скорости изменения токов по координате движения. Обоснованы формы определения сил для общего и частного случаев.

Выражения движущих сил (моментов) в электромеханической системе посредством интегральных и дифференциальных параметров и характеристик электромагнитных и механических процессов являются основой для формирования алгоритмов системой и проведения энергетических расчетов. Вопросу определения электромагнитных сил посвящено большое количество работ, опубликованных в течение длительного времени. Наиболее полно результаты исследований, в том числе проведенных в настоящее время, отражены в [1]. Однако как теоретические, так и экспериментальные исследования ориентированы в значительной степени на определение статических усилий в электромеханических системах. Работы, посвященные определению электромагнитных сил в динамических процессах при неизвестных траекториях движения, отсутствуют. Появление ускорений движения вызывает изменение токов и наоборот. Согласно теории электромагнитного поля, появление ускорений зарядов (производные токов) приводит к изменению поля, вследствие этого изменяется сила, действующая на контур с током. Электромагнитная сила в динамиче-

ком процессе обладает такими атрибутами, как зависимость ее значения от скоростей и ускорений зарядов [2]. При определении статических усилий электромеханические системы разделяют по типу связей [3]. В этом случае возможно рассмотрение определенной части электромеханических систем на уровне потенциальных полей. Однако никакие прямые взаимные преобразования энергии магнитного поля и механической (электрического поля и механической) принципиально невозможны. Любое преобразование энергии в рассматриваемых системах происходит только при наличии электромагнитного поля.

В работе поставлена цель получения расчетных соотношений для математического моделирования динамического процесса преобразования энергии в электромеханической системе, в том числе и выражений для электромагнитных сил. При этом рассматривается система недеформируемых электрических контуров, расположенных на твердых неферромагнитных телах, окруженных линейной средой с постоянной магнитной проницаемостью. Контуры подключены к источникам электроэнергии переменного напря-

жения, причем один из контуров имеет возможность перемещаться по направлению вектора скорости при сопротивлении движению постоянной внешней силы, и его движение характеризуется одной обобщенной координатой (g). В этих условиях индуктивности контуров рассматриваются постоянными, а взаимные индуктивности подвижного контура с неподвижными зависят только от координаты g . Указанный объект (с линейными свойствами в электрическом отношении) исключает необходимость каких-либо допущений и, следовательно, неточностей. Распространение полученных результатов на случай ферромагнитных тел и нелинейных сред может быть выполнено на основе метода эквивалентирования линейной и нелинейной систем, разработанного в [1].

Описание процесса преобразования энергии на основании электродинамики медленно движущихся сред и энергетического баланса системы

Описать механизм преобразования энергии и избежать неточностей можно, если учесть, что закон сохранения энергии в системе всегда является следствием баланса мощностей в электрических контурах, который, в свою очередь, можно рассматривать как следствие второго закона Кирхгофа и закона электромагнитной индукции в интегральной форме, т.е. основываясь на уравнениях:

$$i_k r_k + \frac{d\Psi_k}{dt} = u_k; \quad (1)$$

$$-e_k = \frac{d\Psi_k}{dt} = \left. \frac{\partial\Psi_k}{\partial t} \right|_g + v_k \left. \frac{\partial\Psi_k}{\partial g} \right|_t. \quad (2)$$

Здесь и далее индекс « k » относится к подвижному контуру, индексы при производных указывают на те величины, которые фиксируются при дифференцировании.

Интегральная форма закона электромагнитной индукции следует из второго уравнения Максвелла:

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \operatorname{rot} [\vec{v}_k \vec{B}].$$

Учитывая, что

$$\operatorname{rot} [\vec{v}_k \vec{B}] = \left[\vec{B} \right] \frac{\partial \vec{v}_k}{\partial B} - \left[\vec{v}_k \right] \frac{\partial \vec{B}}{\partial v_k} + \vec{v}_k \operatorname{div} \vec{B} - \vec{B} \operatorname{div} \vec{v}_k,$$

для случая движения недеформируемого контура по направлению вектора скорости

$$\left(\operatorname{div} \vec{v}_k = 0 \text{ и } \left[\vec{B} \right] \frac{\partial \vec{v}_k}{\partial B} = 0 \right)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} - \left[\vec{v}_k \right] \frac{\partial \vec{B}}{\partial v_k} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} - v_k \frac{\partial \vec{B}}{\partial g}$$

и, интегрируя по площади контура, получаем (2).

Соотношения типа

$$\frac{d\Psi_k}{dt} = \frac{\partial\Psi_k}{\partial t} + v_k \frac{\partial\Psi_k}{\partial g}, \quad (3)$$

где $\Psi_k = L_k i_k + \sum_{m \neq k} M_{km} i_m$; $L_k = \text{const}$; $M_{km}(g)$;

$i_k(g,t)$; $i_m(g,t)$ присущи всем локальным параметрам объектов, обладающих свойством двойственности: трактуемых и как дискретная система из движущихся частиц, и как поле [4].

В (2) одновременно используются координаты Лагранжа («естественные» координаты траектории движения контура) — $\Psi_k(\epsilon, t)$, где $\epsilon = g(0)$ представляет собой начальную координату контура; и координаты Эйлера — $\Psi_k(g, t)$; где g и t являются независимыми переменными. Полная производная по времени в левой части (3) представляет собой производную вдоль траектории движения контура и является частной производной по t в переменных Лагранжа. Частные производные в правой части (3) записаны в переменных Эйлера. Скорость контура

$$v_k = \frac{dg}{dt} = \left. \frac{\partial g}{\partial t} \right|_\epsilon \text{ и перемещение } g(t) = \epsilon + \int_0^t v_k d\tau$$

при $\epsilon = \text{const}$ зависят от начальной координаты контура, и если учесть, что электромагнитное состояние контура зависит от перемещения [см.(2)], то приходим к принципиальному выводу о зависимости состояния электромеханической системы от предыстории, несмотря на ее линейные свойства в электрическом отношении.

В соотношении, аналогичном (3), находятся частные производные тока k -го контура:

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{\partial i_k}{\partial t} + v_k \frac{\partial i_k}{\partial g}. \quad (4)$$

Следует напомнить, что при рассмотрении зависимостей $\Psi_k|_\epsilon$ и $\frac{d\Psi_k}{dt} = \left. \frac{\partial\Psi_k}{\partial t} \right|_\epsilon$ наблюдатель находится на подвижном контуре, а при рассмотрении $\Psi_k|_g$ и $\frac{d\Psi_k}{dt}|_g$ наблюдатель на-

ходится на неподвижном контуре. В связи с использованием всех соотношений для анализа процессов в системе они записываются в одной системе координат. Поэтому в уравнениях для неподвижных контуров приращение координаты g отрицательное. Однако это не оказывает влияния на форму записи (3) и (4) для неподвижных контуров. При записи потокосцепления неподвижного контура, например p -го, необходимо учесть независимость взаимоиндуктивностей неподвижных контуров от координаты g :

$$\Psi_p = L_p i_p + \sum_{\substack{m \neq k \\ m \neq p}} M_{pm} i_m + M_{pk} i_k, \quad (5)$$

где $L_p = \text{const}$; $M_{pm} = \text{const}$; $M_{pk}(g)$.

Переходя к балансу мощности, для каждого из контуров получаем

$$u_m i_m - i_m^2 r_m = i_m \frac{d\Psi_m}{dt} = i_m \frac{\partial\Psi_m}{\partial t} + v_k i_m \frac{\partial\Psi_m}{\partial g}. \quad (6)$$

Здесь $i_m \frac{d\Psi_m}{dt}$ представляет собой мощность электромагнитного поля идеализированного m -го контура (без активных потерь), а $\frac{d\Psi_m}{dt}$ является напряжением, компенсирующим ЭДС электромагнитной индукции, т.е. интегральной характеристикой вихревого электрического поля контура. Принципиально подчеркнуть, что с идеализированным контуром связано поле, имеющее две составляющие — магнитное поле (ток i_m) и вихревое электрическое $\left(\frac{d\Psi_m}{dt}\right)$. Соответственно, $i_m d\Psi_m$ представляет собой дифференциал электромагнитной энергии контура, т.е.

$$i_m d\Psi_m = dW_m = \frac{\partial W_m}{\partial t} dt + \frac{\partial W_m}{\partial g} dg. \quad (7)$$

Аналогичный смысл и форму записи имеет дифференциал электромагнитной энергии системы контуров

$$\sum_m i_m d\Psi_m = dW_c = \frac{\partial W_c}{\partial t} dt + \frac{\partial W_c}{\partial g} dg. \quad (8)$$

При рассмотрении идеализированных контуров дифференциалы энергии электромагнитного поля (dW_m) и магнитного (dW_{cm}) численно равны только при отсутствии движения, когда энергия электромагнитного поля преобразуется только в магнитную. При наличии движения эти дифференциалы различны, что было отмечено в [5].

В дальнейшем ограничимся только энергетическим балансом в системе идеализированных контуров, т.е. в усеченной форме, поскольку энергетические преобразования в левой части (6) очевидны. На основании рассмотренных соотношений баланс элементарных энергий электромеханической системы приобретает вид:

$$dW_c = \sum_{m \neq k} dW_m + dW_k = \sum_{m \neq k} i_m d\Psi_m + i_k d\Psi_k, \quad (9)$$

где

$$i_k d\Psi_k = \frac{\partial W_k}{\partial t} dt + \frac{\partial W_k}{\partial g} dg \quad (10)$$

представляет собой баланс элементарных энергий подвижного контура.

Баланс элементарной механической энергии системы является одновременно балансом для единственного подвижного контура:

$$dW_{c.mech} = dW_{k.mech} = dA_k = (F_c + F_u)v_k dt = v_k \frac{dW_{k.mech}}{dg} dt, \quad (11)$$

где dA_k — элементарная механическая работа силы сопротивления движению F_c и силы инерции F_u .

На основании выражений (9)–(11) устанавливаются соотношения, использующие понятие механической работы. Баланс энергий электромеханической системы

$$dW_c = \left[\sum_{m \neq k} dW_m + \frac{\partial W_k}{\partial t} dt \right] + dA_k = dW_{c.m} + dA_k, \quad (12)$$

где $dW_{c.m} = \left[\sum_{m \neq k} dW_m + \frac{\partial W_k}{\partial t} dt \right]$ — дифференциал магнитной энергии системы.

Баланс энергий подвижного контура

$$dW_k = \frac{\partial W_k}{\partial t} dt + dA_k = dW_{k.m} + dA_k. \quad (13)$$

Выражение для определения механической работы

$$dA_k = dW_c - dW_{c.m} = dW_k - dW_{k.m} = \frac{\partial W_k}{\partial g} dg \quad (14)$$

и выражение для электромагнитной силы в динамическом процессе движения

$$F = F_c + F_u = \frac{dW_c - dW_{c.m}}{dg} = \frac{dW_k - dW_{k.m}}{dg} = \frac{\partial W_k}{\partial g}. \quad (15)$$

Для решения вопроса целесообразности применения определенной формулы при расчете силы установим общую формулу энергии

магнитного поля электромеханической системы. Для этого воспользуемся выражениями (3)–(5), (7) и (10):

$$\begin{aligned} W_c = \int dW_c &= \frac{1}{2} \sum_m L_m i_m^2 + \sum_{\substack{m \neq k \\ m \neq p}} M_{pm} i_p i_m + \\ &+ \sum_{m \neq k} M_{km} i_k i_m + \sum_{m \neq k} \int i_k i_m \frac{\partial M_{km}}{\partial g} dg - \\ &- \sum_{m \neq k} \int M_{km} i_k \frac{\partial i_m}{\partial g} dg - \int L_k i_k \frac{\partial i_k}{\partial g} dg. \end{aligned} \quad (16)$$

Энергия магнитного поля электромеханической системы не является квадратичной функцией токов в контурах, а зависит от производных токов по механической координате и дополнительной энергии, отдаваемой или получаемой из контуров за счет изменения их взаимоиндуктивностей [6]. Не является также квадратичной функцией энергия внешнего магнитного поля (по отношению к подвижному контуру):

$$\begin{aligned} W_{\text{вн.м.}} &= \frac{1}{2} \sum_{m \neq k} L_m i_m^2 + \sum_{\substack{m \neq k \\ m \neq p}} M_{mp} i_m i_p + \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{m \neq k} M_{km} i_k i_m + \sum_{m \neq k} \int i_k i_m \frac{\partial M_{km}}{\partial g} dg. \end{aligned} \quad (17)$$

Рассмотренные выражения достаточно сложны, и поэтому определение сил в динамических процессах движения при использовании энергетических характеристик системы представляется нецелесообразным.

Определение электромагнитных сил на основании энергетического баланса подвижного контура. Энергетические показатели частных случаев движения

В теории электропривода широко применяются приведенные расчетные схемы в качестве первого этапа исследования электромеханических систем, независимо от способа получения их математического описания [7]. При составлении приведенных расчетных схем используются понятия приведенных масс и моментов инерции. Движущие силы и силы сопротивления также приводятся к подвижной части привода. В рассматриваемом простейшем случае одномерного движения энергетическое состояние подвижного контура характеризуется балансом (10) при уравнении электромагнитной связи (3), которые после системного анализа приведены к балансу энергий (13) и обоб-

щенному выражению силы $F = \frac{\partial W_k}{\partial g}$. Развернутая форма дифференциала электромагнитной энергии подвижного контура

$$\begin{aligned} dW_k = &\left(L_k i_k \frac{\partial i_k}{\partial t} + \sum_{m \neq k} M_{km} i_k \frac{\partial i_m}{\partial t} \right) dt + \left(L_k i_k \frac{\partial i_k}{\partial g} + \right. \\ &\left. + \sum_{m \neq k} M_{km} i_k \frac{\partial i_m}{\partial g} + \sum_{m \neq k} i_k i_m \frac{\partial M_{km}}{\partial g} \right) dg = dW_{km} + dA_k \end{aligned} \quad (18)$$

позволяет установить развернутую форму электромагнитной силы в процессе движения

$$\begin{aligned} F = \frac{\partial W_k}{\partial g} = &\sum_{m \neq k} i_k i_m \frac{\partial M_{km}}{\partial g} + \\ &+ \sum_{m \neq k} M_{km} i_k \frac{\partial i_m}{\partial g} + L_k i_k \frac{\partial i_k}{\partial g}, \end{aligned} \quad (19)$$

значение которой зависит от производных токов по обобщенной координате.

Частными случаями электромеханического преобразования энергии являются условия постоянства потокосцеплений или токов контуров. Однако здесь необходимо уточнение относительно системы координат. Если положить условие $\Psi_k = \text{const}$ в лагранжевых координатах, то ЭДС электромагнитной

индукции отсутствует $\left(\frac{dW_k}{dt} = 0 \right)$ и электромеханического преобразования нет. Формально в соответствии с (3) указанный режим реализуется при условии

$$i_k = \frac{\Psi_k}{L_k} - \frac{1}{L_k} \sum_{m \neq k} M_{km} i_m; \quad \Psi_k = \text{const}, \quad (20)$$

что обуславливает отсутствие электромагнитной силы, определяемой по (19). Если в эйлеровых координатах Ψ_k не зависит от времени $\left(\frac{d\Psi_k}{dt} = 0 \right)$, то энергия магнитного поля подвижного контура постоянна и

$$dW_{km} = i_k \frac{\partial \Psi_k}{\partial t} dt = 0. \quad (21)$$

Поскольку в этом режиме $\Psi_k(g)$ и $dW_k = i_k d\Psi_k(g)$, то в соответствии с (13) приращение электромагнитной энергии контура равно приращению механической работы. Сила в этом режиме определяется выражением

$$F = \sum_{m \neq k} i_k i_m \frac{\partial M_{km}}{\partial g} + \sum_{m \neq k} M_{km} i_k \frac{\partial i_m}{\partial g} + L_k i_k \frac{\partial i_k}{\partial g}. \quad (22)$$

Условие реализации рассматриваемого режима

$$\frac{\partial i_k}{\partial t} = - \sum_{m \neq k} \frac{M_{km}}{L_k} \frac{\partial i_m}{\partial t}. \quad (23)$$

Если $i_k = \text{const}$, $i_m = \text{const}$ в лагранжевых координатах, то они соответствуют условиям реализации этого режима в эйлеровых координатах

$$\frac{\partial i_k}{\partial t} = -v_k \frac{\partial i_k}{\partial g}; \quad \frac{\partial i_m}{\partial t} = -v_k \frac{\partial i_m}{\partial g}. \quad (24)$$

В этом случае энергетический баланс (18) приобретает вид:

$$dW_k = dA_k = \sum_{m \neq k} i_m i_k \frac{\partial M_{km}}{\partial g} dg \quad (25)$$

и электромагнитная энергия контура полностью реализуется на механическую работу электромагнитной силы, определяемой выражением

$$F = \sum_{m \neq k} i_k i_m \frac{\partial M_{km}}{\partial g}. \quad (26)$$

Однако магнитное поле не остается постоянным, наблюдается взаимная компенсация энергии магнитного поля и части электромагнитной энергии, зависящей от производных токов по механической координате, потенциально способной преобразовываться в механическую работу. Указанная компенсация обеспечивается работой сторонних сил регуляторов тока в контурах, приведенной посредством электромагнитного поля к механической системе. Таким образом, отсутствие в (26) слагаемых, зависящих от производных токов, означает их компенсацию, а не независимость электромагнитной силы от производных токов по координате. Случай независимости i_k и i_m от времени в эйлеровых координатах $\left(\frac{\partial i_k}{\partial t} = \frac{\partial i_m}{\partial t} = 0 \right)$ является частным случаем $\frac{d\Psi_k}{dt} = 0$ и рассмотрен выше.

Для определения статической силы необходимо в (11) положить $F_i = 0$, зафиксировать токи в контурах на уровнях, соответствующих силе сопротивления движению ($i_k = I_k$; $i_m = I_m$), и применить принцип виртуальных перемещений. В этом случае из (19) следует

$$F_{cm} = \sum_{m \neq k} I_k I_m \frac{\delta M_{km}}{\delta g}. \quad (27)$$

Возможные способы определения статических усилий и методика их расчета приведены в [1]. Выражения (19) и (27) позволяют выделить из электромагнитной силы ее динамическую составляющую

$$F_{\text{дин}} = F - F_{cm} = \sum_{m \neq k} i_k i_m \frac{\partial M_{km}}{\partial g} + \\ + \sum_{m \neq k} M_{km} i_k \frac{\partial i_m}{\partial g} + L_k i_k \frac{\partial i_k}{\partial g} - \sum_{m \neq k} I_k I_m \frac{\delta M_{km}}{\delta g}. \quad (28)$$

Выводы

1. Электромагнитные силы в динамических процессах электромеханических систем зависят от токов и их производных по координате перемещения в системе координат Эйлера и могут быть представлены суммой статической и динамической составляющих, причем их динамическая составляющая в значительной мере зависит от интенсивности движения.

2. Электромагнитные усилия в общем случае определяются изменением энергии электромагнитного поля по механической Эйлеровой координате подвижного контура.

3. При анализе электромеханических систем на участках движения исключается возможность использования квадратичной формы записи магнитной энергии, присущей линейным цепям с постоянными параметрами.

Теоретические положения настоящей работы были применены при анализе статических и динамических усилий электромагнитного двигателя [8].

Список литературы

- Иванов-Смоленский А.В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах. М.: Высшая школа, 1989.
- Григорьев В.И., Мякишев Г.Я. Силы в природе. М.: Наука, 1977.
- Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. М.—Л.: Энергия, 1964.
- Зельдович Я.Б., Мышикис А.Д. Элементы математической физики. М.: Наука, 1973.
- Малинин В.И., Тюков В.А. Анализ механической работы электромагнитных двигателей//Электротехничество. 1996. № 9.
- Тафт В.А. Электрические цепи с переменными параметрами. М.: Энергия, 1968.
- Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода. М.: Наука, 1979.
- К определению статических и динамических усилий электромагнитного двигателя//Л.И. Малинин, В.И. Малинин, В.Д. Макельский, В.А. Тюков//Электротехника. 1997. № 9.

Программные средства для исследования трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором как объекта регулирования

Т.В.ВОЙНОВА, инж.

НПП ВНИИЭМ

Описан пакет программ ADKZR, функционирующий на ПЭВМ в среде Windows и позволяющий получить в виде графиков большое количество статических и динамических характеристик, облегчающих исследование двигателя как объекта регулирования с целью выбора вида регуляторов и законов регулирования.

Для анализа работы и реализации алгоритмов прямого процессорного управления электроприводом с асинхронным двигателем (АД) необходимо иметь достаточно точную и быструю цифровую модель двигателя, позволяющую ее дополнить цифровыми моделями необходимых регуляторов и преобразователей частоты. Кроме того, для создания более дешевых систем регулирования желательно иметь такую модель двигателя, которая позволит с достаточной точностью оценивать регулируемые переменные двигателя при минимальном количестве используемых датчиков.

Такая модель предложена НПП ВНИИЭМ [1]. В основу модели положены передаточные функции для токов фазы двигателя по питающему напряжению и передаточная функция для тока намагничивания по току статора. По передаточным функциям для токов по питающему напряжению получены выражения для расчета мгновенных значений фазных токов АД в предположении, что на фазы двигателя подано питающее напряжение в виде идеальной синусоиды. По этим выражениям создана эталонная аналитическая модель. Цифровая модель АД с короткозамкнутым ротором реализуется непосредственно по передаточным функциям с использованием известных методов дискретизации [2—4].

О точности предложенной модели можно судить по рис.1. На рис.1,а представлены графики переходных процессов при прямом пуске двигателя 4A100/L4Y3 при шаге дискретизации $dt = 1$ мс: 1 — эталонная аналитическая модель НПП ВНИИЭМ (шаг $dt = 50$ мкс); 2 — модель НПП ВНИИЭМ с дискретизацией по методу трапеций; 3 — модель НПП ВНИИЭМ с дискретизацией по методу уравнений в конечных разностях; 4 — модель ЛЭТИ (Ленинградского электротехнического института) с уточнением по методу

А.В.Башарина [5]. Наиболее близкой к аналитической модели (1 на рис.1,а) оказалась модель 2 с дискретизацией по методу трапеций (2 на рис.1,а). На рис.1,б представлены графики переходных процессов, полученные с помощью эталонной модели НПП ВНИИЭМ (шаг $dt = 50$ мкс) и модели НПП ВНИИЭМ с дискретизацией по методу трапеций и разным шагом dt . Из рис.1,б видно, что предлагаемая цифровая модель имеет хорошую устойчивость и точность при изменении

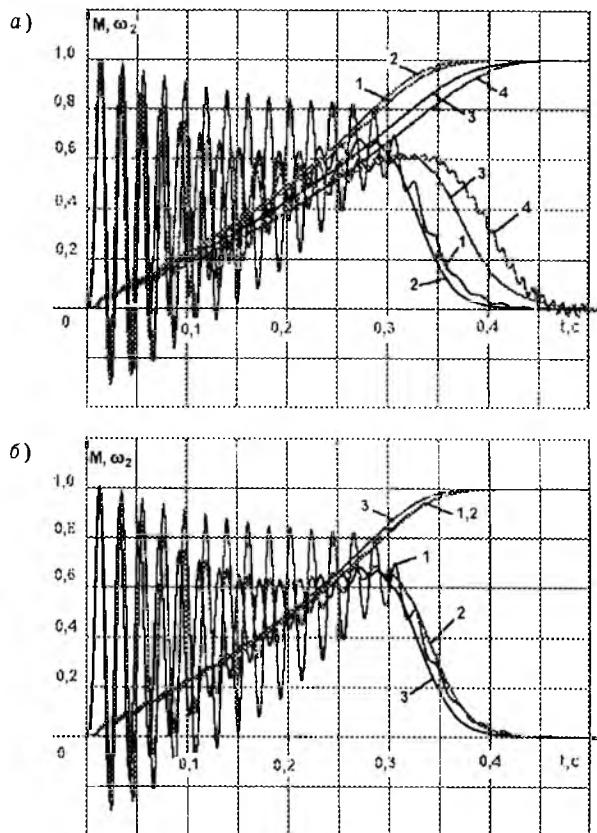


Рис.1. Прямой пуск неподвижного двигателя 4A100/L4Y3 на напряжение $U_m = 380$ В, $f_1 = 50$ Гц при скачкообразном изменении частоты ($M_c = 0$, $dt = 50$ мкс для эталона — 1):

а — $dt = 1$ мс для остальных моделей; б — модели с дискретизацией методом трапеций; 2 — $dt = 50$ мкс, 3 — $dt = 1$ мс

шага дискретизации от 50 мкс до 1 мс. Модель становится неустойчивой при шаге, большем 1,8 мс. Повысить точность предлагаемой модели методом А.В.Башарина [2] не удается: ухудшаются и точность, и устойчивость.

Достоинства аналитической модели АД с короткозамкнутым ротором, предложенной НПП ВНИИЭМ:

1. Высокая точность вычислений, делающая модель эталоном для цифровых моделей, созданных на основе Т-образной схемы замещения и уравнений Горева—Парка, описывающих электромагнитные процессы, происходящие в названном двигателе.

2. При использовании модели для прямого процессорного управления АД с короткозамкнутым ротором появляется возможность по мгновенным значениям фазных токов статора, без использования других датчиков, «измерить» скорость двигателя, ток намагничивания, электромагнитный момент двигателя.

3. Анализ АД как объекта регулирования для выбора вида регуляторов и законов управления по следующим графикам:

- вынужденных и свободных составляющих фазных токов и потокосцеплений;
- постоянных времени и коэффициентов усиления;
- модулей и фаз векторов токов;
- частотных характеристик.

4. Синтез регуляторов тока по передаточным функциям.

5. При исследовании переходных процессов при пуске вращающегося двигателя в качестве начальных данных задается лишь скольжение по отношению к частоте на момент пуска.

По описанной модели разработан пакет программ **ADKZR**, функционирующий на ПЭВМ 486 или Pentium в среде Windows 3.x. Для функционирования пакета программ необходимо иметь: 460 Кб свободнойрезидентной памяти, 8М RAM для нормальной работы Windows и около 2 Мб свободного пространства на жестком диске для размещения программного обеспечения ADKZR и файлов с результатами моделирования, разрешение экрана монитора — 800×600 пикселов. Пакет программ может работать в среде Windows 95 и 98, но при этом на экране появляются линейки прокрутки из-за особенностей формирования изображений в Windows последних версий. Избежать назван-

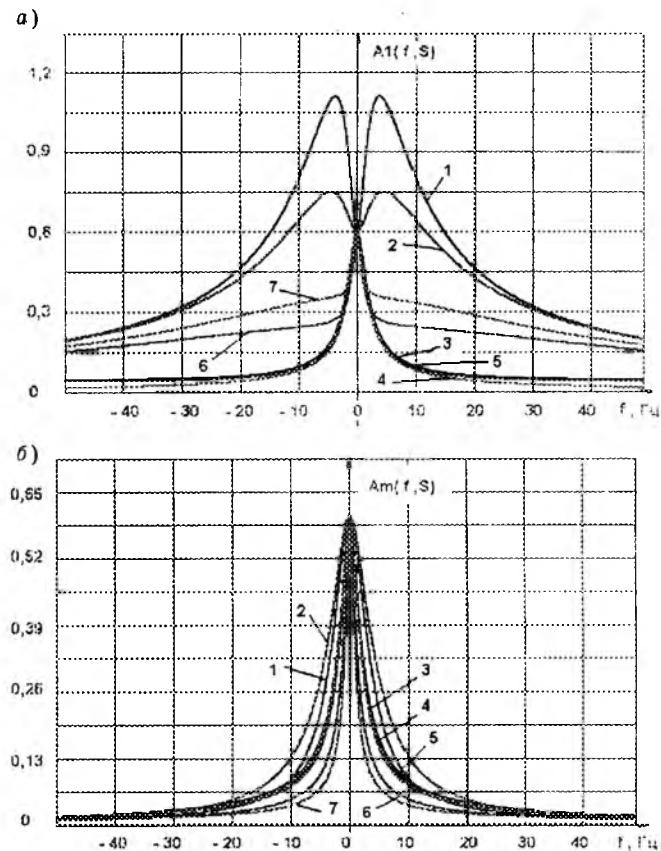


Рис.2. Семейство амплитудно-частотных характеристик двигателя при различных значениях относительного скольжения s :

1 — $s = -1$; 2 — $s = -0,5$; 3 — $s = -0,05$; 4 — $s = 0$;
5 — $s = 0,05$; 6 — $s = 0,5$; 7 — $s = 1$; а — вход — напряжение в фазе статора, выход — фазный ток статора; б — вход — напряжение в фазе статора, выход — фазный ток намагничивания

ного неудобства можно, увеличив разрешение экрана монитора до 1024×768 пикселов.

Пакет программ ADKZR позволяет получить в виде графиков следующие статические характеристики: диаграммы [1] постоянных времени, коэффициентов усиления, фаз и модулей комплексных сопротивлений в функции относительного скольжения s , частоты питающего напряжения f_1 , абсолютного скольжения $\omega = \omega_1 - \omega_2$; амплитудно-частотные (рис.2) и фазочастотные (рис.3) характеристики.

Пакет программ ADKZR реализует моделирование прямого пуска АД при $M_c = \text{const}$ (в том числе при статическом моменте $M_c = 0$) при линейном изменении амплитуды U_m и частоты f_1 питающего напряжения или приложении скачком в отношении $U/f = \text{const}$ и заданной начальной фазе питающего напряжения. При этом двигатель может находиться в следующих режимах:

- 1) заторможен ($s = 1$) в течение всего времени;

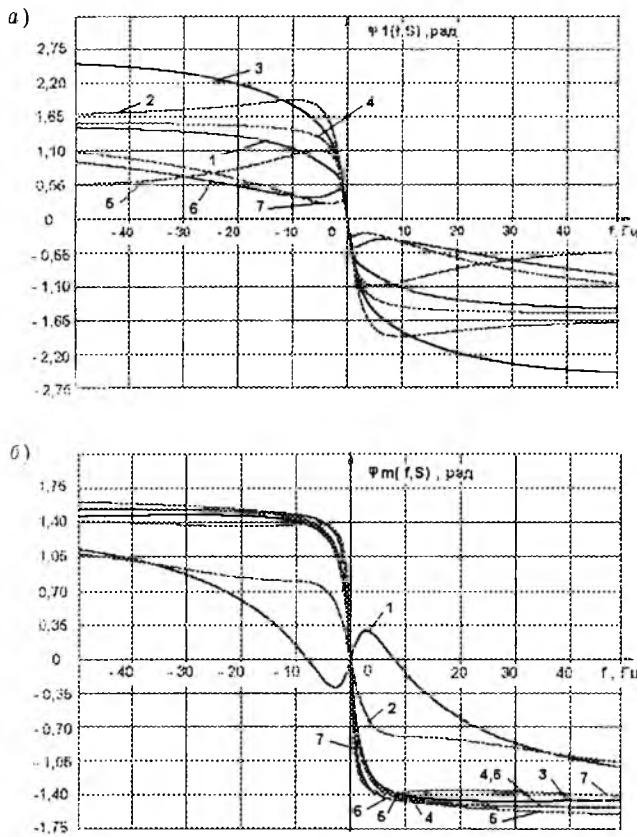


Рис.3. Семейство фазочастотных характеристик при различных значениях относительного скольжения s :

1 — $s = -1$; 2 — $s = -0,5$; 3 — $s = -0,05$; 4 — $s = 0$; 5 — $s = 0,05$; 6 — $s = 0,5$; 7 — $s = 1$; а — вход — напряжение в фазе статора, выход — фазный ток статора; б — вход — напряжение в фазе статора, выход — фазный ток намагничивания

2) перед пуском неподвижен;

3) перед пуском вращается после кратковременного отключения (при моделировании по формулам для мгновенных значений в качестве начальных данных используется только относительное скольжение s на момент пуска).

Кроме того, реализовано моделирование ударного приложения нагрузки к врачающемуся двигателю (рис.4).

Пакет программ ADKZR позволяет получить графики переходных процессов следующих функций:

- фазных токов;
- вынужденных и свободных составляющих фазных токов;
- фазовых сдвигов фазных токов по отношению к питающему напряжению;
- питающего напряжения в фазе a ;
- модулей и фаз векторов токов;
- фазового сдвига между векторами токов статора и намагничивания и синуса этого угла;

— проекций на оси a и b вектора потокосцепления статора и векторов токов статора и намагничивания;

— произведения модулей векторов токов статора и намагничивания;

— момента двигателя;

— относительного скольжения s ;

— угловых частот напряжения статора ω_1 и вращения ротора ω_2 , а следовательно, и абсолютного скольжения $d\omega = \omega_1 - \omega_2$;

— перемещения ротора;

— постоянных времени и коэффициента усиления, входящих в передаточные функции токов по питающему напряжению двигателя [1];

модулей комплексов фазных сопротивлений двигателя.

Пакет программ ADKZR очень удобен в использовании: достаточно ввести параметры двигателя (рис.5) и нажать несколько кнопок (рис.6), как через 0,5—3 мин на экране появляется рисунок с запрошенными графиками. На одном рисунке можно получить семейство из 20 статических характеристик или до 42 (если кому-то хочется увидеть все сразу) переходных процессов. Имеется возможность выравнивания графиков по максимуму, т.е. приведения к относительным единицам, чем обычно пользуются при анализе переходных процессов. Кроме того, это позволяет совместить на одном рисунке графики переменных, имеющих очень маленькое и очень большое максимальные значения.

В пакете программ предусмотрены возможности для документирования результатов моделирования:

— вызов из пакета программ ADKZR стандартных редакторов Windows: графического Pbrush и текстового Write;

— сохранение полученного на экране рисунка с графиками в файле с расширением .bmp и вызов на экран содержимого аналогичного файла;

— печать рисунка, представленного на экране монитора;

— передача полученного рисунка с графиками через буфер обмена в другие приложения Windows;

— приведение расчетных данных, содержащихся в файле типа file с вещественными числами (6 байт), к единому масштабу по оси абсцисс с целью совмещения их в диалоговом режиме на одном рисунке, при этом это могут быть данные, полученные не с помощью пакета ADKZR;

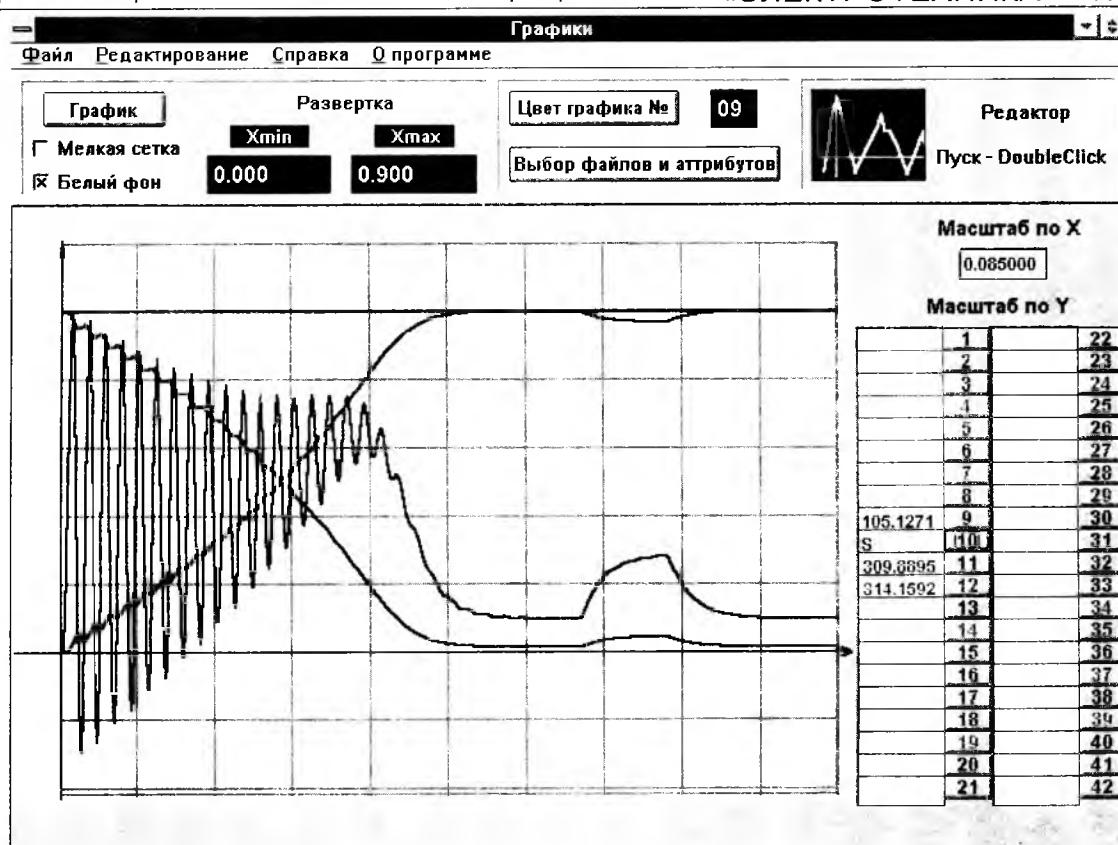


Рис.4. Панель “Графики”. Момент M , частота вращения ротора ω_2 и относительное скольжение s . Переходные процессы при прямом пуске двигателя (момент нагрузки $M_c = 10 \text{ Н}\cdot\text{м}$, заданная частота $\omega_1 = 314,1592 \text{ рад}/\text{с}$) и ударном приложении нагрузки ($dM_c = 20 \text{ Н}\cdot\text{м}$ в течение 100 мс) в момент времени $t = 0,6 \text{ с}$ от начала пуска

Параметры 3-фазного АД с КЗ ротором. Т-образная схема замещения

Введите данные

| | |
|---|---------|
| 1. Активное сопротивление статора R1,Ом | 1.66 |
| 2. Индуктивное сопротивление статора L1,Гн..... | 0.00624 |
| 3. Активное сопротивление ротора R2',Ом..... | 1.27 |
| 4. Индуктивное сопротивление ротора L2',Гн..... | 0.0107 |
| 5. Активное сопротивление ветви намагнич. Rm,Ом .. | 0.0 |
| 6. Индуктив. сопротивление ветви намагнич. Lm,Гн... | 0.189 |
| 7. Приведенный момент инерции двигателя Jд,кГм*м.. | 0.108 |
| 8. Число пар полюсов Pt..... | 2 |

✓ Ввод ✗ Выход ✓ Из файла ✓ Сохранить ? Справка

Рис.5. Панель ввода параметров двигателя

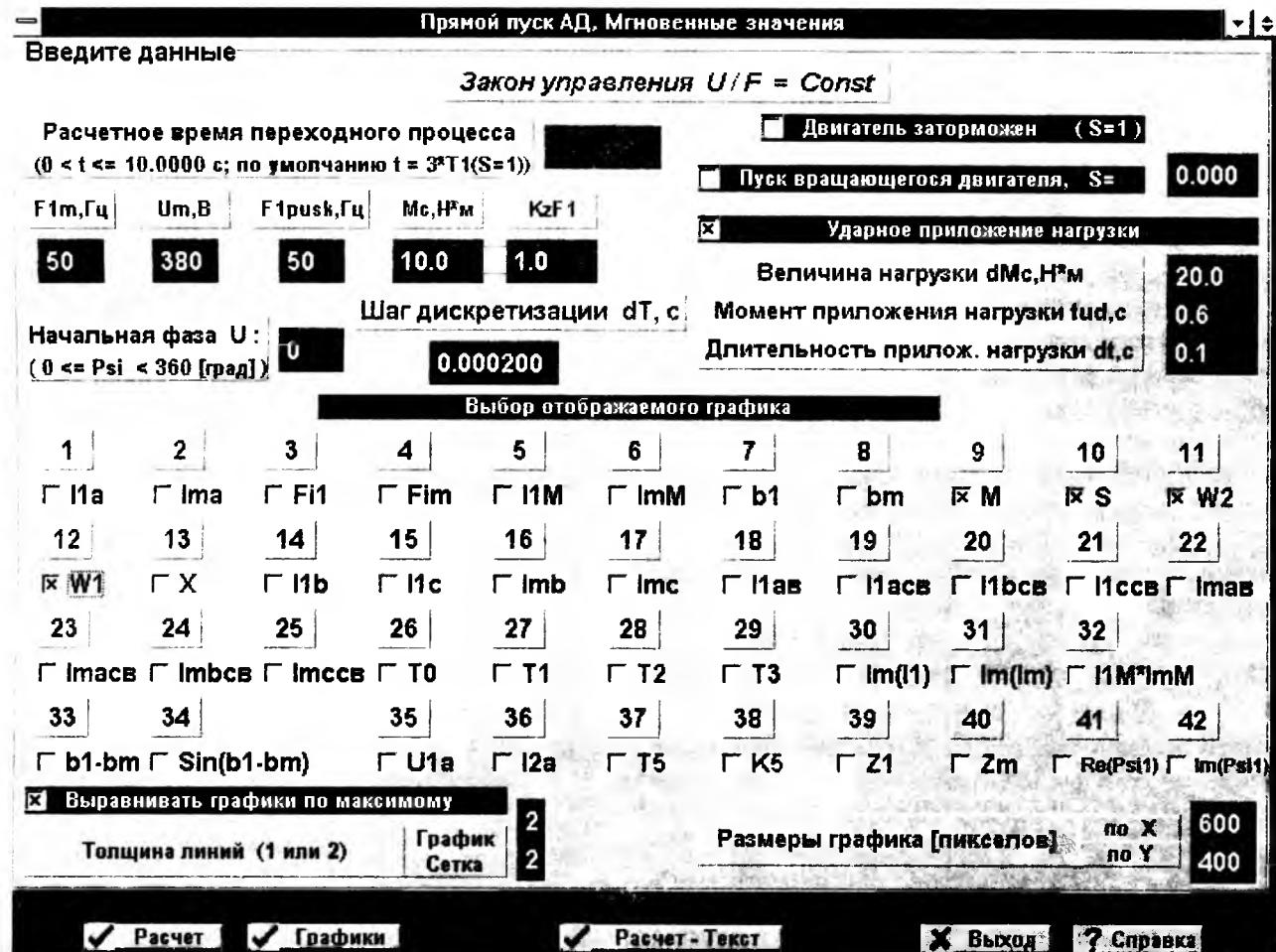


Рис.6. Панель “Прямой пуск АД. Эталонная аналитическая модель”

— изменение цвета любого из построенных графиков.

Дальнейшее развитие пакета программ ADKZR. Пакет программ будет:

— переработан для работы в среде Windows 95 и Windows 98 с монитором, настроенным на разрешение монитора 800×600 пикселов;

— дополнен расчетом параметров Т-образной схемы замещения фазы трехфазного АД с короткозамкнутым ротором по каталогным данным и по результатам опытов короткого замыкания и холостого хода;

— дополнен в части получения статических характеристик АД программами построения логарифмических амплитудно- и фазочастотных характеристик и механических характеристик двигателя;

— дополнен в части получения динамических характеристик двигателя программами моделирования двигателя при разгоне и торможении при несимметричном питающем напряжении, нелинейном M_c и несимметричном АД;

— дополнен программами расчета регуляторов и моделирования систем регулирования на базе АД с короткозамкнутым ротором.

Список литературы

1. Войнова Т.В. Математическая модель для исследования трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором как объекта регулирования и для прямого процессорного управления // Электротехника. 1998. № 6. С. 51—61.
2. Ту Ю. Современная теория управления. М.: Машиностроение, 1971.
3. Егоров В.Н., Корженевский-Яковлев О.В. Цифровое моделирование систем электропривода. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986.
4. Мита Ц., Хара С., Кондо Р. Введение в цифровое управление. М.: Мир, 1994.
5. Башарин А.В., Постников Ю.В. Примеры расчета автоматизированного электропривода на ЭВМ. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990.

Войнова Татьяна Васильевна — старший научный сотрудник научно-производственного предприятия «Всероссийской научно-исследовательский институт электромеханики» (НПП ВНИИЭМ). Окончила в 1973 г. Московский институт инженеров железнодорожного транспорта (МИИТ). Аспирант НПП ВНИИЭМ.

Алгоритмы идентификации нелинейных схемных моделей дуговых электропечей по спектральным составляющим токов и напряжений

А.В.ЛУКАШЕНКОВ, канд.техн.наук

Тульский ГУ

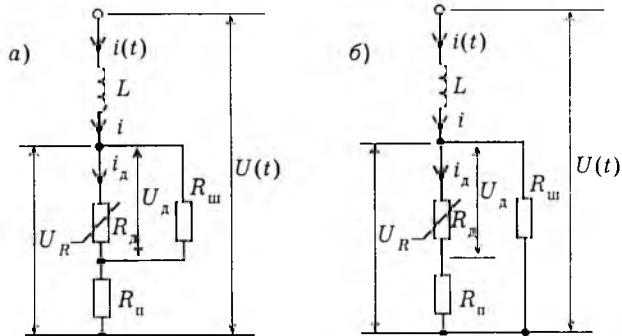
Решение задач контроля и управления электроэнергетическими и технологическими процессами при эксплуатации электродуговых руднотермических печей переменного тока в металлургической и химической промышленности требует построения и идентификации в реальном времени математических моделей процессов и явлений в токопроводящих рабочих средах электропечей. Модели для целей контроля и управления должны отражать текущие эксплуатационные параметры электротехнологического режима, что дает возможность оценивать степень его эффективности и rationalности, распределение энергии в подэлектродных зонах и позволяет выбирать стратегию управления.

Особенностью рассматриваемых электротехнологических объектов является то, что реакция получения целевого продукта протекает за счет тепловой энергии, выделяемой при прохождении переменного электрического тока через рабочую подэлектродную зону, содержащую исходное сырье, промежуточные и конечные продукты. Форма мгновенных значений тока и напряжения отличается от гармонической, что обусловлено наличием в рабочей зоне электрической дуги с нелинейной вольт-амперной характеристикой. Состояние технологического процесса отражается в свойствах рабочей зоны как токопроводящей среды, а внешним проявлением электрических свойств рабочей зоны являются временные функции и спектральный состав токов и напряжений на электродах, через которые осуществляется подвод электрической энергии.

Одной из форм представления моделей электротехнологических процессов является схемная форма. При этом рабочие токопроводящие среды представляются в виде схемных моделей (СМ) — схем замещения, эквивалентных схем. Электрические параметры и характеристики элементов схемных моделей связаны с физическими, химическими и технологическими процессами, протекающими в электропечи, а структура модели отражает взаимодействие между внутренними процессами и переменными. Структура СМ токопроводящих объектов опреде-

ляется, исходя из имеющейся априорной информации о природе физических процессов, имеющихся теоретически или экспериментально полученных данных. В рабочих зонах объектов выделяются достаточно крупные элементы, которые в дальнейшем рассматриваются в виде неделимой единицы. При построении эквивалентных схем и схем замещения в схемную модель включают те элементы, которые отражают наиболее существенные свойства реального объекта и оказывают значительное влияние на его функционирование.

При построении СМ дуговых руднотермических электропечей подэлектродную рабочую зону представляют [1, 2] в виде соединения сопротивлений области электрической дуги $R_d(i_d)$, последовательно включенной с ней области расплава R_n и области, шунтирующей электрическую дугу R_{sh} (рисунок). Электрическая дуга имеет нелинейную вольт-амперную характеристику (ВАХ) и представлена нелинейным сопротивлением. В СМ для шлаковых процессов (рисунок, а) R_{sh} включено параллельно R_d , а для бесшлаковых процессов (рисунок, б) параллельно последовательному соединению R_d и R_n . Индуктивность L представляет собой эквивалентную индуктивность цепи электрода, определяемую индуктивностью электрода, ванны печи и гистерезисом дуги. Эти схемные модели отражают свойства цепи каждого электрода печи от точки подключения питающего напряжения до подины. Внутренняя структура подэлектродных рабочих зон



Типовые схемные модели подэлектродных зон руднотермических электропечей с закрытой дугой:

а — для шлаковых процессов; б — для бесшлаковых процессов

недоступна для измерений; в реальных условиях возможно измерение мгновенных значений напряжений на электродах относительно подины печи и рабочих токов электродов.

Задача идентификации нелинейных схемных моделей электропечей состоит в определении параметров и характеристик элементов на основе измерения временных функций тока и напряжения на внешних выводах электродов. Она усложняется наличием в схемных моделях нелинейных элементов. Для идентификации нелинейных элементов необходимо определение функциональных зависимостей, определяющих вольт-амперные характеристики, тогда как каждый из линейных элементов характеризуется только одним параметром.

Наличие нелинейности в цепи приводит к несинусоидальности токов и напряжений на электродах. Линейные и нелинейные элементы цепи проявляют свои свойства в форме периодических функций мгновенных значений тока и напряжения, в соотношении их спектральных составляющих. Это позволяет использовать спектральные составляющие в качестве источника информации при идентификации нелинейных схемных моделей.

Для решения поставленной задачи идентификации рассматриваемых вариантов схемных моделей руднотермических электропечей будем рассматривать схемную модель цепи каждого электрода печи от точки подключения питающего напряжения до подины в виде последовательного соединения эквивалентной линейной индуктивности L_g и эквивалентного нелинейного сопротивления $R_g(i_g)$, для трехэлектродных цепей $g = 1, 2, 3$. Эквивалентное нелинейное сопротивление $R_g(i_g)$ определяется сопротивлениями областей подэлектродной зоны, дуги, ванны расплава, электрода и шихты. Оно объединяет в себе все резистивные элементы схемы замещения подэлектродного пространства как для шлаковых, так и для бесшлаковых процессов. Существующая в подэлектродной зоне электрическая дуга определяет нелинейный характер эквивалентного сопротивления. Степень нелинейности зависит от режима работы печи. Поскольку возможный гистерезис дуги моделируется индуктивностью, а последовательно и параллельно с нелинейным сопротивлением в схеме замещения включены линейные сопротивления, то будем предполагать, что ВАХ эквивалентных нелинейных сопротивлений $U_{R_g} = \Phi_g(i_g)$ являются однозначными и непрерывными.

Рассмотренные схемные модели цепей каждого электрода описываются нелинейными дифференциальными уравнениями первого порядка следующего вида [3]:

$$L_g \frac{di_g(t)}{dt} + \Phi_g(i_g) = U_g(t), \quad g = 1, 2, 3, \quad (1)$$

где $\Phi_g(i_g) = U_{R_g}$ — напряжение на нелинейном сопротивлении; $L_g \frac{di_g(t)}{dt} = U_L(t)$ — напряжение на индуктивности; $U_g(t)$ — измеряемое напряжение на электроде относительно подины; $i_g(t)$ — измеряемый ток электрода.

На первом этапе будем решать задачу определения индуктивностей и вольт-амперных характеристик эквивалентных нелинейных сопротивлений, а затем — параметров и характеристик областей подэлектродной зоны: расплава, шихты и дуги в соответствии со схемами замещения шлаковых и бесшлаковых процессов. Для возможности практического решения задачи идентификации характеристик нелинейных элементов производят параметризацию этих характеристик, представляя их в виде разложения в ряд по известным базисным функциям с неизвестными коэффициентами.

Предположение об однозначности и непрерывности ВАХ нелинейных сопротивлений $U_{R_g} = \Phi_g(i_g)$ дает возможность представить их отрезками степенных рядов

$$U_{R_g} = \Phi_g(i_g) = \sum_{k=1}^m r_{gk} i_g^k, \quad g = 1, 2, 3, \quad (2)$$

где r_{gk} — неизвестные коэффициенты, подлежащие определению; i_g^k — степенные функции мгновенных значений рабочих токов.

Аппроксимация степенными функциями характеристик нелинейных эквивалентных сопротивлений позволяет установить простую взаимосвязь между гармоническими составляющими сигналов тока и напряжения. При условии (2) дифференциальное уравнение схемной модели (1) принимает вид

$$L_g \frac{di_g(t)}{dt} + \sum_{k=1}^m r_{gk} i_g^k(t) = U_g(t), \quad (3)$$

и задача идентификации рассматриваемой схемной модели становится полностью параметрической: по измерениям сигналов на внешних выводах необходимо определить в цепи каждого электрода индуктивность L_g и коэффициенты r_{gk} степенного ряда (2), представляющего ВАХ нелинейных эквива-

лентных сопротивлений $R_g(i_g)$. Неизвестные параметры модели: индуктивность L_g и коэффициенты r_{gk} , $k = 1, \dots, m$, степенного ряда (2), аппроксимирующего ВАХ нелинейного сопротивления, входят в уравнение модели (3) линейно.

В том случае, когда измеряются мгновенные значения рабочих токов электродов $i_g(t)$ и мгновенные значения напряжений на электродах $U_g(t)$ относительно подины, идентификация схемной модели цепи каждого электрода может выполняться независимо от других.

Измеряемые сигналы рабочего тока $i_g(t)$ и напряжения $U_g(t)$, а также сигналы производной тока $\frac{di_g(t)}{dt}$ и степенных функций

тока $i_g^k(t)$, входящие в уравнения (1)–(3), являются в установившемся режиме периодическими функциями времени с частотой первой гармоники, равной частоте питающей сети, они непрерывны и ограничены по амплитуде. Это позволяет представить их в виде ряда Фурье и характеризовать векторами амплитуд гармонических составляющих каждого сигнала:

напряжения электрода $U_g(t)$ —

$$\mathbf{U}_g = [U_g^{1c}, U_g^{1s}, \dots, U_g^{nc}, U_g^{ns}]^T, \quad (4)$$

рабочего тока электрода $i(t)$ —

$$\mathbf{I}_g = [I_g^{1c}, I_g^{1s}, \dots, I_g^{nc}, I_g^{ns}]^T, \quad (5)$$

производной тока $\frac{di_g(t)}{dt}$ —

$$\mathbf{I}_g^p = [I_{pg}^{1c}, I_{pg}^{1s}, \dots, I_{pg}^{nc}, I_{pg}^{ns}]^T, \quad (6)$$

степенных функций тока $i_g^k(t)$ —

$$\mathbf{I}_g^k = [I_{gk}^{1c}, I_{gk}^{1s}, \dots, I_{gk}^{nc}, I_{gk}^{ns}]^T, k = 1, 2, \dots, m, \quad (7)$$

где U_g^{nc} , U_g^{ns} , I_g^{nc} , I_g^{ns} — амплитуды косинусоидальных и синусоидальных составляющих n -й гармоники сигналов.

Гармонический состав степенных функций тока $i_g^k(t)$ определяется гармоническим составом тока $i_g(t)$ и степенью k соответствующей функции. Получить аналитическое выражение спектральных составляющих степенных функций тока через гармонический состав тока в общем случае трудно, но соответствующие спектральные составляющие можно измерить или вычислить, реализовав степенные функции тока с помощью нелинейных преобразований.

Аппроксимация нелинейной ВАХ эквивалентного сопротивления степенным рядом дает возможность получить соотношение

между числом и значением гармоник тока $i_g(t)$ и напряжения на нелинейном сопротивлении $U_R(t)$. Если ток $i_g(t)$ содержит только одну гармоническую составляющую с частотой ω , а нелинейная зависимость представлена отрезком степенного ряда (2) порядка m , то напряжение на нелинейном сопротивлении $U_R(t)$ содержит в общем случае m гармонических составляющих. Если ток $i_g(t)$ содержит n гармонических составляющих (5), то напряжение $U_R(t)$ будет содержать $n \times m$ составляющих.

В результат, на основании разложения сигналов в ряд Фурье выразим вектор гармонических составляющих напряжения на нелинейном сопротивлении через матрицу, образованную из векторов гармонических составляющих степенных функций тока (7), и вектор неизвестных коэффициентов степенного ряда (2):

$$\begin{bmatrix} U_{R_g}^{1c} \\ U_{R_g}^{1s} \\ \vdots \\ U_{R_g}^{nc} \\ U_{R_g}^{ns} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{g1}^{1c} & I_{g2}^{1c} & \dots & I_{gm}^{1c} \\ I_{g1}^{1s} & I_{g2}^{1s} & \dots & I_{gm}^{1s} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ I_{g1}^{nc} & I_{g2}^{nc} & \dots & I_{gm}^{nc} \\ I_{g1}^{ns} & I_{g2}^{ns} & \dots & I_{gm}^{ns} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{g1} \\ r_{g2} \\ \vdots \\ r_{gm} \end{bmatrix} \quad (8)$$

или в векторной форме

$$\mathbf{U}_{R_g} = [I_g^{1c}, I_g^{1s}, \dots, I_g^{nc}, I_g^{ns}]^T [r_{g1}, r_{g2}, \dots, r_{gm}]^T. \quad (9)$$

Таким образом, матрица спектральных составляющих степенных функций тока позволяет установить линейную связь гармонических составляющих напряжения на нелинейном сопротивлении с коэффициентами степенного ряда.

Гармонический состав производной тока определяется спектральными свойствами тока:

$$\begin{bmatrix} I_{gp}^{1c}, I_{gp}^{1s}, \dots, I_{gp}^{nc}, I_{gp}^{ns} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \omega I_{gp}^{1c}, -\omega I_g^{1s}, \dots, n\omega I_g^{nc}, -n\omega I_g^{ns} \end{bmatrix}^T. \quad (10)$$

На основании соотношений (7)–(10) представим уравнение модели (3) относительно амплитуд гармонических составляющих входящих в него сигналов:

$$\begin{bmatrix} \omega I_{g1}^{1c} & I_{g2}^{1c} & \dots & I_{gm}^{1c} \\ \omega I_{g1}^{1s} & I_{g2}^{1s} & \dots & I_{gm}^{1s} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ n\omega I_{g1}^{nc} & I_{g2}^{nc} & \dots & I_{gm}^{nc} \\ -n\omega I_{g1}^{ns} & I_{g2}^{ns} & \dots & I_{gm}^{ns} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_g \\ r_{g1} \\ r_{g2} \\ \vdots \\ r_{gm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_g^{1c} \\ U_g^{1s} \\ \vdots \\ U_g^{ns} \\ U_g^{ms} \end{bmatrix} \quad (11)$$

или

$$\left[I_g^p, I_g^1, I_g^2, \dots, I_g^m \right] \left[L_g, r_{g1}, \dots, r_{gm} \right]^T = \mathbf{U}_g . \quad (12)$$

Система (11) является системой линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных параметров $L_g, r_{gk}, k = 1, \dots, m$. Каждая гармоническая составляющая сигналов вносит в систему по два уравнения: для косинусоидальной и синусоидальной составляющих. Для формирования матрицы системы (11) и вектора правых частей необходимо измерение или вычисление амплитуд косинусоидальных и синусоидальных составляющих гармоник тока $i_g(t)$ и его степенных функций $i_g^k(t)$, а также напряжения $U_g(t)$ и производной тока.

Система уравнений (11) имеет единственное решение относительно $(m+1)$ неизвестных параметров цепи: m коэффициентов степенного ряда r_{gk} , представляющего ВАХ нелинейного сопротивления (2), и индуктивности L_g . Столбцы матрицы системы при неизвестных

$$\mathbf{M}_g = \left[I_g^p, I_g^1, I_g^2, \dots, I_g^m \right] \quad (13)$$

являются векторами гармонических составляющих производной тока (6) и его степенных функций (7). Можно показать [3], что они являются линейно независимыми, ранг матрицы коэффициентов системы (11) равен числу неизвестных ($\text{rank } \mathbf{M}_g = m+1$) и существует единственное решение задачи идентификации для рассматриваемого класса схемных моделей.

Таким образом, неизвестные параметры: индуктивность L_g и коэффициенты $r_{gk}, k = 1, \dots, m$ степенного ряда, аппроксимирующего нелинейную ВАХ эквивалентного сопротивления, определяются из решения систем (11), (12) линейных алгебраических уравнений, сформированных на основе измерения параметров гармонических составляющих напряжения электрода $U_g(t)$, тока электрода $i_g(t)$ и его степенных функций.

Для определения $(m+1)$ неизвестных параметров можно выделить из системы (11) подсистему $(m+1)$ уравнений, имеющую ранг матрицы коэффициентов, равный числу неизвестных. Это всегда возможно, поскольку матрица исходной системы (11) имеет ранг, равный числу неизвестных. В этом случае вектор неизвестных параметров определяется выражением

$$\left[L_g, r_{g1}, r_{g2}, \dots, r_{gm} \right]^T = \mathbf{M}_g^{-1} \mathbf{U}_g . \quad (14)$$

В случае, когда число уравнений в системах (11) превышает число неизвестных, решение определяется из условия минимизации суммы квадратов отклонений гармонических составляющих модели и цели:

$$\left[L_g, r_{g1}, r_{g2}, \dots, r_{gm} \right]^T = (\mathbf{M}_g^T \mathbf{M}_g)^{-1} \mathbf{M}_g^T \mathbf{U}_g . \quad (15)$$

Для обеспечения лучшей обусловленности матрицы коэффициентов системы (11) в нее следует включать уравнения, соответствующие гармоническим составляющим с наибольшей амплитудой. Практически порядок аппроксимирующего многочлена (2) выбирают исходя из спектрального анализа тока и напряжения в цепи и задают равным номеру высшей гармоники, имеющей довольно значительную амплитуду по сравнению с первой.

На втором этапе идентификации определяются непосредственно параметры и характеристики областей подэлектродной зоны: расплава, шихты и дуги в соответствии со схемами замещения шлаковых и бесшлаковых процессов (рисунок) на основе полученной вольт-амперной характеристики эквивалентного нелинейного сопротивления приэлектродной области в виде степенного ряда.

Коэффициенты степенного ряда, полученные из решения системы (11), полностью определяют эквивалентную нелинейную ВАХ цепи, состоящей из трех элементов: нелинейного сопротивления электрической дуги, шунтирующего и последовательного сопротивлений.

На основании общей ВАХ эквивалентного нелинейного сопротивления подэлектродной области (2) можно оценить значение последовательного и шунтирующего сопротивлений в том случае, если имеется априорная дополнительная информация о ВАХ дуги. В качестве такой априорной информации можно использовать особенности ВАХ закрытой дуги в электропечах [2, 4]. Напряжение на дуге после ее зажигания при значительных токах практически не зависит от значения тока и является постоянным:

$$\frac{dU_d}{di_d} = 0 \text{ при } i_d \rightarrow I_{d\max} , \quad (16)$$

при малом напряжении на дуговом промежутке, меньшем уровня напряжения зажигания, ток дуги практически отсутствует и выполняется условие

$$\frac{di_d}{dU_d} = 0 \text{ при } U_d = 0 . \quad (17)$$

С учетом этих свойств можно рассчитать последовательное сопротивление R_n для схемной модели (рисунок) как коэффициент наклона касательной к идентифицированной ВАХ эквивалентного сопротивления в точке $i = I_{max}$, соответствующей верхней границе рабочего диапазона,

$$R_n = \left. \frac{dU_R}{di} \right|_{i \rightarrow I_{max}} . \quad (18)$$

При аналитическом представлении ВАХ в виде степенного ряда (2) R_n рассчитывается через его коэффициенты:

$$R_n = r_1 + 2r_2 I_{max} + \dots + mr_m I_{max}^{(m-1)} . \quad (19)$$

Коэффициент наклона касательной к ВАХ в точке $i = 0$, соответствующей началу координат, определяет сумму сопротивлений R_m и R_n :

$$\left. \frac{dU_R(i)}{di} \right|_{i=0} = R_m + R_n . \quad (20)$$

Отсюда с учетом (2) R_m выразится через первый коэффициент степенного ряда и рассчитанное ранее R_n :

$$R_m = \left. \frac{dU_R(i)}{di} \right|_{i=0} - R_n = r_1 - R_n . \quad (21)$$

Для второго варианта схемной модели (рисунок, б) получим подобные соотношения для определения сопротивлений:

$$\frac{R_n R_m}{R_n + R_m} = \left. \frac{dU_R(i)}{di} \right|_{i \rightarrow I_{max}} ; \quad (22)$$

$$\left. \frac{dU_R(i)}{di} \right|_{i \rightarrow I_{max}} = r_1 + 2r_2 I_{max} + \dots + mr_m I_{max}^{(m-1)} ; \quad (23)$$

$$R_m = \left. \frac{dU_R(i)}{di} \right|_{i=0} = r_1 . \quad (24)$$

При рассчитанных сопротивлениях R_n и R_m из эквивалентной ВАХ может быть выделена ВАХ нелинейного сопротивления дуги.

Проведены экспериментальные исследования разработанных алгоритмов при обработке сигналов тока и напряжения, полученных на модельных физических установках, которые подтверждают работоспособность, достаточную точность предложенного подхода и возможность применения его для контроля и управления электротехнологическими процессами в электропечах [5]. Предложенная методика использовалась для идентифика-

ции схемных моделей промышленной электропечи ОКБ-955Н при выплавке карбида хрома и при обработке экспериментальных данных, полученных при выплавке ферросиликохрома в электропечи типа РКЗ-38. Мгновенные значения напряжения и тока регистрировались с помощью микропроцессорного измерительного комплекса [6]. На основе идентификации исследовалась электрические режимы работы электропечей, устанавливалось распределение вводимой в печь электроэнергии по областям подэлектродных рабочих зон, оценивалась мощность, выделяемая в подэлектродной электрической дуге, в шихте и в расплаве.

Таким образом, рассмотренные алгоритмы позволяют идентифицировать параметры схемных моделей подэлектродных зон электропечи, определить индуктивность и коэффициенты степенного ряда, аппроксимирующего нелинейную ВАХ эквивалентного сопротивления путем решения системы линейных алгебраических уравнений, сформированных на основе измерения спектральных составляющих напряжения электрода, тока электрода и его степенных функций в рабочем режиме и не требуют подачи специальных внешних воздействий. Число гармоник, составляющие которых подлежат измерению, определяется числом неизвестных коэффициентов степенного ряда, аппроксимирующего вольт-амперную характеристику эквивалентного нелинейного сопротивления, а номера гармоник соответствуют степеням членов ряда. Параметры и характеристики областей подэлектродной зоны: расплава, шихты и дуги — определяются на основе полученной в виде степенного ряда вольт-амперной характеристики эквивалентного нелинейного сопротивления приэлектродной области и свойств закрытой дуги.

Список литературы

1. Сисоян Г.А. Электрическая дуга в электрической печи. М.: Металлургия, 1974.
2. Воробьев В.П., Сивцов А.В. Электрические параметры характерных зон рабочего пространства ферросплавных печей // Промышленная энергетика. 1986. № 10. С. 46—49.
3. Лукашенков А.В., Моттель В.В., Фомичев А.А. Идентификация параметров нелинейной электрической цепи по измерениям гармонических составляющих тока и напряжения // Электронное моделирование. 1988. № 5. С. 44—49.
4. О форме кривых напряжения и тока дуги в руднотермических электропечах / Я.Б. Данцис, Г.М. Жилов, С.З. Берегман, С.В. Короткин // Электротехника. 1991. № 6. С. 27—32.

5. Лукашенков А.В., Фомичев А.А., Башмаков Д.А.

Идентификация схем замещения подэлектродных зон дуговых электропечей по экспериментальным данным //Проблемы рудной электротермии: Сб. трудов научно-технического совещания "Электротермия-96". С.-Петербург: СПбТИ. 1996. С.206—215.

6. Фомичев А.А., Лукашенков А.В., Савкин А.В.

Программно-аппаратный комплекс для исследования электрических режимов работы многоэлектродных электропечей прямого нагрева//Алгоритмы и структуры систем обработки информации. Тула: ТулГТУ, 1993. С.86—95.

Электромеханические системы совмещенных листопрокатных технологических линий¹

В.М.САЛГАНИК, И.А.СЕЛИВАНОВ, А.С.КАРАНДАЕВ, И.Г.ГУН

Представлены компоновка и принцип действия разработанного авторами литьево-прокатного агрегата, осуществляющего принципиально новый способ совмещения разноскоростных процессов литья и реверсивной прокатки полосы участками. Сформулированы требования к электроприводам основных технологических узлов агрегата. Приведены конструкция созданной лабораторной опытной установки и результаты проведенных экспериментальных исследований.

Современной тенденцией развития прокатного производства является переход к непрерывным технологическим линиям, в которых осуществляется совмещение нескольких технологических операций на "бесконечной" движущейся полосе. В конце 80-х — начале 90-х годов практически все ведущие металлургические концерны мира приступили к поиску возможностей совмещения процессов литья и прокатки полосы и разработке непрерывных тонкослябовых литьево-прокатных агрегатов (ЛПА). Наиболее значимые результаты в этой области достигнуты германскими фирмами "Шлеманн-Зимаг" (установка CSP — Compact Strip Production, 1989 г.), "Маннесманн Демаг" (установка ISP—Inline Strip Production, 1991 г.), "Крупп индастритехник" (установка Ecco-mill) [1].

В основу технологического процесса совмещенных ЛПА положена достигнутая к настоящему времени возможность литья так называемых тонких слябов, толщина которых составляет 40—70 мм, либо толстой полосы — непрерывной либо порезанной на мерные участки полосы, толщиной 25—40 мм (в перспективе — до 8 мм) [2]. Таким образом, обеспечивается получение в процессе литья полосы, толщина которой фактически равна толщине листа на выходе из черновой группы непрерывного широколосного стана горячей прокатки.

Основным препятствием в совмещении

технологических процессов литья и прокатки является несоответствие максимальной скорости литья, которая в настоящее время не превышает 0,1 м/с, и традиционной скорости начала прокатки, составляющей 0,8—1 м/с. Такое несоответствие скоростей вызывает существенное (в несколько раз) несовпадение потенциальных производительностей одноручьевой машины непрерывного литья заготовок (МНЛЗ) и непрерывного прокатного стана. Экономически наиболее оправданным представляется сочетание одноручьевой МНЛЗ и реверсивного прокатного стана типа Стеккеля (второго поколения), как менее дорогостоящего, более компактного и лучше согласующегося по производительности. Подобные станы в последние годы введены в эксплуатацию на заводах фирм "Avesta" (Швеция), "Yieh United Steel Corporation" (Тайвань) и, в отличие от станов Стеккеля предшествующего поколения, обеспечивают достаточно высокую точность и плоскостность проката [3].

Компоновка полностью непрерывного тонкослябового ЛПА, реализующего названный оптимальный принцип совмещения процессов литья и прокатки, разработана и схематично представлена на рис.1,*a* [4, 5]. На рис.1,*б* показана векторная диаграмма, поясняющая цикл прокатки участка полосы. Принципиально новой электромеханической системой данного совмещенного ЛПА является промежуточный накопитель 1 полосы 2, представляющий собой моталку, барабан 3 которой имеет продольную сквозную про-

¹ Работа выполняется по гранту Московского энергетического института

Таблица 1
Направление скоростей при совмещении
разноскоростных процессов

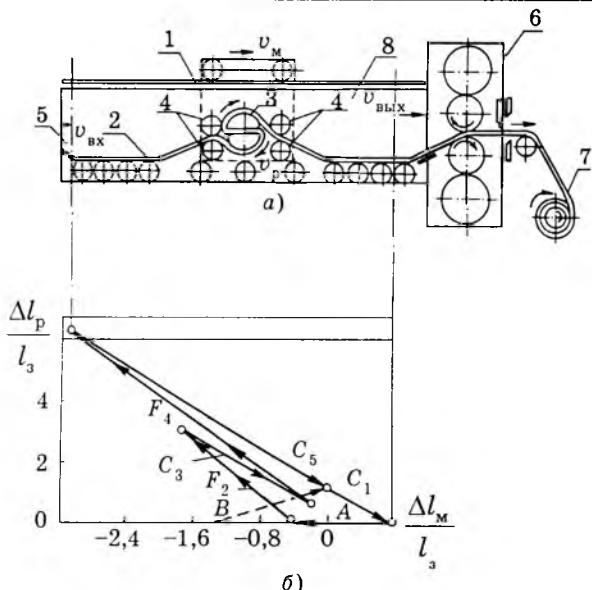


Рис.1. Компоновка и схема технологического процесса совмещенного тонкослябового ЛПА:

a — расположение основного оборудования; *б* — векторная диаграмма передачи полосы за цикл прокатки

резь для прохода металла, приводные тянувшие ролики 4, расположенные слева и справа от моталки. Моталка и ролики 4 размещены на приводном корпусе накопителя 1, имеющем возможность реверсивного перемещения вдоль продольной оси агрегата.

При вращении барабана 3 происходит намотка полосы 2 с окружной скоростью \bar{v}_p в рулон (накопление) по двум входам, а при реверсировании — выдача на два выхода; таким образом, промежуточная моталка является двухходовой. При поступательном движении накопителя 1 и соответственно моталки (со скоростью \bar{v}_m) по ходу технологического потока и против него "задняя" (например, отливаемая) и "передняя" (прокатываемая) ветви единой полосы могут двигаться в процессе их обработки с различными продольными скоростями (\bar{v}_{bx} и \bar{v}_{byx} , соответственно). При выполнении следующих кинематических выражений

$$\bar{v}_m = \frac{\bar{v}_{bx} + \bar{v}_{byx}}{2}; \quad \bar{v}_p = \frac{\bar{v}_{bx} - \bar{v}_{byx}}{2} \quad (1)$$

можно осуществить согласование между собой любых скоростей \bar{v}_{bx} и \bar{v}_{byx} на входе и выходе накопителя, в том числе и при разнонаправленном движении металла.

Выражения (1) позволяют установить возможные сочетания режимов двухходовой намотки — размотки полосы, реализуемые за счет вращения барабана 3 и перемещения накопителя 1, приведенные в табл.1.

| Обозначение режима | Соотношение $ \bar{v}_{bx} $ и $ \bar{v}_{byx} $ | Векторы скоростей | | | Результат вращения барабана: намотка — Н, размотка — Р |
|--------------------|--|-------------------|-----------------|-------------|--|
| | | \bar{v}_{bx} | \bar{v}_{byx} | \bar{v}_m | |
| A | = | → | → | ↔ | Н |
| B | > | → | → | → | |
| C | < | → | → | → | Р |
| D | = | → | ← | 0 | Н |
| E | > | → | ← | → | Н |
| F | < | → | ← | ← | Н |
| G | = | ← | → | 0 | Р |
| H | > | ← | → | ← | Р |
| I | < | ← | → | → | Р |

Реальный вариант процесса совмещения всегда представляет собой последовательность каких-либо из показанных режимов. Длительность применения одного режима ограничена протяженностью участка передачи и грузоподъемностью моталки.

Чтобы осуществлять технологический процесс с разноскоростными операциями на "бесконечной" полосе, необходимо обеспечить цикличность операции передачи. Координата l_m двухходовой моталки на участке передачи и накопленная на ее барабане длина полосы l_p должны быть синхронными периодическими функциями времени t :

$$l_m(\tau + \tau_u) = l_m(\tau); \quad l_p(\tau + \tau_u) = l_p(\tau),$$

где τ_u — время цикла, повторяемого требуемое (в принципе неограниченное) число раз.

Применительно к условиям тонкослябового ЛПА разработан вариант совмещения разноскоростных процессов с указанной цикличностью для передачи "бесконечной" толстой ($h_{bx} = 15 \div 25$ мм) полосы, получаемой обжатием непрерывно-литого сляба в линии или на выходе 5 МНЛЗ (рис.1, *a*, *б*). Предусмотрено ее поступление к реверсивному стану 6 участками заданной длины l_3 для горячей прокатки за нечетное число проходов $k \geq 3$ с обжатием до толщины h_k . Основной принцип осуществления такой передачи — равенство времени выхода из МНЛЗ (или из обжимного блока клетей) участка длиной l_3 и времени цикла реверсивной прокатки такого же участка:

$$\tau_u = \frac{l_3}{v_{bx}} = \frac{l_{bx1}}{v_{bx1}} + \sum_{i=2}^k \frac{l_{bxm}}{v_{bxi}}, \quad m = i + \frac{(-1)^i - 1}{2},$$

где v_{bx} — скорость выхода толстой полосы

из МНЛЗ; $l_{\text{вх}1} = l_3, l_{\text{вх}2}, \dots, l_{\text{вх}m}, \dots$ — длины по проходам прокатываемого участка со стороны клети, обращенной к МНЛЗ; $v_{\text{вх}1}, v_{\text{вх}2}, \dots, v_{\text{вх}i}, \dots$ — модули средней скорости по проходам прокатываемого участка с той же стороны.

Промежуточная смотка прокатанных участков на выходе клети стана 6, а также смотка готовой полосы осуществляются конечной моталкой 7.

Цикл процесса передачи при прокатке участка длиной l_3 за пять проходов с суммарным обжатием с 20 до 3 мм представляет собой показанную на рис.1,б последовательность режимов, обозначения которых соответствуют символам, приведенным в табл.1. Соответствующие обжатия по проходам с указанием входной $h_{\text{вх}i}$, выходной $h_{\text{вых}i}$ толщины, абсолютного Δh_i и относительного ε_i обжатий представлены в табл.2. Штриховая линия на рис.1,б отражает предварительное (при подходе переднего конца полосы к реверсивной клети) накопление на барабане определенной длины полосы в режиме В. Вследствие этого средняя скорость на входе в клеть $v_{\text{вх}1}$ повышена уже в первом проходе, в котором двухвходовая моталка вначале выдает полосу в режиме С со скоростью $v'_{\text{вх}1} > v_{\text{вх}1}$ в течение расчетного времени $\tau'_1 = \frac{l_3 - l_0}{v'_{\text{вх}1}}$, где l_0 определяется за-

висимостью $l_0 = \frac{l_3 v_{\text{вых}}}{v_m^* + v_{\text{вх}1}}$. Далее еще до окончания прохода барабан освобождается от рулона, и за расчетное время τ'_1 докатывания остатка моталка перемещается против хода прокатки в режиме А на расстояние l_3 со средней скоростью v_m^* . Тем самым подготавливается осуществление следующего цикла прокатки. Как следует из приведенного описания, скоростные режимы вращения барабана и перемещения накопителя должны рассчитываться для каждого прокатываемого профиля и строго выдерживаться в процессе операции передачи.

Итоговое изменение координаты моталки $\bar{\Delta}l_m$ и длина полосы $\bar{\Delta}l_p$, выданной с барабана, составляют:

в первом проходе

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Delta}l_m \\ \bar{\Delta}l_p/2 \end{aligned} \right\} = \frac{l_3}{2} \left(\frac{c_{\tau_1}}{k} - 1 \right); \quad (2)$$

Таблица 2

Режимы обжатий при прокатке в пять проходов

| i | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
|------------------------|------|------|------|------|------|
| m | 0 | 2 | 2 | 4 | 4 |
| $h_{\text{вх}i}$, мм | 20 | 11,5 | 7,1 | 4,8 | 3,6 |
| $h_{\text{вых}i}$, мм | 11,5 | 7,1 | 4,8 | 3,6 | 3,0 |
| Δh_i , мм | 8,5 | 4,4 | 2,3 | 1,2 | 0,6 |
| ε_i , % | 42,5 | 38,3 | 32,4 | 25,0 | 16,7 |

в остальных проходах ($i = 2, 3, \dots, k$)

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Delta}l_m \\ \bar{\Delta}l_p/2 \end{aligned} \right\} = \frac{l_3}{2} \left[\frac{c_{\tau_i}}{k} \mp (-1)^i \frac{h_{\text{вх}}}{h_m} \right] \quad (3)$$

при скоростях

$$\left. \begin{aligned} \bar{v}_{\text{вх}i} \\ \bar{v}_{\text{п}i} \end{aligned} \right\} = \frac{v_{\text{вх}}}{2} \left[1 \mp (-1)^i \frac{k h_{\text{вх}}}{c_{\tau_i} h_m} \right], \quad (4)$$

где $c_{\tau_i} = \frac{k}{\tau_i}$ — коэффициент длительности i -го прохода (τ_i — время i -го прохода; $\sum_{i=1}^k c_{\tau_i} = k$).

В выражениях с двумя знаками: минус соответствует верхним величинам в фигурных скобках, плюс — нижним величинам. Следует отметить, что в реализуемом процессе модули скоростей прокатки во всех проходах значительно увеличены относительно $v_{\text{вх}}$:

$$\frac{v_{\text{вх}i}}{v_{\text{вх}}} = \frac{k h_{\text{вх}}}{c_{\tau_i} h_m}; (m|_{i=1} = 0; h_0 = h_{\text{вх}}). \quad (5)$$

Меньшее или большее нечетное количество проходов (см. рис.1,б) может быть обеспечено устранением или добавлением пар режимов $F_i \rightarrow C_{i+1}$, причем представленные соотношения (2)–(5) дают в общем виде доказательство цикличности процесса во всех случаях при $k \geq 3$:

$$\sum_{i=1}^k \bar{\Delta}l_m = 0; \quad \sum_{i=1}^k \bar{\Delta}l_p = 0.$$

В качестве примера рассчитано, что для обеспечения толщины полосы по проходам, равной $h_k = 6,0; 3,0; 1,5$ мм, соответствующие отношения скоростей должны состав-

лять: $\frac{v_{\text{макс}}}{v_{\text{вх}}} = 5,7; 14,4; 29,7$ и $\frac{v_{\text{рмакс}}}{v_{\text{вх}}} = 4,7; 13,4; 28,7$. С учетом фактического диапазона скоростей литья $v_{\text{вх}} = 0,08 \div 0,1$ м/с и известных технических характеристик мота-

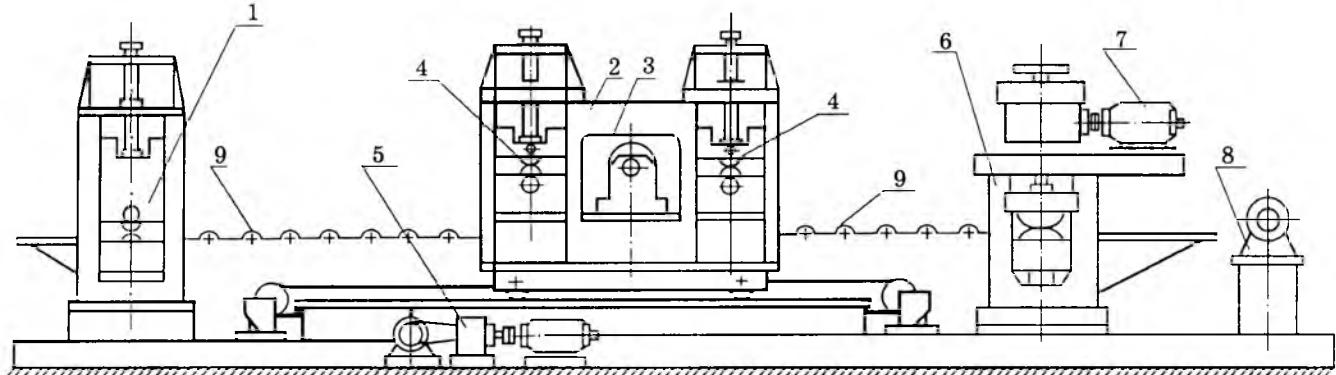


Рис.2. Конструкция опытной установки:

1 — узел тянувших роликов, моделирующих выход МНЛЗ; 2 — накопитель; 3 — двухходовая моталка; 4 — тянувшие ролики; 5 — привод перемещения накопителя; 6 — реверсивная прокатная клеть; 7 — привод нажимных устройств; 8 — конечная моталка; 9 — ролики рольганга (неприводные)

лок и устройств транспортировки металла эти отношения свидетельствуют о реализуемости необходимых скоростных параметров процесса. Для поддержания требуемой температуры полосы предусмотрено процесс формирования промежуточного рулона осуществлять в проходной нагревательной печи 8 (см. рис.1,а) длиной, равной (1,1—1,15) максимальной амплитуды Δl_m^{\max} перемещения моталки.

Упомянутые жесткие требования цикличности процесса, необходимые для обеспечения прокатки полосы участками, позволили сформулировать основные требования к электромеханическим системам ЛПА, главными из которых являются:

- обеспечение высокой точности поддержания заданных скоростей и ускорений (допустимая ошибка не более 1,5%);

- обеспечение позиционирования перемещающихся участков полосы и накопителя в заданных положениях с погрешностью не более 5%.

Главными требованиями к электроприводам реверсивного прокатного стана являются:

- синхронизация моментов начала разгона (торможения) ЭП клети и электро- либо гидроприводов нажимных устройств с погрешностью $\pm 1\%$;

- обеспечение высокого (не ниже 20 мм/с) быстродействия нажимных устройств в режиме больших перемещений при наличии металла в клети;

- перевод нажимных устройств в режим автоматического регулирования толщины в установленвшемся режиме прокатки (в режим САРТ).

Аналогичные требования сформулированы для электроприводов промежуточного накопителя полосы: барабана двухходовой моталки, тянувших роликов и перемещения. Наиболее жесткими (и наиболее специфическими) из них являются:

- позиционирование барабана в режиме холостого хода с фиксацией плоскости по-перечной прорези параллельно плоскости прокатки с точностью $\pm 5^\circ$;

- пропуск переходной зоны (участка полосы, переменной толщины, возникающего на стыке смежных прокатываемых участков) без потери натяжения.

С целью доработки технологического режима, уточнения основных конструктивных параметров оборудования, разработки алгоритмов и способов управления, разработана и смонтирована опытно-экспериментальная установка, общий вид которой представлен на рис.2².

Установка содержит следующие группы электроприводов:

1. ЭП парных приводных роликов, моделирующих выход МНЛЗ.
2. ЭП тянувших роликов накопительного модуля.
3. ЭП барабана накопителя.
4. ЭП перемещения накопителя.
5. Главный ЭП клети стана Стеккеля.
6. ЭП нажимных устройств.
7. ЭП конечной моталки.

На рис.3 представлены результаты проведенного на установке эксперимента по моделированию технологического режима ре-

² В монтаже и наладке оборудования установки принимали участие кандидаты техн. наук А.Г. Соловьев, В.В. Руденков, инженеры К.Э. Одинцов, С.Н. Басков.

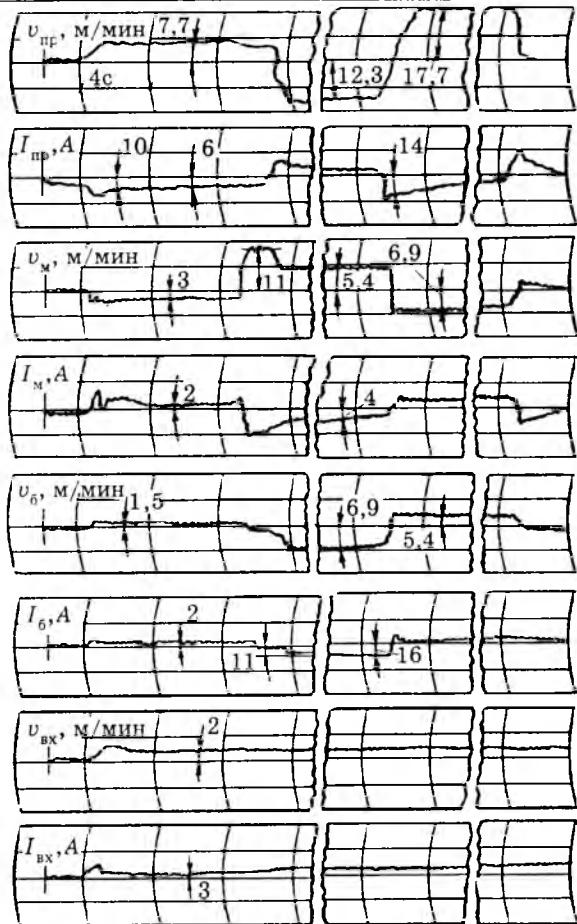


Рис.3. Результаты эксперимента по моделированию совмещения разноскоростных процессов:

$v_{\text{пр}}$, $I_{\text{пр}}$; v_m , I_m ; v_b , I_b ; $v_{\text{вх}}$, $I_{\text{вх}}$ — линейные скорости и токи электроприводов реверсивной прокатной клети, перемещения накопителя, барабана двухходовой моталки и входных тянувших роликов, соответственно

версивной прокатки, в ходе которого осциллографировались сигналы, пропорциональные скоростям и токам ЭП механизмов линии прокатки. Из анализа осциллограмм следует, что при достаточно низкой, постоянной скорости $v_{\text{вх}}$ задания металла (около 2 м/мин) обеспечена реверсивная прокатка в три прохода со скоростями $v_{\text{пр}}$ по проходам, равными 7,7, 12,3 и 17,7 м/мин, соответственно. Осциллограммы токов показывают, что прокатка ведется практически в свободном режиме без натяжений (полоса свободно лежит на рольганге). Таким образом, проведенный эксперимент показал принципиальную возможность совмещения разноскоростных, разнонаправленных технологических процессов.

Разработанный полностью непрерывный ЛПА имеет ряд существенных преимуществ по сравнению с известными (в том числе и упомянутыми линиями CSP фирмы "Шлеманин-Зимаг" и ISP фирмы "Маннесманн Демаг"):

1. Обеспечивается возможность получения рулона практически любой массы (в том числе особо крупных рулона для последующей холодной прокатки) в зависимости от конкретных требований без изменения технологии.

2. Благодаря значительному уменьшению протяженности участка от МНЛЗ до стана и от стана до моталок, а также применению реверсивной прокатки длина линии ЛПА уменьшается не менее чем на 30%, т.е. обеспечивается ее сверхкомпактность.

3. Непрерывность технологического процесса производства горячекатаной полосы и обеспечение необходимого значения выходной скорости создают принципиальную возможность непосредственного соединения ЛПА со станом холодной прокатки и агрегатами очистки от окалины, поперечной и продольной резки, термической обработки, нанесения покрытий.

Кроме того, существенно снижаются капитальные затраты на создание агрегата (не менее чем на 15—20%), энергоемкость, уменьшаются потери металла с концевой обрезью (пропорционально увеличению массы конечного рулона).

Выводы

1. Теоретически и экспериментально доказана возможность совмещения разноскоростных, разнонаправленных процессов в совмещенных листопрокатных линиях.

2. Разработан совмещенный литейно-прокатный агрегат, объединяющий процессы литья "бесконечной" полосы и ее реверсивной прокатки на стане типа Стеккеля (второго поколения).

3. Сформулированы основные требования к электроприводам основных технологических узлов агрегата.

4. Показано, что разработанный совмещенный литейно-прокатный агрегат обладает рядом существенных преимуществ по сравнению с известными аналогичными технологическими линиями.

Список литературы

1. Салганик В.М. Проблемы повышения компактности и непрерывности листопрокатных технологических линий//Тр. Первого конгресса прокатчиков. Международный союз прокатчиков. М.: АО "Черметинформация", 1996. С.96—99.

2. Ниллес П. Аспекты качества при литье заготовок с размерами, близкими к конечным.//Черные металлы. Февраль, 1994. С.3—12.

3. Селиванов И.А., Карапаева О.И. Технология и основные средства автоматизации современных прокатных станов Стеккеля//Электротехнические системы и комплексы: Межвузовский сб. трудов. Магнитогорск: МГМА, 1996. Вып. 1. С. 7—13.

4. Международная заявка WO 92/18262 (PST/RU 92/00079) от 16.04.92. Способ непрерывного производ-

ства горячекатенных полос и установка для его осуществления/В.М.Салганик, А.И.Стариков, И.Г.Гун и др. Бюллетень PSTN 27//1992 от 29.10.92. МКИ В 21 В 1/46.

5. Салганик В.М. Теоретические и технические основы совмещенной литейно-прокатной линии//Электротехнические системы и комплексы: Межвузовский сб. трудов. Магнитогорск: МГМА, 1996. Вып.1. С. 14--21.

Анализ и синтез широтно-импульсных систем¹

А.Н.ЛОВЧИКОВ, доктор техн.наук, проф., Е.Е.НОСКОВА, канд.техн.наук

ГТУ

Излагается новый подход к анализу и синтезу автоматических систем с широтно-импульсной модуляцией.

Системы автоматического управления с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) относят к классу нелинейных импульсных. Хотя подобные системы известны достаточно давно и в настоящее время широко применяются, однако разработанных методов анализа и синтеза, особенно для инженерных приложений, практически нет.

Предлагаемый в статье подход к анализу и синтезу систем с ШИМ позволяет решить большинство из тех проблем, которые при этом возникают: исследовать устойчивость системы и в малом, и в большом, а также динамические характеристики системы с учетом инерционности ШИМ ключа, дать оценку увеличения или уменьшения запасов устойчивости при работе системы в нелинейных режимах, объяснить причину возникновения в системе многочастотных колебаний, разработать методику синтеза корректирующих устройств, обеспечивающих необходимые запасы устойчивости, построить управление, обеспечивающее системе с ШИМ оптимальность по быстродействию.

Предлагаемый метод анализа и синтеза основывается на представлении системы с ШИМ как существенно нелинейной системы автоматического управления [1], включающей в себя релейно-гистерезисный элемент с зоной нечувствительности, отражающий реальные характеристики любого ключевого элемента, непрерывную нелинейную часть, содержащую звено запаздывания, отражающее инерционные свойства ключа, на которую воздействует постоянная составля-

ющая и периодическое (пилообразное, треугольное или синусоидальное) внешнее воздействие (рис.1). Передаточная функция $W_{o.c}(p)$ вводится при коррекции динамических характеристик системы.

Такой подход дает возможность применять методы исследования существенно нелинейных систем и на их основе разработать метод анализа и синтеза систем с ШИМ, позволяющий эффективно решить задачи обеспечения устойчивости для линейных и нелинейных режимов, более корректно формулировать условия перехода от нелинейной к квазинепрерывной модели, решать задачи построения многомодульных широтно-импульсных систем (ШИС). Кроме того, определенная таким образом структура системы с ШИМ является классической при решении задач построения оптимальных по быстродействию систем [3].

ШИМ как нелинейная система. Система автоматического регулирования, изображенная на рис.1, относится к классу нелинейных систем, так как содержит существенно нелинейный элемент с релейно-гистерезисной характеристикой. К системе приложены внешние воздействия: постоянное (опорный сигнал) и в виде периодических коле-

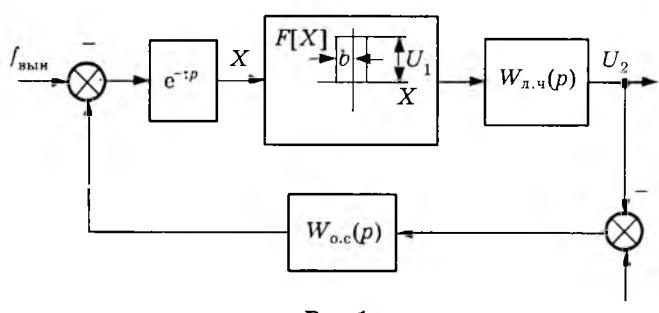


Рис.1.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Красноярского краевого фонда науки, грант 6F0147

баний, в общем случае, пилообразных, треугольных или синусоидальных, которые заставляют рассматриваемую систему работать в режиме вынужденных колебаний.

В подавляющем большинстве практических случаев передаточная функция линейной части $W_{\text{л.ч}}(p)$ в ШИС обладает свойством фильтра [2].

$$|W_{\text{л.ч}}(jn\omega)| \ll |W_{\text{л.ч}}(j\omega)|, n = 2, 3, \dots$$

Это следует из самого назначения непрерывной линейной части снижать уровень пульсаций на выходе системы. Следовательно, для анализа устойчивости и синтеза подобной системы может быть применен метод гармонического баланса (гармонической линеаризации), являющийся до настоящего времени самым мощным средством анализа и синтеза динамических характеристик существенно нелинейных систем автоматического регулирования и управления.

С точки зрения метода гармонического баланса задача исследования устойчивости схемы на рис.1 сводится к определению условий возникновения автоколебаний в системе при наличии вынужденных колебаний и постоянной составляющей.

Уравнение динамики системы имеет вид [2]:

$$x + W_{\text{л.ч}}(p)e^{-tp}W_{\text{o.c}}(p)F[x] = W_{\text{o.c}}(p)U_{\text{o.п}} - f_{\text{вын}}(t), \quad (1)$$

где $f_{\text{вын}}(t) = B \sin(\omega_2 t)$.

Решение уравнения (1)

$$X = X_b + X_m, \quad (2)$$

где $X_m = X_0 + X_a$ — медленно меняющаяся составляющая; X_0 — постоянная составляющая; $X_a = A_1 \sin(\omega_1 t)$ — переменная составляющая, характеризующая автоколебания; $X_b = A_2 \sin(\omega_2 t + \phi)$ — переменная составляющая, характеризующая вынужденные колебания в системе; ω_1 — частота автоколебаний; $\omega_2 = 2\pi/T$ — частота вынужденных колебаний; T — период переключения.

При использовании принятых обозначений уравнение (1) разбивается на два уравнения соответственно для медленно меняющихся и колебательных составляющих:

$$Q(p)X_N + R(p)e^{-tp}W_{\text{o.c}}(p)F^0 = W_{\text{o.c}}(p)U_{\text{o.п}}Q(p);$$

$$[Q(p) + R(p)e^{-tp}W_{\text{o.c}}(p)(q + q'p/\omega_2) + Q(p)B(\cos\phi - \sin\phi p/\omega_2)/A_2]X_b = 0, \quad (3)$$

где $W_{\text{л.ч}}(p) = R(p)/Q(p)$.

Нелинейность и коэффициенты гармониче-

ской линеаризации определяются из выражений

$$F(x) = F^0(A_2, X_m) + [q(A_2, X_m) + q'(A_2)p/\omega_2]X_b;$$

$$q(A_2, X_m) = \frac{U_1}{A_2\pi} \left(\sqrt{1 - \frac{(b - X_m)^2}{A_2^2}} + \sqrt{1 - \frac{(b + X_m)^2}{A_2^2}} \right);$$

$$q'(A_2) = -\frac{2U_1 b}{A_2\pi};$$

$$F^0(A_2, X_m) = \frac{U_1}{2} + \frac{U_1}{2\pi} \left(\arcsin \frac{b + X_m}{A_2} - \arcsin \frac{b - X_m}{A_2} \right). \quad (4)$$

Амплитуда

$$A_2^2 = B^2 \frac{|Q(j\omega_2)|^2}{|Q(j\omega_2) + R(j\omega_2)e^{-tp}W_{\text{o.c}}(j\omega_2)(q + jq')|^2}.$$

Решив (3), можно определить функцию смещения

$$F^0(A_2, X_m) = \Phi(X_m) \quad (5)$$

для заданной нелинейности $F[x]$, которая в дальнейшем используется при определении автоколебательного режима и решения уравнения для постоянных составляющих. Для этого линеаризуем функцию смещения $\Phi(X_m)$ в пределах рабочего режима системы:

$$\Phi(X_m) = \Phi^0 + K_a X_a, \quad (6)$$

$$\text{где } K_a = \left. \frac{\partial \Phi}{\partial X_m} \right|_{X_m=X_0}.$$

С учетом (4)–(6) система уравнений для определения возможности возникновения автоколебательного режима имеет вид:

$$Q(0)X_0 + R(0)W_{\text{o.c}}(0)\Phi^0 = W_{\text{o.c}}(0)U_{\text{o.п}}Q(0);$$

$$Q(p)X_a + R(p)e^{-tp}W_{\text{o.c}}(p)K_a X_a = 0. \quad (7)$$

После подстановки в (7) $p = j\omega_1$ определяются X_0 , A_1 и ω_1 , т.е. условия возникновения или отсутствия автоколебаний в системе, на основании чего делается заключение об устойчивости системы. Изменяя $W_{\text{л.ч}}(p)$ или вводя корректирующие устройства в цепь обратной связи, т.е. также изменяя $W_{\text{o.c}}(p)$, и, используя изложенную методику, можно синтезировать рассматриваемую ШИС исходя из необходимых запасов устойчивости.

ШИС как квазилинейная система. Наличие вынужденных колебаний в системе приводит к эффекту вибрационной линеаризации нелинейности [2]. В этом случае релейно-гистерезисный элемент приобретает квазинепрерывную нелинейную характеристику, зависящую от параметров непрерывной линейной части и нелинейности. Однако такая нелинейная характеристика с большим основанием может быть линеаризована в рабочей точке, чем релейно-гистерезисная. Если в выражении для коэффициента $F^0(4)$ принять $X_m = X_0$, то согласно (6) коэффициент передачи линеаризованной нелинейности

$$K_a = \frac{U_1}{2\pi} \left(\frac{1}{\sqrt{A_2^2 - (b + X_0)^2}} + \frac{1}{\sqrt{A_2^2 - (b - X_0)^2}} \right), \quad (8)$$

где A_2 — амплитуда вынужденных колебаний; X_0 — постоянная составляющая на входе нелинейности.

Для предварительных расчетов значение коэффициента K_a приближенно определяется исходя из требований к синтезируемой системе. Если принять $W_{o.c}(p) = 1$, то при заданных статической точности X_0 и пульсациях ΔU_2 на стадии предварительного проектирования A_2 определяется приближенно $A_2 \approx B - \Delta U_2$.

Таким образом, ШИС можно представить в виде квазилинейной системы с передаточной функцией разомкнутого контура $W_p(p)$, определяемой выражением

$$W_p(p) = K_a W_{l.q}(p) W_{o.c}(p) e^{-\tau p}. \quad (9)$$

Как показывают исследования, выражение (9) с высокой степенью точности может быть использовано для анализа устойчивости и синтеза ШИС с целью обеспечения заданных запасов устойчивости.

ШИС как релейная, оптимальная по быстродействию система. Структурная схема на рис.1 является классической при решении задачи построения системы, оптимальной по быстродействию [4]. В соответствии с теорией оптимального управления произведение $e^{-\tau p} W_{l.q}(p)$ является объектом управления (ОУ), $F[x]$ выдает управляющее воздействие, ограниченное сверху U_1 и снизу 0. Сама функция $F[x]$ имеет релейную характеристику, что, в соответствии с принципом максимума Л.С.Понtryгина, необходимо при построении оптимальной по быстродействию системы и наличии ограничений на значе-

ние управляющего воздействия.

На основании изложенного задача синтеза ШИС по критерию оптимального быстродействия сводится к определению условий переключения релейного регулирующего элемента $F[x]$, т.е. нахождению уравнения линии переключения [3,4]. Применительно к схеме (рис.1) задача синтеза предполагает нахождение такой передаточной функции $W_{o.c}(p)$, которая обеспечит оптимальное быстродействие системы.

Решение задачи осуществляется с применением метода фазовых траекторий и сводится к определению уравнения оптимальной фазовой траектории для объекта управления.

Для простейших случаев уравнение оптимальной фазовой траектории можно получить аналитически. В большинстве практических случаев этого сделать не удается. Методика построения оптимального по быстродействию ШИС в этом случае выглядит следующим образом. По известной передаточной функции объекта управления рассчитываются фазовые траектории и определяется оптимальная. Оптимальная траектория аппроксимируется. Полученное уравнение аппроксимации принимается за уравнение линии переключения, теперь уже квазипротимальной по быстродействию ШИС.

Следует отметить, что сложность решения задачи построения оптимальной по быстродействию системы в значительной степени зависит от вида передаточной функции объекта управления. Изложенная методика более справедлива для систем второго порядка без учета запаздывания. Для этого случая большую роль будет играть вид корней характеристического уравнения объекта управления. В случае простых корней, согласно теореме об n -интервалах, оптимальная система отрабатывает возмущение за два интервала постоянства. Если корни комплексные, то количество интервалов постоянства зависит от уровня возмущающего воздействия. Последнее утверждение справедливо и для систем более высокого порядка, но для таких систем сложно, а часто и невозможно использовать метод фазовых траекторий.

Предложенная методика построения оптимальной по быстродействию системы справедлива для больших отклонений и не учитывает наличия внешнего периодического воздействия. Однако и в этом случае, как показано в [3], можно использовать метод фазовых траекторий для анализа поведения

ШИС в режиме вынужденных колебаний.

Приложение.

Рассмотрим применение изложенного метода на примере анализа и синтеза импульсного стабилизатора напряжения (ИСН) понижающего типа (рис.2).

Нелинейная модель ИСН может быть представлена в виде схемы рис.1. Линейной частью ИСН является однозвездный фильтр с передаточной функцией вход фильтра—выход фильтра с учетом параметров нагрузки:

$$W_{\text{л.ч}}(p) = \frac{K_c}{a_2 p^2 + a_1 p + 1},$$

где $K_c = R_h/(R_h + r_1)$ — коэффициент передачи; R_h — сопротивление нагрузки; r_1 — активное сопротивление обмотки дросселя фильтра; L — индуктивность дросселя фильтра; C — емкость конденсатора фильтра; $a_2 = K_c LC$; $a_1 = (L + R_h r_1 C)/(R_h + r_1)$. Нелинейность $F[x]$ и звено чистого запаздывания $e^{-\tau p}$ имитируют работу импульсного ключа VT , управляемого ШИМ. В общем случае ШИМ состоит из компаратора, на один из входов которого подается пилообразное напряжение ($U_{\text{пил}}$), а на второй — управляющее (сигнал ошибки) напряжение ($U_{\text{o.п}} - U_2$). При анализе ИСН считалось, что на вход компаратора вместо $U_{\text{пил}}$ действует синусоидальное напряжение с такой же амплитудой. Амплитуда принималась исходя из допустимой статической ошибки менее 1%. На основании изложенного метода при разработке нелинейной модели ИСН напряжения $U_{\text{пил}}$ и $U_{\text{o.п}}$ моделируются источником вынужденных колебаний $f_{\text{вын}}(t)$ и постоянной составляющей соответственно.

Расчеты проводились при следующих исходных данных: частота преобразования 25 кГц; $U_1 = 40$ В; $U_{\text{o.п}} = 27$ В; $L = 10$ мкГн; $C = 5$ мФ; $r_1 = 0,01$ Ом; $\tau = 1$ мкс; $R_h = 1$ Ом; $B = 0,2$ В; $W_{\text{o.c}}(p) = K$ — передаточная функция звена обратной связи, $K = 1$; b — зона нечувствительности компаратора, $b = 0,001$.

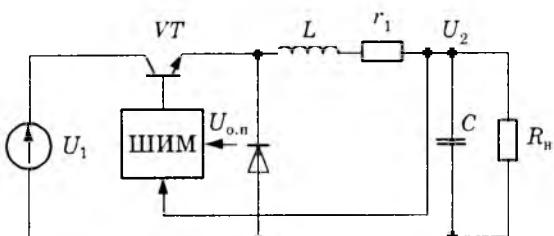


Рис.2.

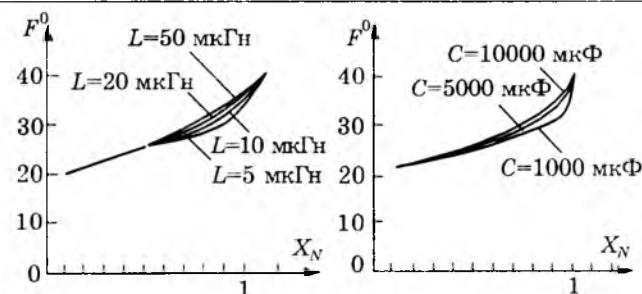


Рис.3.

Согласно [2] и рис.1 процессы в ИСН описываются уравнением динамики (1). Решение этого уравнения ищется в виде (2) из системы уравнений (3) для медленно меняющихся и колебательных составляющих. Решая (3), определяем функцию смещения (5) и линеаризуем ее в пределах рабочего режима ИСН (6). На рис.3 представлены рассчитанные функции смещения при различных значениях параметров фильтра, из которых следует, что в рабочей точке $K_a = 14 \div 15$.

Уравнение (1) теперь примет вид (7) и неизвестные A_1 , ω_1 и X_0 определяются из (7) подстановкой $p = j\omega_1$:

$$1 - a_2 \omega_1^2 + K_a K_c K \cos(\omega_1 \tau) = 0;$$

$$a_1 \omega_1 - K_a K_c K \sin(\omega_1 \tau) = 0; \quad (\text{П1})$$

$$X_0 + K_c K \Phi^0 = K U_{\text{o.п}}.$$

При решении (П1) f_1 должно быть меньше 25 кГц. Тогда величина $2\pi f_1 \tau = \omega_1 \tau$ мала и $\sin(\omega_1 \tau) \approx \omega_1 \tau$, а $\cos(\omega_1 \tau) \approx 1$. Отсюда искомое решение для автоколебаний системы, т.е. условие их существования, определится из выражения

$$r_1 C + LY_h - K \tau K_a = 0. \quad (\text{П2})$$

При подстановке значений параметров в (П2) следует, что в системе отсутствуют автоколебания. Однако, если совместное запаздывание ключа и компаратора будет равно 4 мкс, то в системе возникнут автоколебания с частотой 2,7 кГц.

Для анализа динамических характеристик ИСН, как квазилинейной системы, передаточную функцию разомкнутого контура представим согласно (9), где $K_a = 15$. Построим логарифмическую амплитудную характеристику (ЛАХ) и фазочастотную характеристику (ФЧХ) ИСН (рис.4, сплошная линия). Там же пунктирной линией изображены ЛАХ и ФЧХ скорректированной системы, когда

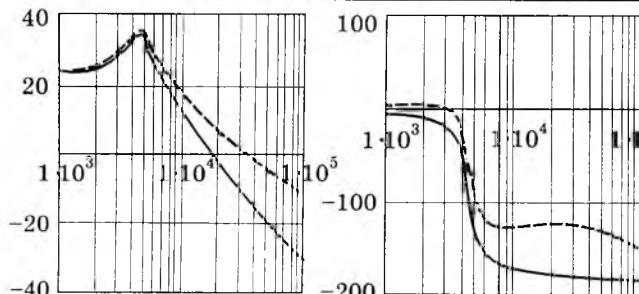


Рис.4.

$$W_{o.c}(p) = \frac{1 + T_1 p}{1 + T_2 p} \text{ при } T_1 = 1,25 \text{ мс, } T_2 = 0,125 \text{ мс.}$$

Параметры корректирующего устройства выбирались исходя из заданного запаса по фазе $\alpha = 60^\circ$, который обеспечивает корректирующее устройство на частоте среза системы.

В соответствии с изложенной методикой синтеза оптимальной по быстродействию широтно-импульсной системы, используя передаточную функцию (П1), строим фазовые характеристики и определяем оптимальную траекторию. На рис.5, а показаны штриховой линией фазовые характеристики исходной нескорректированной системы, сплошной линией — оптимальная траектория, штрих-пунктирной — квазиоптимальная. Поскольку аналитически определить выражение, описывающее оптимальную линию переключения, практически невозможно, была проведена ее аппроксимация, которая позволила получить выражение для линии переключения $x + 1,01 \cdot 10^{-9} \cdot \dot{x}^2 \operatorname{sing}(\dot{x}) = 0$. Квазиоптимальная линия переключения, согласно рис.5, а, имеет вид $x + 1,3 \cdot 10^{-4} \cdot \dot{x} = 0$. На рис.5, б приведены переходные процессы в ИСН при включении напряжения питания для трех случаев: нескорректированная система, с квадратичным (сплошная) и линейными (штрих-пунктирная) законами управления электронным ключом ИСН.

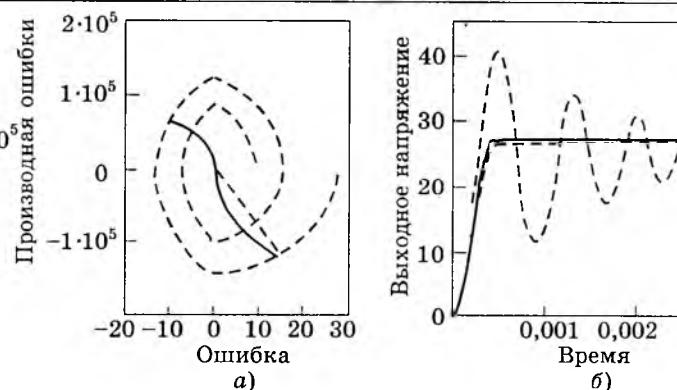


Рис.5.

Выводы

Предложенный подход к представлению широтно-импульсных систем позволяет с единых позиций, используя хорошо апробированные методы, с высокой точностью решать задачи анализа и синтеза ШИС: оценивать устойчивость системы и синтезировать ее, исходя из заданных запасов устойчивости, строить оптимальную по быстродействию систему.

Рассмотренный метод, хотя и позволяет уже сейчас решать большое количество задач, связанных с ШИС, однако требует развития для решения более сложных проблем, например, анализа и синтеза при наличии дополнительных нелинейностей в ШИС, построения оптимальной по быстродействию системы высокого порядка.

Список литературы

1. Бессекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972.
2. Попов Е.П. Теория нелинейных систем автоматического регулирования и управления. М.: Наука, 1972.
3. Волович Г.М. Динамика вентильных источников вторичного электропитания постоянного тока. М.: Энергоатомиздат, 1991.
4. Павлов А.А. Синтез релейных систем, оптимальных по быстродействию (метод фазового пространства). М.: Наука, 1966.

Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ и КБ, вузов

Редакция журнала “Электротехника” предлагает услуги

по подготовке и выпуску на договорных условиях специальных (тематических) номеров журнала “Электротехника” по тематике и материалам (в том числе и рекламным) заказчика.

Справки по телефону: 254-11-52

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Модификация трехфазных асинхронных двигателей малой мощности с уменьшенным числом витков обмотки статора

Ю.В.СМИРНОВ, канд.техн.наук

Московский ГИУ

Обоснована необходимость создания модификации трехфазных асинхронных двигателей малой мощности, предназначенных для работы в длительном режиме при нагрузке, близкой к номинальной. Предлагаемые модернизированные двигатели проектируются из условия оптимизации магнитного режима и отличаются от серийных двигателей только уменьшенным числом витков статора. Даны методика выбора оптимального магнитного режима.

Специфические особенности трехфазных асинхронных двигателей малой мощности (ТАДММ), к которым можно условно отнести двигатели мощностью до 1 кВт, вызывают необходимость выделить ТАДММ в обособленную группу [1]. Серийные ТАДММ, спроектированные на основе общей теории асинхронных двигателей и обладающие такими же соотношениями базовых размеров, что и двигатели средней мощности, имеют при большей удельной материалоемкости низкую удельную электромагнитную силу, малую эффективность использования активных материалов и неоптимальное распределение электромагнитных нагрузок между статором и ротором. При этом чрезмерно велика мощность потерь в обмотках статора по сравнению с мощностью потерь в статорах и обмотках ротора.

Особенности ТАДММ сходны с аналогичными для трансформаторов малой мощности (ТММ), теория которых полностью сформировалась, а конструкции и режимы работы оптимизированы. В [2] доказано, что при оптимальном магнитном режиме в ТММ одновременно близки к минимальным значениям ток первичной обмотки, суммарные потери мощности и превышение температуры обмоток. У ТММ для обеспечения оптимального магнитного режима ток холостого хода принимается близким по значениюю номинальному току, а при наименьших габаритах ТММ и превышает его. По методике, предложенной в [2], при заданном числе витков первичной обмотки определяют соответствующее выбранному критерию оптимизации значение магнитной индукции, а затем пересчитывают число витков первич-

ной обмотки. Такой подход позволяет, имея прототип ТММ с заданным числом витков первичной обмотки, оптимизировать его исходя из выбранного критерия. Оптимальное значение магнитной индукции ТММ также легко определяется экспериментальным путем варьирования подводимого напряжения при заданной постоянной мощности нагрузки.

Методика, используемая для ТММ в [2], применима и при оптимизации магнитного режима ТАДММ. Магнитная цепь ТАДММ в отличие от ТММ включает в себя воздушный зазор, определяющий основную часть магнитного сопротивления на пути продольной составляющей магнитного потока. В то же время при проектировании серийных ТАДММ ток ХХ принят в большинстве случаев меньшим номинального тока. Поэтому у большого количества ТАДММ имеется возможность увеличить электромагнитную и тепловую нагрузки в режиме ХХ за счет снижения числа витков обмотки статора при соответствующем увеличении диаметра провода. Это позволяет повысить значения номинального тока и номинальной ЭДС обмотки статора, т.е. увеличить номинальную мощность двигателя, а также снизить значения активного сопротивления и индуктивного сопротивления рассеяния обмотки статора и, следовательно, повысить пусковой и максимальный врачающие моменты двигателя. Действительно, большинство ТАДММ предназначено для привода механизмов с неизменной длительной нагрузкой, близкой к номинальной, у которых ХХ либо отсутствует, либо кратковременен. Поэтому представляется необходимой разработка модифи-

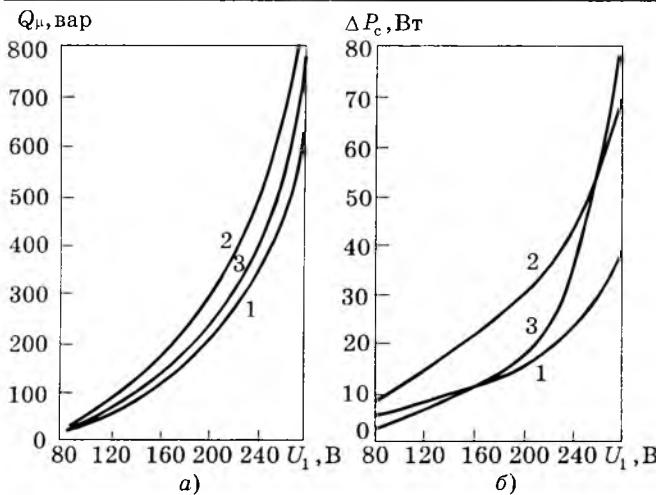


Рис.1.

кации ТАДММ с уменьшенным числом витков обмотки статора, пред назначенной для привода указанных механизмов. Следует отметить, что эффективность выбора уменьшенного числа витков обмотки статора асинхронных двигателей подтверждается результатами дискуссии на международном уровне [3]. В предлагаемой работе даны основы оптимизации магнитного режима ТАДММ с целью получения модификации серийных двигателей, отличающихся от них только уменьшенным числом витков обмотки статора.

Ресурс повышения магнитной индукции в воздушном зазоре ТАДММ у каждого двигателя определяется зависимостями намагничивающей мощности Q_μ и мощности потерь в стали ΔP_c от фазного напряжения обмотки статора U_1 . На рис.1 представлены экспериментальные зависимости $Q_\mu(U_1)$ (рис.1,а) и $\Delta P_c(U_1)$ (рис.1,б) для двигателей АИР56А4УЗ, 120 Вт, 1350 об/мин (1), АИР56В4УЗ, 180 Вт, 1350 об/мин (2) и АИР56А2УЗ, 180 Вт, 2730 об/мин (3). Из графиков рис.1 следует, что магнитный режим указанных двигателей существенно различен. Необходимо отметить, что небольшое увеличение суммарной мощности потерь при оптимальном магнитном режиме ТАДММ приемлемо, поскольку номинальное превышение температуры обмоток статора серийных двигателей существенно ниже допустимого значения.

По сравнению с ТММ оптимизация магнитного режима ТАДММ является более трудной и многозначной задачей ввиду более сложной структуры магнитной цепи, включающей в себя воздушный зазор и зубцово-пазовые зоны пакетов статора и ротора, а также более сложной картины прохож-

дения магнитного потока по магнитопроводу, изменяющейся в зависимости от нагрузки [1]. Проведенное экспериментальное исследование ТАДММ показало, что при изменении подводимого напряжения минимумы тока статора, мощности потерь в обмотках статора и суммарной мощности потерь в двигателе не совпадают.

Модернизация серийных ТАДММ при оптимизации магнитного режима заключается только в уменьшении числа витков обмотки статора. Поэтому производство модификации оптимизированных ТАДММ, предназначенных для работы с постоянной нагрузкой, близкой к номинальной, не представляет трудностей. При оптимизации магнитного режима конкретного ТАДММ за прототип принимаем серийный двигатель с известными значениями числа витков фазной обмотки статора w_{1n} , активного сопротивления фазной обмотки статора R_{1n} и номинального фазного тока обмотки статора I_{1n} . У модернизированного двигателя с оптимальным магнитным режимом соответственно число витков фазной обмотки статора w_1 , активное сопротивление фазной обмотки статора R_1 и номинальный фазный ток обмотки статора I_{1n} .

При одинаковых значениях коэффициента заполнения пазов статора и номинальной плотности тока в обмотках статора для относительных значений величин, определяющих электромагнитный режим оптимизированных двигателей, имеем:

$$\frac{R_1}{R_{1n}} = \left(\frac{w_1}{w_{1n}} \right)^2; \quad (1)$$

$$\frac{I_{1n}}{I_{1n}} = \frac{w_{1n}}{w_1}; \quad (2)$$

$$\frac{\Delta U_{1a}}{\Delta U_{1a,n}} = \frac{I_{1n} R_1}{I_{1n,n} R_{1n}} = \frac{w_1}{w_{1n}}; \quad (3)$$

$$\frac{\Delta P_{1n}}{\Delta P_{1n,n}} = \frac{I_{1n}^2 R_1}{I_{1n,n}^2 R_{1n}} = 1. \quad (2)$$

Здесь ΔU_{1a} и ΔP_{1n} — активное падение напряжения и мощность потерь в обмотках статора при номинальном режиме оптимизированного двигателя; $\Delta U_{1a,n}$ и $\Delta P_{1n,n}$ — те же величины прототипа.

Таким образом, при оптимизации магнитного режима ТАДММ мощность потерь в

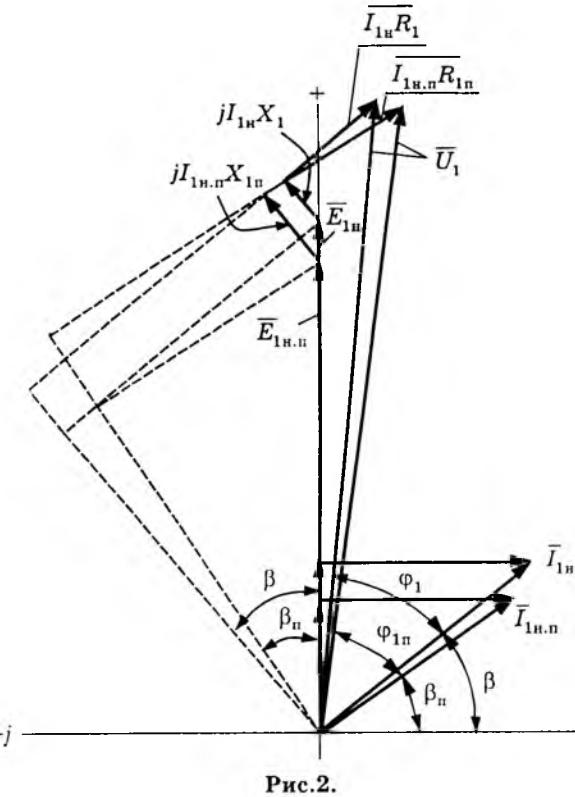


Рис.2.

обмотках статора, составляющая основную долю суммарных потерь мощности, не изменяется, а активное сопротивление обмоток статора и падение напряжения в них уменьшаются. Аналогично отношению (1) уменьшается и индуктивное сопротивление рассеяния обмоток статора. На рис.2 показаны векторные диаграммы номинальных режимов прототипа и оптимизированного двигателя с учетом графиков рис.1 и соотношений (1)–(4). Непосредственно из векторных диаграмм на рис.2 для оптимизированного двигателя и прототипа имеем:

$$\begin{aligned} E_{1\text{н}} \sin \beta &= U_1 \cos \varphi_1 - I_{1\text{н}} R_1; \\ E_{1\text{н}} \cos \beta &= U_1 \sin \varphi_1 - I_{1\text{н}} X_1; \end{aligned} \quad (5),$$

$$\begin{aligned} E_{1\text{н.п}} \sin \beta_{\text{п}} &= U_1 \cos \varphi_{1\text{п}} - I_{1\text{н.п}} R_{1\text{п}}; \\ E_{1\text{н.п}} \cos \beta_{\text{п}} &= U_1 \sin \varphi_{1\text{п}} - I_{1\text{н.п}} X_{1\text{п}}; \end{aligned} \quad (6)$$

где U_1 — фазное напряжение питающей сети; $E_{1\text{н}}$, X_1 , φ_1 и β — соответственно ЭДС обмотки статора, индуктивное сопротивление рассеяния фазной обмотки статора, угол между векторами фазной ЭДС и фазного тока и угол между векторами фазного тока и продольной составляющей магнитного потока в номинальном режиме оптимизированного двигателя; $E_{1\text{н.п}}$, $X_{1\text{п}}$, $\varphi_{1\text{п}}$ и $\beta_{\text{п}}$ — те же величины при номинальном режиме

прототипа. Учтя, что $\varphi_1 \approx \varphi_{1\text{п}}$ и $\frac{R_1}{X_1} \approx \frac{R_{1\text{п}}}{X_{1\text{п}}}$, а также принимая во внимание выражение (3), из (5) и (6) получаем:

$$\frac{E_{1\text{н}}}{E_{1\text{н.п}}} = \sqrt{\frac{\left(\cos \varphi_1 - \frac{w_1}{w_{1\text{п}}} \frac{I_{1\text{н.п}} R_{1\text{п}}}{U_1}\right)^2 + \left(\sin \varphi_1 - \frac{w_1}{w_{1\text{п}}} \frac{I_{1\text{н.п}} R_{1\text{п}}}{U_1} \frac{X_1}{R_1}\right)^2}{\left(\cos \varphi_1 - I_{1\text{н.п}} R_{1\text{п}} / U_1\right)^2 + \left(\sin \varphi_1 - (I_{1\text{н.п}} R_{1\text{п}} / U_1) \frac{X_1}{R_1}\right)^2}}. \quad (7)$$

Относительное значение номинальной мощности оптимизированного двигателя равно:

$$\frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{н.п}}} \approx \frac{I_{1\text{н}}}{I_{1\text{н.п}}} \frac{E_{1\text{н}}}{E_{1\text{н.п}}} \frac{\sin \beta}{\sin \beta_{\text{п}}}. \quad (8)$$

С учетом (2), (3), (5) и (6) из (8) найдем:

$$\frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{н.п}}} \approx \frac{\frac{w_{1\text{п}}}{w_1} \cos \varphi_1 - \frac{w_1}{w_{1\text{п}}} \frac{I_{1\text{н.п}} R_{1\text{п}}}{U_1}}{\cos \varphi_1 - \frac{I_{1\text{н.п}} R_{1\text{п}}}{U_1}}. \quad (9)$$

У модернизированного двигателя повышается жесткость механической характеристики на ее рабочем участке, поэтому относительное значение номинального врачающего момента $M_{\text{н}}/M_{\text{н.п}}$ несколько выше чем $P_{\text{н}}/P_{\text{н.п}}$. Получить выражения для относительных значений пускового и максимального врачающих моментов модернизированного двигателя затруднительно. Однако можно утверждать, что эти значения превышают $\left(\frac{E_{1\text{н}}}{E_{1\text{н.п}}}\right)^2$.

При оптимизации магнитного режима ТАДММ в качестве критерия оптимизации модернизированного двигателя можно принять минимум суммарной мощности потерь в двигателе. При этом оптимальный магнитный режим двигателя совпадает с оптимальным тепловым режимом. Проведенные исследования показали, что у серийных ТАДММ минимум суммарной мощности потерь соответствует 20–40% номинальной нагрузки, т.е. магнитный режим серийных

ТАДММ далеко не оптимален. С использованием методики, предложенной в [2] для ТММ, были экспериментально получены рабочие режимы различных ТАДММ при нескольких повышенных уровнях фазного напряжения обмотки статора и варьировании нагрузки от X_2 до $1,2M_n$. В отличие от ТММ у ТАДММ минимум суммарной мощности потерь ΔP имеет место при меньшей нагрузке по сравнению с минимумом фазного тока статора, который в свою очередь совпадает с минимумом мощности потерь в обмотках статора ΔP_1 . По мере повышения уровня фазного напряжения указанные минимумы перемещаются в зону увеличения нагрузки. При этом с учетом зависимостей режима холостого хода (рис.1) можно найти уровень напряжения U_1 , имитирующий оптимальный магнитный режим ТАДММ. Значительный интерес вызывает сравнение энергетических показателей предлагаемого и серийного двигателей. С учетом (3), (5), (6) для отношения коэффициентов мощности и отношения КПД предлагаемого двигателя и прототипа в номинальном режиме имеем:

$$\frac{\cos\phi_{1n}}{\cos\phi_{1n,p}} = \frac{\frac{w_1}{w_{1n}} I_{1n,p} R_{1n} + \frac{E_{1n}}{E_{1n,p}} \sin\beta_{1n} E_{1n,p} \sin\beta_{1n}}{I_{1n,p} R_{1n} E_{1n,p} \sin\beta_{1n}} ; (10)$$

$$\frac{\eta_n}{\eta_{n,p}} = \frac{1 + \frac{\Delta P_{c,n,p}}{P_{n,p}} + \frac{\Delta P_{1n,p}}{P_{n,p}} +}{1 + \frac{P_{n,p}}{P_n} \left(\frac{\Delta P_{c,n,p}}{P_{n,p}} \frac{\Delta P_{c,n}}{\Delta P_{c,n,p}} + \frac{\Delta P_{1n}}{P_n} + \right.} \\ \left. + \frac{\Delta P_{2n,p}}{P_{n,p}} + \frac{\Delta P_{d,n,p}}{P_{n,p}} \right.} \\ \left. + \frac{\Delta P_{2n,p}}{P_{n,p}} \frac{\Delta P_{2n}}{\Delta P_{2n,p}} + \frac{\Delta P_{d,n}}{P_n} \right), \quad (11)$$

где $\Delta P_{c,n}$, ΔP_{1n} , ΔP_{2n} и $\Delta P_{d,n}$ — соответственно значение мощности потерь в стали, обмотках статора, обмотках ротора и дополнительных потерях в номинальном режиме модернизированного двигателя; $\Delta P_{c,n,p}$, $\Delta P_{1n,p}$, $\Delta P_{2n,p}$ и $\Delta P_{d,n,p}$ — те же величины при номинальном режиме прототипа.

Из выражения (10) при $w_1/w_{1n} < 1$ и $E_{1n}\sin\beta/E_{1n,p}\sin\beta_p > 1$ получаем $\cos\phi_{1n}/\cos\phi_{1n,p} \approx 1$, что следует также непосредственно из векторной диаграммы рис.2. Из выражения

(11) при $P_n/P_{n,p} = 1,15 \div 1,30$; $\Delta P_{c,n,p}/P_{n,p} = 0,10 \div 0,15$; $\Delta P_{1n,p}/P_{n,p} = 0,30 \div 0,45$; $\Delta P_{2n,p}/P_{n,p} = 0,08 \div 0,18$; $\Delta P_{c,n}/\Delta P_{c,n,p} = 1,2 \div 1,4$; $\Delta P_{2n}/\Delta P_{2n,p} = 1,1 \div 1,2$; $\Delta P_{d,n}/\Delta P_{d,n,p} = \Delta P_{d,n}/\Delta P_{n,p} = 0,04$; $\Delta P_{1n}/\Delta P_{1n,p} = 1$ найдем $\eta_n/\eta_{n,p} = 1,07 \div 1,18$. Таким образом, у ТАДММ с уменьшенным числом витков обмотки статора с серийным двигателем более высокий КПД при примерно том же коэффициенте мощности.

В качестве примера приведем результаты оптимизации магнитного режима двигателя АИР56В4УЗ при использовании методики, предложенной в [2]. Для указанного двигателя уровень фазного напряжения, имитирующий оптимальный магнитный режим, равен $U_1 = 1,1U_{1n}$. На рис.3 показаны для двигателя АИР56В4УЗ зависимости $\Delta P(M)$, $I_1(M)$ и $\Delta P_1(M)$ при $U_1 = U_{1n}$ и $U_1 = 1,1U_{1n}$, где M — врачающий момент двигателя. В соответствии с графиками рис.3 при $w_1/w_{1n} = 0,91$ номинальный врачающий момент модернизированного двигателя на 28% превышает номинальный врачающий момент серийного двигателя (уровни номинального врачающего момента показаны на рис.3 пунктиром). При этом, как следует из рис.1, б, мощность потерь в стали возрастает на 7 Вт, а мощность потерь в обмотках статора остается неизменной и равной 83 Вт. Для указанного двигателя после модернизации ожидается увеличение значений пускового и максимального врачающего момента в 1,5 раза и повышение КПД на 15%.

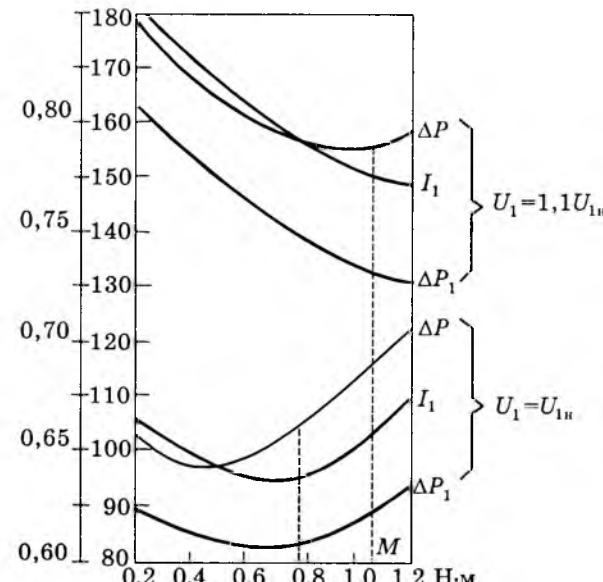
 I_1, A , $\Delta P, \Delta P_1, \text{Вт}$ 

Рис.3.

Проведенное исследование позволяет сделать вывод о целесообразности производства модификации ТАДММ, отличающейся от серийных двигателей только уменьшенным числом витков обмотки статора и предназначеннной для работы в режиме S_1 в механизмах типа насосов, вентиляторов, компрессоров, транспортеров и др. Особено ценно использование предлагаемой модификации

двигателей в механизмах с тяжелыми условиями пуска.

Список литературы

1. Смирнов Ю.В. Определение характеристики трехфазных асинхронных двигателей малой мощности// Электричество. 1996. № 8. С.54—60.

2. Смирнов Ю.В. Оптимальный магнитный режим трансформаторов малой мощности//Изв.вузов.Электромеханика. 1979, № 9. С. 759—766.

3. Die Diskussion über Energiesparende Motoren// Elek. Masch. 1993. 72, № 9. S.252—254.

Параметры якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя синхронного двигателя

А.А.ПУЛЬНИКОВ, доктор техн.наук, доц., В.И.ДЕНИСЕНКО, канд.техн.наук, доц.,
А.Т.ПЛАСТУН, доктор техн.наук, проф.

УГГУ

Рассмотрена физическая картина замыкания магнитных потоков поля реакции якоря совмещенного индукторного возбудителя. На основе экспериментальных исследований и расчетов электромагнитного поля разработана математическая модель для расчета параметров якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя, позволяющая учесть влияние вихревых токов в массивных зубцах индуктора.

Совмещение возбудителя и возбуждаемой синхронной машины в одной магнитной цепи — интересная проблема электромеханики. Одним из путей такого совмещения является применение совмещенного индукторного возбудителя [1—4].

Совмещение в одной магнитной системе синхронного двигателя общепромышленного исполнения и возбудителя может быть выполнено путем использования как традиционных [5], так и нетрадиционных методов совмещения [4]. При использовании классических приемов совмещения последние выполняются так, чтобы отсутствовали взаимоиндуктивные связи между обмотками совмещаемых машин [5]. При применении нетрадиционных приемов совмещения допускается наличие взаимоиндуктивных связей между обмотками совмещаемых машин [4]. В ряде случаев совмещение выполняется так, чтобы коэффициенты взаимоиндуктивных связей были максимально возможными. Исследования, проведенные в [1,2,4], показывают, что с целью сокращения расходов материалов и трудозатрат на изделие наиболее удобно в качестве возбудителя использовать индукторный генератор.

Причем в этом случае совмещение выполнено так, что обмотка возбуждения синхронного двигателя служит одновременно обмоткой возбуждения индукторного возбудителя. Зубцы якоря синхронного двигателя являются одновременно зубцами индукторного генератора. Якорная обмотка индукторного возбудителя размещается на индукторе частично в шлицевой зоне пусковой обмотки и частично в пазах, расположенных между пазами пусковой обмотки двигателя. Магнитная система индуктора явнополюсных синхронных двигателей выполняется традиционно из неизолированных листов стали толщиной 1,5—2,5 мм, а воздушный зазор — неравномерный. Якорная обмотка индукторного возбудителя распределена вдоль полюсного наконечника и через врачающийся управляемый преобразователь подключена к обмотке возбуждения синхронного двигателя (рис.1).

Таким образом, полем возбуждения индукторного возбудителя является зубцовая составляющая результирующего поля в зазоре синхронного двигателя, значение которой зависит от режима работы двигателя. Поэтому в рассматриваемом случае невоз-

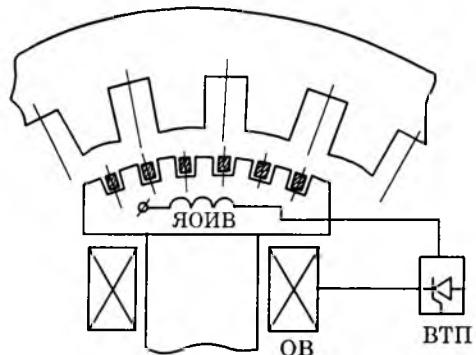


Рис.1. Принципиальная схема совмещенного индукторного возбудителя

можно обеспечить независимое регулирование поля возбуждения индукторного возбудителя для обеспечения заданной кратности формировки.

Максимальная мощность совмещенного индукторного возбудителя может быть определена по спрямленной внешней характеристике возбудителя [3,6] и зависит от ЭДС холостого хода и параметров якорной обмотки.

В обычных индукторных генераторах расчет параметров якорной обмотки не вызывает больших затруднений и является хорошо изученным вопросом [7,8]. Особенность расчета параметров индукторных генераторов состоит в том, что поле реакции якоря замыкается не по пути взаимной индукции, как в обычных синхронных машинах, а по зубцам статора, зубцам индуктора и путям рассеяния (рис.2). Такой путь объясняется демпфированием высокочастотного электромагнитного поля демпферной обмоткой и обмоткой возбуждения [7].

Характер поля якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя существенно отличается от поля рассеяния обмотки ротора асинхронного двигателя по частоте происходящих процессов и по картине распределения магнитного поля в зубцах. Воспользоваться результатами исследования параметров массивных роторов асинхронных двигателей с массивными ротора-

ми [9] также не представляется возможным из-за существенного отличия частоты происходящих процессов и картины замыкания магнитных потоков.

От обычных индукторных генераторов совмещенный индукторный возбудитель отличается неравномерным воздушным зазором и наличием вихревых токов в массивных или расслоенных полюсах возбуждаемой синхронной машины. Влияние перечисленных факторов на параметры якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя необходимо учитывать при разработке математической модели для расчета параметров.

Поскольку потоки реакции якоря в индукторных генераторах шунтируются обмоткой возбуждения и демпферной обмоткой, то такая же картина замыкания потоков реакции якоря будет и для потоков якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя.

Исследования [10,11] показывают, что наиболее предпочтительной схемой соединения якорной обмотки является четырехфазная схема соединения. В случае соединения якорной обмотки возбудителя по четырехфазной схеме возможно увеличение мощности возбудителя при нагрузке возбуждаемой синхронной машины [11]. Якорная обмотка возбудителя работает на полупроводниковый преобразователь и обмотку возбуждения (рис.1). В этом случае внешняя характеристика возбудителя представляет собой прямую линию и может быть построена по двум точкам — по выпрямленному значению ЭДС холостого хода E_{d0} и по выпрямленному значению тока КЗ I_{dk} . Выпрямленное значение тока КЗ

$$I_{dk} = \beta_i I_k = \beta_i E_0 / x_\phi,$$

где I_k — ток КЗ; E_0 — ЭДС холостого хода; β_i — коэффициент усиления по току четырехфазного мостового преобразователя; x_ϕ — индуктивное сопротивление фазы якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя.

Для определения индуктивного сопротивления фазы обмотки найдем индуктивное сопротивление катушки. Его удобно определить, рассмотрев поле катушки в режиме КЗ. Упрощенная векторная диаграмма ЭДС и потоков в режиме КЗ представлена на рис.3. Исходя из этого, взаимное расположение зубцов статора и индуктора и картина замыкания потоков реакции якоря катушки якорной обмотки совмещенного индукторного

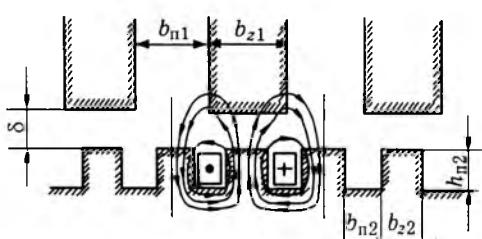


Рис.2. Поток реакции якоря индукторного генератора

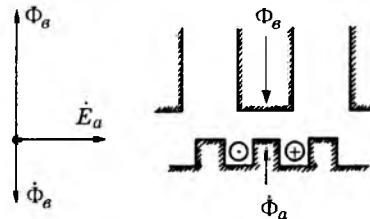


Рис.3. Упрощенная векторная диаграмма ЭДС и потоков в режиме КЗ

возбудителя будут такими, как указано на рис.2.

Как было сказано, якорная обмотка индукторного возбудителя размещается в открытых пазах индуктора, выполненного из неизолированных листов стали толщиной 1,5—2,5 мм. Для оценки влияния вихревых токов и отладки упрощенной математической модели расчета параметров якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя проводились экспериментальные исследования.

Экспериментальная установка представляла собой статическую модель возбудителя (рис.4). Статор был выполнен шихтованным из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм. Были изготовлены два одинаковых индуктора: один массивный из стали Ст3, другой шихтованный из листов электротехнической стали. Число витков в катушках индуктора равнялось $w_1=80$, $w_2=130$, $w_3=150$. В качестве источника переменного напряжения использовалась якорная обмотка совмещенного индукторного возбудителя экспериментальной модели, описанной в [12]. Частота питающего напряжения изменялась за счет изменения частоты вращения приводного двигателя. Электрическая схема экспериментальной установки представлена на рис.5, схема магнитной цепи модели — на рис.6.

Экспериментальные исследования показали, что в случае равномерного воздушного

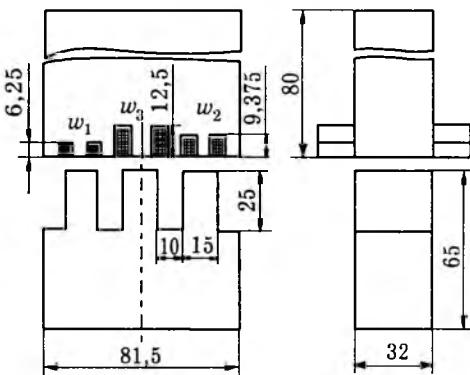


Рис.4. Статическая модель возбудителя

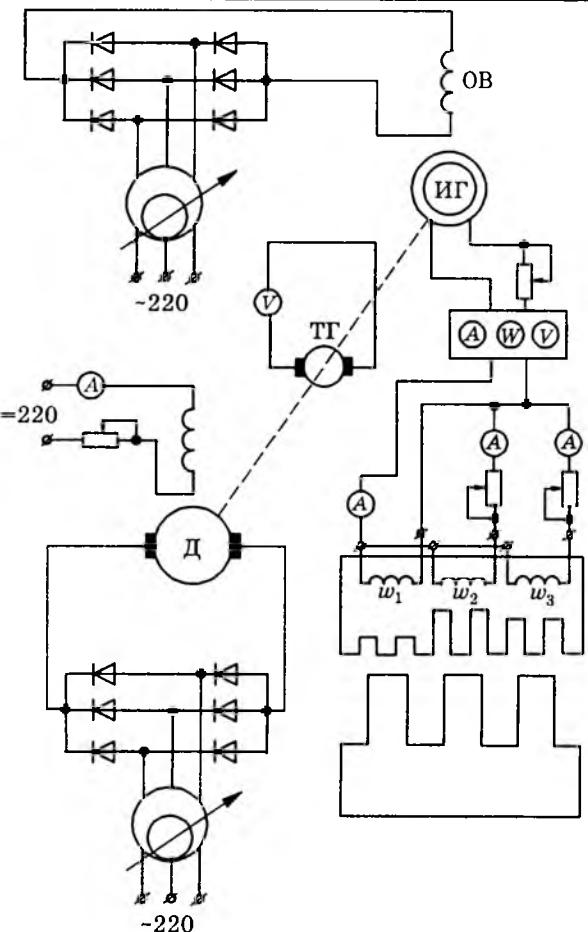


Рис.5. Электрическая схема экспериментальной установки

зазора при одинаковых значениях МДС в катушках шихтованного индуктора параметры якорной обмотки возбудителя могут быть определены по схеме рис.7. Согласно схеме магнитной цепи на рис.7 индуктивное сопротивление катушки

$$x = 2\pi f w \Phi / i,$$

где Φ — поток, сцепленный с катушкой якорной обмотки возбудителя; i — ток, протекающий по катушке; w — число витков в катушке.

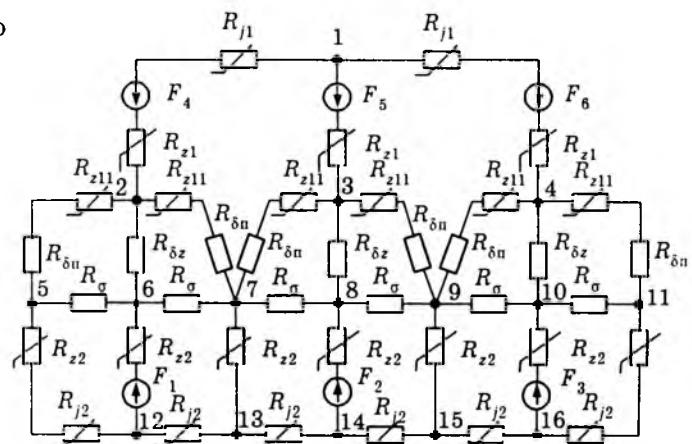


Рис.6. Схема магнитной цепи модели

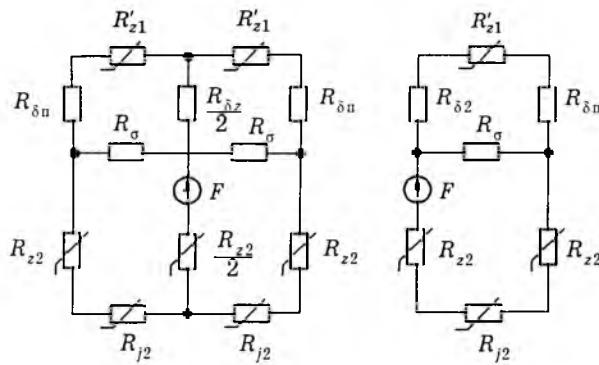


Рис.7. Схема магнитной цепи для определения параметров якорной обмотки возбудителя

Экспериментальные значения параметров и рассчитанные по схеме (рис.7) представлены на графиках рис.8, откуда видно, что максимальное расхождение расчетных и экспериментальных значений не превышает 7% для глубины паза $h_{\text{п}} = 6,25 \text{ мм}$ и 16% — для глубины паза $9,375 \text{ мм}$ и $12,5 \text{ мм}$.

Как видно из рис.9, индуктивные сопротивления катушек массивного сердечника меньше, чем шихтованного. В случае неглубоких пазов ($h_{\text{п}}/b_{\text{п}} = 1$) разница параметров катушек шихтованного и массивного сердечников невелика. Она возрастает с увеличением глубины паза и повышением частоты и уменьшается с ростом воздушного зазора. Относительно небольшое различие параметров катушек массивных и шихтованных полюсов для неглубоких пазов вызвано тем, что преобладающими магнитными сопротивлениями в схеме магнитной цепи являются магнитные сопротивления воздушного зазора под зубцом и под пазом статора. Для глубоких пазов магнитные сопротивления зубцов индуктора в схеме магнитной цепи R_{z2} (рис.6,7) возрастают, и разница в значениях параметров катушек массивного и шихтованного сердечников становится существенной. Так, при глубине паза $h_{\text{п}} = 12,5 \text{ мм}$ индуктивное сопротивление катушки, расположенной в шихтованном сердечнике, больше, чем в массивном в 1,43 раза, а при $h_{\text{п}} = 9,375 \text{ мм}$ — в 1,4 раза.

Уменьшение индуктивного сопротивления катушек, расположенных в массивном сердечнике, по сравнению с индуктивным сопротивлением катушек, расположенных в шихтованном сердечнике, можно объяснить следующим образом.

Переменный магнитный поток, замыкающийся вокруг паза в массивном сердечнике, вытесняется к стенкам паза (рис.10). Из-

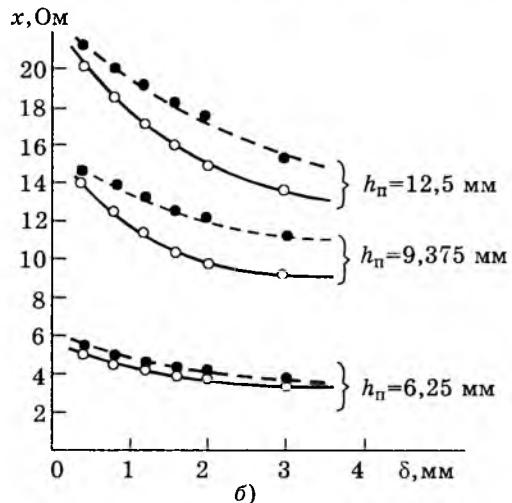
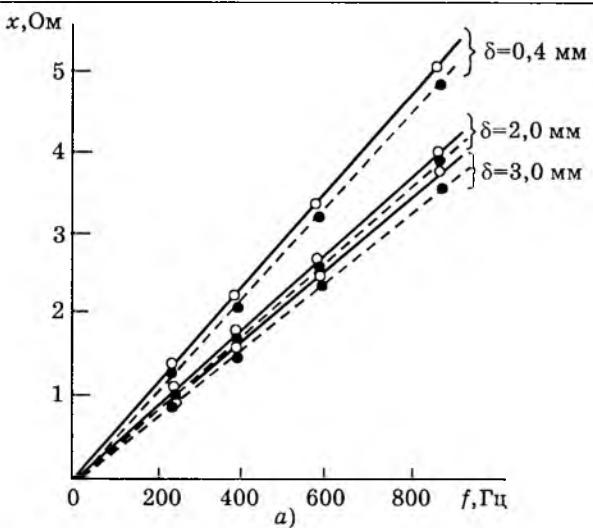


Рис.8. Расчетные (—) и экспериментальные (—) значения параметров якорной обмотки смешенного индукторного возбудителя в случае шихтованного индуктора для экспериментальной модели на рис.5

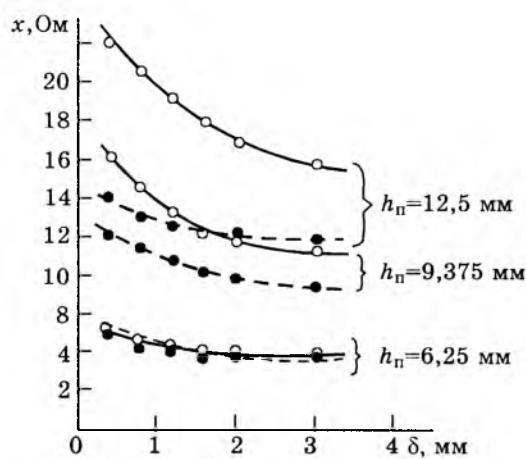


Рис.9. Экспериментальные значения параметров якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя для массивного (—) и шихтованного (—) индукторов для модели на рис.5 ($f = 875 \text{ Гц}$)

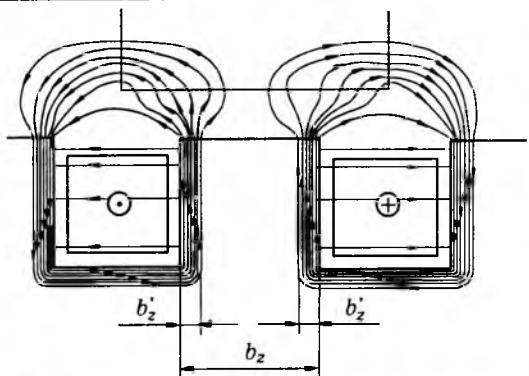


Рис.10. Магнитное поле в массивном сердечнике

за концентрации магнитного потока в узком участке по периметру паза происходят насыщение этого участка и увеличение магнитного сопротивления его. В результате повышается суммарное магнитное сопротивление в магнитной схеме (рис.7) и, следовательно, уменьшается индуктивное сопротивление катушки, расположенной в массивном сердечнике. Для определения магнитных сопротивлений этих участков и оценки ширины их проводились расчеты нелинейной магнитной цепи (рис.7). Ширина участка принималась первоначально равной половине глубины проникновения, затем глубине проникновения переменного электромагнитного поля $\Delta_{\text{пп}}$ в тело массивного сердечника при различных частотах, двойной глубине проникновения $2\Delta_{\text{пп}}$ и так далее от $3\Delta_{\text{пп}}$ до $10\Delta_{\text{пп}}$. Система нелинейных уравнений для магнитной цепи (рис.6,7) формировалась по методу узловых потенциалов. Нелинейная

задача для магнитной цепи (рис.6,7) решалась с помощью метода, предложенного в [13]. В процессе решения нелинейной задачи глубина проникновения переменного электромагнитного поля в массивный зубец индуктора изменяется в зависимости от изменения относительной магнитной проницаемости данного участка магнитной цепи. В результате решения глубина проникновения соответствует насыщенному состоянию изучаемых участков магнитной цепи.

Результаты расчетов сравнивались с экспериментальными значениями параметров (рис.11). Сравнение экспериментальных и расчетных данных показывает, что ширину участка, в котором сосредоточено переменное электромагнитное поле, можно принять равной половине глубины проникновения в случае глубоких пазов индуктора, когда отношение глубины паза к ширине превышает 1,5, и глубине проникновения переменного электромагнитного поля в массивный сердечник в случае неглубоких пазов индуктора, когда отношение глубины паза к ширине меньше 1,5.

Исследование влияния электромагнитных нагрузок на параметры якорной обмотки возбудителя показало, что при изменении тока в катушке от величин, соответствующих ненасыщенным значениям, до глубоко-го насыщения ($\mu = 52$), индуктивное сопротивление катушки изменилось на 10,5%. Малое изменение параметров катушки вызвано тем, что основной вклад в суммарное магнитное сопротивление магнитной цепи вносят воздушные промежутки под зубцом и пазом (рис.2).

Проведенные экспериментальные исследования позволили уточнить упрощенную математическую модель для расчета параметров якорной обмотки возбудителя. Расчеты параметров якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя с помощью схемы магнитной цепи (рис.12) при одинаковых значениях МДС в катушках и неравномерном воздушном зазоре и сравнение этих данных с результатами расчета параметров при среднем равномерном воздушном зазоре показывают, что суммарное индуктивное сопротивление катушек фазы в том и другом случаях отличается не более, чем на 1%. Это говорит о том, что потоки взаимной индукции между соседними катушками якорной обмотки при неравномерном воздушном зазоре (рис.12) относительно не-

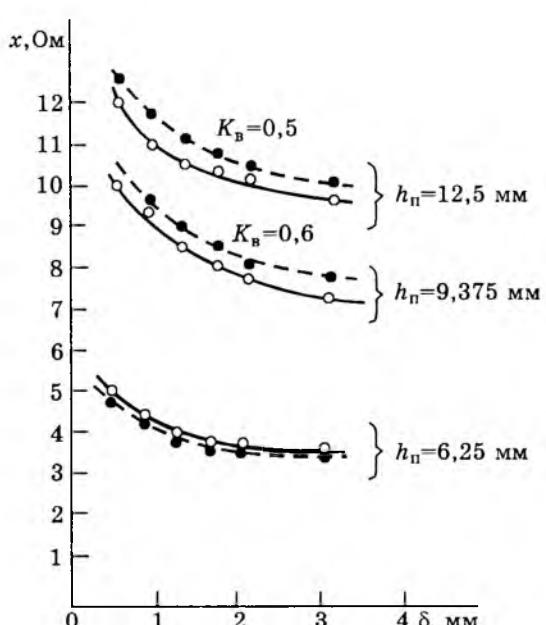


Рис.11. Сравнение расчетных и экспериментальных данных для массивного индуктора ($f = 875$ Гц)

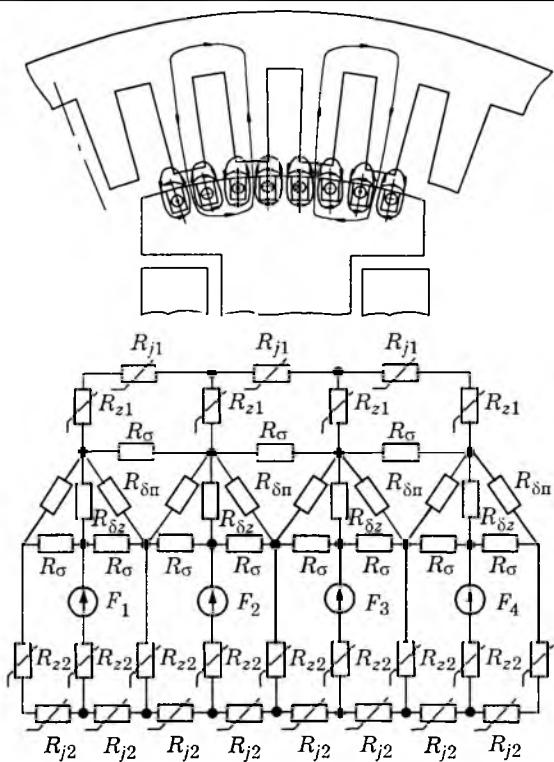


Рис.12. Уточненная схема магнитной цепи для расчета параметров якорной обмотки возбудителя

велики. Кроме расчетов этот факт подтвержден экспериментально. На модели, представляющей собой обращенную синхронную машину с совмещенным индукторным возбудителем [13], были проведены следующие измерения. Последовательно соединялись три катушки якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя на одной половине полюсного наконечника и закорачивались. С трех последовательно соединенных катушек на другой половине полюса снималась ЭДС. Значение наведенной ЭДС сравнивалось с ЭДС этих же катушек при разомкнутых катушках на другой половине полюса. Максимальная разница ЭДС в том и другом случаях не превысила 3%.

Последнее обстоятельство позволяет сделать вывод о том, что индуктивное сопротивление фазы можно рассчитывать по упрощенной схеме замещения магнитной цепи (рис.7) как сумму индуктивных сопротивлений катушек.

Выводы

1. Разработанная математическая модель позволяет с достаточной степенью точности рассчитать параметры совмещенного индукторного возбудителя в диапазоне частот от 0 до 1000 Гц и для геометрических размеров и электромагнитных нагрузок, характер-

ных для явнополюсных синхронных двигателей средней мощности (от 100 кВт до 1 МВт).

2. В результате экспериментальных исследований обнаружено, что индуктивное сопротивление катушек якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя, расположенных в пазах массивного полюсного наконечника, уменьшается по сравнению с индуктивным сопротивлением катушек якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя, расположенных в пазах шихтованного полюсного наконечника.

3. Уменьшение индуктивного сопротивления катушек якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя, расположенных в пазах массивного полюсного наконечника, объясняется вытеснением переменного электромагнитного поля в участки магнитной цепи, сосредоточенные по периметру паза индуктора, и насыщением этих участков при высоких частотах.

Список литературы

1. А.с. 578807 СССР. Синхронная электрическая машина с возбуждением от высших гармоник/А.Т. Пластун//Открытия, изобретения. 1982. № 27.
2. Синхронный двигатель с совмещенным индукторным возбудителем/А.Т.Пластун, В.И.Денисенко, Е.И.Рябенко и др.///Электротехника. 1994. №9. С.28—31.
3. О применении совмещенного индукторного возбудителя в бесщеточной системе возбуждения явнополюсных синхронных двигателей/ А.А.Пульников, А.Т. Пластун, В.И.Денисенко, Э.М.Фриман//Электричество. 1996. № 3. С. 36—45.
4. Пластун А.Т. Бесщеточные совмещенные возбудительные устройства синхронных машин. (Обобщение теории, разработка и применение). Дис...доктора техн.наук. Свердловск, 1985.
5. Загрядский В.И. Совмещенные электрические машины. Кишинев: Карта молдовеняскэ, 1971.
6. Глебов И.А. Системы возбуждения синхронных генераторов с управляемыми преобразователями. М.: Изд-во АН СССР, 1960.
7. Алексеева М.М. Машинные генераторы повышенной частоты. Л.: Энергия, 1967.
8. Альпер Н.Я., Терзян А.А. Индукторные генераторы. М.: Энергия, 1970.
9. Купцевалов В.М. Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами. М.—Л.: Энергия, 1966.
10. Выбор структуры якорной обмотки совмещенного ИВ/О.А.Бармин, В.И.Денисенко, А.Т.Пластун и др.///Исследование параметров и характеристик машин переменного тока. Материалы 7-й науч.-техн. конф. 1984. С. 15—20. Деп. в Информэлектро 25.11.84 № 228 Эт-84Деп.
11. Совмещенный индукторный возбудитель синхронных двигателей/А.Т.Пластун, В.И.Денисенко, В.Н.Кичигин и др.///Проектирование и исследование систем возбуждения мощных синхронных машин. Л.: ВНИИэлектромаш, 1989. С. 89—96.

12. Исследование ЭДС якорной обмотки индукторного возбудителя/А.А.Пульников, Е.И.Рябенко, В.А.Шабардин и др./Уральский политехн.ин-т. Свердловск, 1988. 16 с. Деп. в Информэлектро 25.01.88, № 34 Эт-Д 83.

13. Пульников А.А. Математические модели и методы расчета совмещенных бесщеточных индукторных возбудителей синхронных двигателей. Дис...доктора техн. наук. Екатеринбург, 1997.

Пластун Анатолий Трофимович — заведующий кафедрой электрических машин УГТУ. Окончил электротехнический факультет УПИ в 1961 г. Доктор технических наук, профессор. Автор более 200 научных работ и изобретений в области электротехники.



Пульников Андрей Афанасьевич — профессор кафедры электрических машин Уральского государственного технического университета (УГТУ). Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института (УПИ) в 1976 г. Доктор технических наук. Автор 67 научных работ и изобретений в области электротехники.



Денисенко Виктор Иванович — профессор кафедры электрических машин УГТУ. Окончил электротехнический факультет УПИ в 1962 г. Кандидат технических наук. Автор более 180 научных работ и изобретений в области электротехники.

НОВЫЕ РАЗРАБОТКИ

Емкость — конвертор тепла среды в электроэнергию

Н.Е.ЗАЕВ, канд.техн.наук, Ю.С.СПИРИДОНОВ

Обоснована генерация энергии нелинейной емкостью C_0 при $\frac{dC}{dU} > 0$ с

выходом до 1,35 от введенной при зарядке за счет конверсии внутренней энергии диэлектрика. Измерения на варионах подтвердили расчетные оценки.

В [1] для цикла зарядка-разрядка емкости установлено, что третий член энергии U (в единице объема)

$$U = U_0(T) + \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon E^2 + \frac{1}{2} \epsilon_0 T \frac{\partial \epsilon}{\partial T} E^2 \quad (1)$$

— суть перекрестный, имеет вид энергии

тепловой $T \left[\frac{\epsilon_0 \partial \epsilon}{2 \partial T} E^2 \right] = T$ [теплоемкость] или

электрической $\frac{\epsilon_0 E^2}{2} \left[\frac{\partial \epsilon}{\partial T} T \right] = \frac{\epsilon_0 E^2}{2} \epsilon_x$. Вывод

его принадлежит Б.Б.Голицыну [2]. В [3] (1) приводится без указания на его приоритет. Из [1] следовала возможность генерации нелинейной емкостью C_0 в зависимости от напряжения U_C на ней лишь при

условии $\frac{dC}{dU} > 0$; при $\frac{dC}{dU} < 0$ — она дессилирует введенную энергию¹.

Если A_3 — энергия зарядки, A_p — разрядки, то по [1] $A_p > A_3$ при $\frac{dC}{dU} > 0$, $A_p < A_3$

при $\frac{dC}{dU} < 0$. Первые измерения на варионах ВК2-ЗШ в батарее $4 \times 6,8 \cdot 10^{-9}$ Ф дали

$\phi = \frac{A_p}{A_3} \sim 1,2$ при $U_C = 96$ В; в тех же усло-

виях линейная емкость МБМ $25 \cdot 10^{-9}$ Ф дала $\phi = 1$. О возможности такой отдачи энергии прорицательно писал П.А.Флоренский: «Деформируемая среда... не поглощает работу, а напротив, сама ее производит, т.е. тратит запасенную энергию» [5, с.214—215]. Столь подробное обоснование $\phi > 1$ необходимо потому, что в фундаментальных курсах [6,7] утверждается, что за цикл зарядки-разрядки в изотермическом процессе всегда $\phi = 1$, что

$$\int d\Theta = - \int EdD, \quad (2)$$

где D — смещение; Θ — тепло.

¹ Доклад на секции физики Московского общества испытателей природы 12.02.80 г.

Лишь калориметрические исследования доказали ограниченность (2) [8] и обосновали саму возможность поставить вопрос о достижении $\phi > 1$.

Согласно [1] за цикл зарядки-разрядки генерируется энергия в (единице объема):

$$A_p - A_s = \frac{1}{2} \varepsilon_0 \alpha E^3, \quad (3)$$

где α — коэффициент нелинейности.

Вывод ϕ здесь приводим с привязкой к схеме измерений A_p, A_s при заряде от источника с $U_0 = \text{const}$, $A_s = A_R$, энергии, рассеянной на сопротивлении цепи R . Полагаем для данной нелинейной емкости ее номинальное значение C_0 (при $U_C \sim 0$) и эффективное

$$C_s = C_0 + bV_C. \quad (4)$$

Причем $U_C = U_0 - iR$, i — ток; тогда $dU_C = -Rdi$ и на R потери $d\Theta = Ri^2 dt$, а в емкости

$$dA_s = \frac{1}{2} d[(C_0 + bU_C)U_C^2] = \left(C_0 + \frac{3}{2} bU_C \right) U_C dU_C. \quad (5)$$

При зарядке в нелинейной емкости ввиду $dU_C = -Rdi$ и $idV_C = Rid$ мощности расхода на R и притока ее в C_s равны, следовательно, равны и их энергии (интегралы мощности за зарядку). В любой момент зарядки нелинейной емкости $dC_s = bdU_C$, что вызывает ток di в интервале dt , причина dC_s — спонтанная поляризация под инициирующим действием dU_C . При достижении в C_s $U_C = U_0$ энергия в ней

$$A_s = \frac{1}{2} C_s U_0^2 = \frac{1}{2} C_0 U_0^2 + \frac{1}{2} bU_0^3 = A_{s.1} + A_{s.2} \quad (6)$$

находится в двух емкостях — номинальной C_0 и виртуальной $C_b = bU_0$.

При разрядке емкости $bU_0 \rightarrow 0$. Поэтому при разрядке $A_{p.1} = \frac{1}{2} C_0 U_0^2$, а разрядка C_b такова, что

$$dA_{p.2} = \frac{1}{2} d[bU_0 U_0^2] = [bU_C] U_C dU_C + \frac{b}{2} [U_C^2] dU_C. \quad (7)$$

И по окончании, интегрируя от U_0 до 0, получаем:

$$A_{p.2} = \frac{1}{2} bU_0^3 + \frac{1}{6} bU_0^3 = \frac{2}{3} bU_0^3. \quad (8)$$

Поэтому

$$\phi = \frac{A_p}{A_s} \frac{0,5C_0U_0^2 + \frac{2}{3}bU_0^3}{0,5(C_0 + bU_0)U_0^2} = \frac{C_0 + 1,333bU_0}{C_0 + bU_0}. \quad (9)$$

Очевидно, $\phi = 1$ при $b = 0$.

Другие значения ϕ приведены в табл.1.

Таблица 1

| bU_0 | 1 | 2 | 3 | 5 | 7 | 9 | 20 |
|--------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| ϕ | 1,166 | 1,222 | 1,249 | 1,277 | 1,291 | 1,299 | 1,317 |

По данным разработчиков [9] bU_0 достигает в максимуме примерно $(8-12)C_0$ для ВК2-Б, так что в опыте на этих варионах следует ожидать $\phi \geq 1,3$.

В отличие от измерений в [4] здесь результаты получены на батареях вариондов ВК2-Б сравнительно больших емкостей, $C_0 \approx 33 \cdot 10^{-6}, 6 \cdot 10^{-6}$ Ф и т.д.

Измерение мощности зарядки и разрядки проводилось в комнатных условиях с помощь термопреобразователей ТВБ-9 (трех, соединенных параллельно по току и последовательно по термо-ЭДС), измеряющих именно мощность с погрешностью не более 0,1% [10], или по значению ЭДС на резисторах в цепи зарядки и разрядки. Основной трудностью в эксперименте оказалась коммутация C_0 с источником постоянного напряжения U_0 (емкость $5440 \cdot 10^{-6}$ Ф) при зарядке и с нагрузкой при разрядке. Никакие из испытанных релейных или электронных переключателей не обеспечили нужной скорости качества коммутации. Практически приемлемым оказался коммутатор из двух коллекторов (от генераторов постоянного тока) на общем валу, с соответствующими щеточными узлами, вращающихся с заданной скоростью мотором переменного тока.

Результаты измерений

I. $C_0 = 33 \cdot 10^{-6}$ Ф, $f = 135$ Гц, термо-ЭДС от трех ТВБ-9, разряд — 54 мВ; заряд — 40 мВ, $\phi = 1,35$ при $U_0 = 45$ В.

II. Линейные конденсаторы, параллельно, МБГО-1, $20 \cdot 10^{-6}$ Ф $\pm 10\%$, 500 В и $10 \cdot 10^{-6}$ Ф $\pm 10\%$, на трех ТВБ-9, 100 Гц (табл.2).

Таблица 2

| U_C , В | 20 | 40 | 60 | 80 |
|------------|------|------|------|------|
| U_s , мВ | 3,5 | 12 | 30 | 48 |
| U_p , мВ | 3,0 | 7,0 | 23,5 | 42 |
| ϕ | 0,86 | 0,62 | 0,78 | 0,87 |

III. Варионы ВК2-Б, $C_0 = 27 \cdot 10^{-6}$ Ф, измерения мощности на трех ТВБ-9, 40 Гц (табл.3)

Таблица 3

| U_C , В | 40 | 50 | 60 | 70 | 80 | 86 |
|------------|-------|------|------|------|------|-----|
| U_s , мВ | 4,4 | 9,6 | 19,8 | 33,2 | 46,9 | 60 |
| U_p , мВ | 3,2 | 7 | 15,6 | 28 | 44 | 60 |
| ϕ | 1,375 | 1,37 | 1,27 | 1,19 | 1,05 | 1,0 |

Опыт показывает, что с ростом емкости батареи максимум ϕ смещается в сторону более низких значений U_C . Возможная причина — неполнота зарядки и разрядки или различие в уровнях U_{C_i} , обеспечивающих максимум ϕ_i в C_{0i} отдельных емкостей. Тогда, естественно, они лучше согласуются на меньших U_C .

IV. Батарея варикондов ВК2-4 из 250 дисков по $C_{0i} = 1 \cdot 10^{-8}$ Ф, соединенных параллельно; мощность зарядки и разрядки по максимальному напряжению на $R = 11$ Ом, измеренному вольтметром В7-40/5. Длительность цикла зарядки-разрядки 9 мс, 112 Гц, $C_0 = 2,5 \cdot 10^{-6}$ Ф. Этой длительности с запасом достаточно для исчерпывающего завершения зарядки и разрядки: полагая $C_s \approx 10C_0$, имеем $R_C = 0,275 \cdot 10^{-3}$ с, разрядка завершится за $4R_C = 1,1 \cdot 10^{-3}$ с, а располагаемое время разрядки примерно 4,5 мс (табл.4).

Таблица 4

| U_C , В | 99,8 | 120 | 92,1 | 94,4 | 72,6 |
|-----------|------|-----|------|------|------|
| U_s , В | 5,1 | 6,2 | 4,1 | 3,4 | 2,7 |
| U_p , В | 5,3 | 6,2 | 4,3 | 3,9 | 3,1 |
| ϕ | 1,04 | 1,0 | 1,05 | 1,15 | 1,15 |

V. Вариконды ВК2-Б, $C_0 = 6 \cdot 10^{-6}$ Ф; мощность — по напряжению (эффективная) на лампах 12 В (21 Вт), в цепи зарядки и разрядки, каждая включена последовательно с индуктивностью $12,6 \cdot 10^{-3}$ Гн, 40 Гц (табл.5).

Таблица 5

| U_C , В | 50 | 70 | 80 | 90 | 96 | 103 | 120 |
|------------|----|------|------|------|------|------|------|
| U_s , мВ | 13 | 26 | 37 | 53 | 66 | 84 | 140 |
| U_p , мВ | 13 | 27 | 41 | 60 | 83 | 102 | 130 |
| ϕ | 1 | 1,04 | 1,11 | 1,13 | 1,26 | 1,21 | 0,92 |

Согласно измерениям при 50 Гц C_0 у ВК2-Б возрастает в пять раз при 30 В, в шесть раз — при 50 В, в 8 раз — при 100 В. Измерения показали, что максимум ϕ обычно достигается при $U_C = 96$ В в небольших C_0 .

Генерация энергии происходит за счет охлаждения емкости, вызывающего приток тепла из окружающей среды. Холодильники на диэлектриках изучают давно [11]. Совокупность наших результатов свидетельствует о технической возможности использования тепла окружающей среды для генерации электроэнергии с КПД около 1,35. Для этого предстоит свести до минимума потери в зарядной цепи известным способом — включением индуктивности [12] — и создать схему отбора энергии на зарядке из энергии разрядки. Эти задачи представляются довольно рутинными и могут решаться в заводском КБ.

Список литературы

1. Заев Н.Е.//Журнал русской физической мысли 1991. № 1. С.49—52.
2. Голицын Б.Б.//Ученые записки Московского университета. 1893. № 10, 1. Избранные труды, 1. М., 1960.
3. Абрагам-Беккер. Теория электричества. М.—Л., 1936. С.240—244.
4. Заев Н.Е.//Русская мысль, 1992. № 2. С.7—28.
5. Флоренский П.А. Диэлектрики и их техническое применение. М.: Кубуч, 1924. С.214—215.
6. Поплавко Ю.М. Физика диэлектриков. Киев, 1980.
7. Сычев В.В. Сложные термодинамические системы. М.: Наука, 1980.
8. Заев Н.Е., Жуков С.М.//Электронная техника. Сер. Радиодетали. 1987. С.19—22. Вып. 4(69).
9. Вариконды в электронных импульсных схемах. М.: Советское радио, 1971.
10. Базикович А.Я., Шапиро Е.З. Измерение электрической мощности в звуковом диапазоне частот. Л.: Энергия, 1980.
11. Синявский Ю.В.//Конверсия. 1996. № 6. С.56—57.
12. Меерович Л.А., Зеличенко Л.Г. Импульсная техника. М.: Советское радио, 1954. С.283—285.

Статью в редакцию следует высылать простой или заказной бандеролью.

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

К вопросу распределения применения электрических биметаллических заклепочных контактов с рабочим (плакированным) слоем

Д.М.ЗЕКЦЕР, канд.техн.наук

Исследуются законы распределения фактического применения биметаллических контактов с рабочим (плакированным) слоем в функции диаметра головки контакта, толщины его рабочего слоя.

В настоящее время широко применяются наиболее экономичные электрические контакты — заклепочные биметаллические с плакированным рабочим слоем — для коммутационных аппаратов, изделий, выполняющих функции управления, распределения и защиты электрических нагрузочных и осветительных цепей: реле, пускателей, контакторов, автоматических выключателей, различных ручных выключателей и переключателей, кнопок и кнопочных постов, ключей, командоаппаратов, контроллеров и др.

Электрические контакты с плакированным рабочим слоем состоят из несущего медного слоя марки М1 и рабочего слоя в большинстве случаев из серебра марки Ср₉₉ или сплава AgNi_{0,15}. Это позволяет резко снизить стоимость контактов и сэкономить дорогостоящее и остродефицитное серебро.

Иногда рабочий слой выполняется из AgCd_{0,15}, AgCu_{4,5}Ni_{0,5}, AgNi₁₀, AgCd₁₃Ni_{(0,1—0,2)%}, AgNi_{0,15}.

Немецкие фирмы выпускают биметаллические контакты с рабочим слоем: AgNi₁₀, AgNi₁₅, AgNi₂₀, AgCd_{0,15}, Ag(SnO₂)₈, Ag(SnO₂)₁₀.

Однако до сих пор нет теории и расчета определения высоты рабочего слоя плакированных контактов в функции от вида коммутируемой электрической нагрузки (ток, напряжение, cosφ, τ, категория применения), от коммутационной способности и требуемой коммутационной износостойкости.

Такое положение объясняется тем, что заклепочные плакированные контакты появились относительно недавно, перечисленные действующие факторы на высоту рабочего слоя — очень сложные процессы, требующие значительных трудоемких экспериментальных исследований. Кроме того, сыграла роль и слабая увязка работы металлургов, химиков и специалистов-электриков.

Первым шагом в области практического решения применения биметаллических кон-

тактов с плакированным рабочим слоем следует считать исследования распределения применения этих контактов в зависимости от высоты рабочего слоя.

Для этого были собраны статистические данные потребления таких контактов двадцатью пятью заводами-потребителями (50 млн. заклепочных плакированных контактов), которые в дальнейшем были систематизированы, обобщены и обработаны при помощи теории вероятности и математической статистики.

Польские фирмы предлагают высоту плакированного рабочего слоя контакта определять согласно следующему выражению, учитывающему конструктивные факторы [1],

$$S = 0,5(K_{\min} \div K_{\max}),$$

где S — высота рабочего слоя контакта, мм; K — высота головки заклепочного контакта, мм.

Польские фирмы пользуются еще целым рядом конструктивных зависимостей для биметаллических заклепочных контактов:

$D = 2d$; $K = 0,25D$; $l_{\max} = 2,5D$; $l_{\min} = K$, где D — диаметр головки контакта; K — высота головки контакта; d — диаметр стержня контакта; l — длина стержня контакта.

Необходимо отметить, что другие ведущие зарубежные фирмы расширяют диапазон высоты рабочего слоя контакта, что позволяет более экономно расходовать серебро (табл.1) с учетом перечисленных факторов.

Таблица 1

| D, мм | S, мм | |
|-------|----------|---------|
| | Польша | Россия |
| 3 | 0,35—0,5 | 0,3—0,8 |
| 4 | 0,5—0,6 | 0,3—0,8 |
| 5 | 0,5—1,0 | 0,3—1,1 |
| 6 | 0,6—1,0 | 0,4—1,2 |

Различные фирмы ведущих стран в области производства биметаллических закле-

почных контактов с рабочим слоем [3—5] решают проблему высоты рабочего слоя в функции от диаметра головки контакта, расширяя или сужая диапазон высоты рабочего слоя в ту или иную сторону (табл.2). Самый большой диапазон диаметров и высоты рабочего слоя у немецкой фирмы «Degussa», что позволяет более рационально использовать серебро в зависимости от технических и эксплуатационных требований к электрическим коммутационным аппаратам. Минимальный диапазон диаметров контактов и соответствующих толщин рабочего слоя у контактов, выпускаемых болгарскими фирмами.

Для принятия практического решения о необходимой высоте рабочего слоя биметаллических контактов целесообразно сопоставить производимые и фактически применяемые потребителями этих контактов, установив настоящие и реальные требования к толщине рабочего слоя контакта.

Таблица 2

| Страна | <i>D</i> , мм | <i>S</i> , мм |
|--------------------------------------|---------------|---------------|
| Польша (<i>S</i> =0,5 <i>K</i>) | 3,0 | 0,35—0,5 |
| | 3,5 | 0,5—0,6 |
| | 4,0 | 0,5—0,6 |
| | 5,0 | 0,5—1,0 |
| | 6,0 | 0,6—1,0 |
| | 7,0 | 0,6—1,0 |
| | 8,0 | 0,7—1,0 |
| Германия | 1,3—8,0 | 0,1—1,5 |
| Болгария | 3—6 | 0,1—0,6 |
| Россия | 2,5 | 0,3—0,4 |
| | 3,0 | 0,3—0,7 |
| | 4,0 | 0,3—0,8 |
| | 5,0 | 0,3—1,1 |
| | 6,0 | 0,4—1,2 |

Такой сопоставительный анализ приведен в табл.3 на базе изучения фактических требований отечественных потребителей. Можно заключить, что контакты с диаметрами 2,5 и 6 мм не применяются, а количество типоразмеров контактов по размеру рабочего слоя может быть сокращено.

Для выявления количественного потребления биметаллических контактов в зависимости от диаметра и особенно высоты рабочего слоя контакта были определены статистические ряды количественного применения контактов при условии *D*=const.

Пример статистического ряда *N* = *f*(*S*) для контактов диаметром 4 мм приведен в табл.4.

Таблица 3

| <i>D</i> , мм | <i>S</i> , мм | |
|---------------|---|----------------------------------|
| | Производство | Применение |
| 2,5 | 0,3—0,4 | — |
| 3,0 | 0,3; 0,5; 0,7; 0,8 | 0,3 0,5 |
| 4,0 | 0,3; 0,4; 0,5 0,6; 0,7; 0,8 0,9; 1,0; 1,1 | 0,3; 0,4 0,5; 0,6 0,8; 0,9 |
| 5,0 | 0,3; 0,4; 0,6 0,7; 0,8; 1,1 | 0,3; 0,4 0,5; 0,6 0,8; 1,1 |
| 6,0 | 0,4; 0,5; 0,6; 0,8 0,9; 1,0; 1,1; 1,2 | — |

Таблица 4

| <i>S</i> , мм | <i>N</i> |
|---------------|------------|
| 0,3 | 2.400.000 |
| 0,4 | 2.605.025 |
| 0,5 | 14.500.000 |
| 0,6 | 3.320.000 |
| 0,7 | — |
| 0,8 | 450.000 |
| 0,9 | 400 |
| 1,0 | — |
| 1,1 | — |

На основании статистических рядов были определены законы распределения применения биметаллических контактов в функции от высоты плакированного рабочего слоя этих контактов.

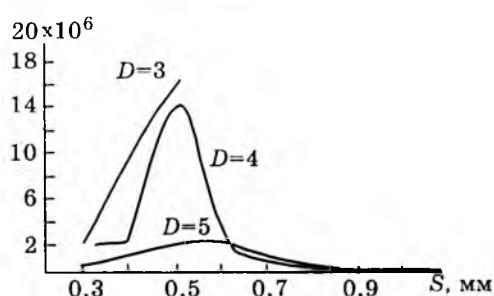
На рисунке приведены три зависимости: *N* = *f*(*S*) для *D* = 3 мм; *N* = *f*(*S*) для *D* = 4 мм; *N* = *f*(*S*) для *D* = 5 мм.

Закон распределения применения биметаллических контактов с диаметром 3 мм подчиняется уравнению прямой линии

$$N = 67.430.000 S - 18900.000.$$

Закон распределения применения биметаллических контактов с диаметром 4 мм является нормально логарифмическим

$$f(N) = \frac{1}{\sigma_{\ln S} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln S - \ln \bar{S})^2}{2\sigma_{\ln S}^2}},$$



где математическое ожидание натурального логарифма высоты рабочего слоя

$$\ln \bar{S} = \frac{-\sum N \ln S_i}{\sum N} = -0,75.$$

Среднеквадратическое отклонение натурального логарифма высоты рабочего слоя

$$\sigma_{\ln S} = 0,02.$$

Закон распределения применения биметаллических контактов с диаметром 5 мм аппроксимируется уравнением смешенной кубической параболы

$$y = -34,1x^3 + 13,1x^2 + 18,7x - 5,9.$$

Статистический ряд применения биметаллических контактов с диаметром 5 мм приведен в табл.5.

Таблица 5

| Высота рабочего плакированного слоя, мм | 0,3 | 0,4 | 0,5 | 0,6 | 0,8 | 1,1 |
|---|-----|---------|---------|---------|-------|------|
| Количество | 640 | 1580000 | 2400000 | 2600000 | 31000 | 1000 |

Сопоставление расчетных данных, полученных на основании уравнения регрессии, и статических данных, приведенных в табл.5 в практическом интервале высоты плакированного слоя 0,4 — 0,8 мм, показывает, что допустимая ошибка не более 5%.

Анализ законов распределения применения биметаллических контактов позволяет заключить, что максимум применения контактов по высоте рабочего слоя 0,5 мм совпадает для контактов с диаметрами 3 и 4 мм. Максимум применения контактов по высоте рабочего слоя $S = 0,6$ мм соответствует контактам с диаметром 5 мм.

В основном применяются контакты с диаметром 3 и 4 мм, больше контакты с диаметром 3 мм.

Выводы

1. Параметрический ряд высоты рабочего слоя для биметаллических контактов:

$D=3$ мм — $S=0,3; 0,5$ мм;

$D=4$ мм — $S=0,3; 0,4; 0,5; 0,6; 0,8; 0,9$ мм;

$D=5$ мм — $S=0,3; 0,4; 0,5; 0,6; 0,8; 1,1$ мм.

2. Целесообразно выпускать заклепочные биметаллические контакты только диаметрами 3; 4; 5 мм.

3. Сокращение параметрических рядов диаметров и высоты рабочего слоя позволит сократить оснастку, необходимый инструмент и облегчить подготовку и производство контактов.

4. Выявление массового и редкого применения заклепочных биметаллических контактов позволяет правильно количественно планировать производство необходимого инструмента.

5. Определение фактического применения этих контактов, а также законов распределения их применения является первым и необходимым шагом для дальнейшего определения необходимой высоты рабочего слоя плакированного контакта в функции от требуемой коммутационной износостойкости, коммутационной способности и от параметров коммутируемой электрической нагрузки.

Список литературы

1. Contact materials, Gliwice-Poland, 1997.
2. Institute of Non-ferrous metals, Bimetallic contact rivets, Gliwill, Polond, 1997.
3. Degussa, Electrotechnik, Германия, 1997.
4. Двухслойни и трислойни електроконтактни нитове. София: Комол—Калибр 000, 1997.
5. ТУ 48-1-292-89. Контакт-детали электрические биметаллические заклепочного типа с рабочим слоем из благородных металлов и сплавов.
6. ТУ 48-1-776-86. Контакт-детали электрические биметаллические заклепочного типа с рабочим слоем из сплава марки СрН0,1.

Редакция публикует в конце статьи сведения об авторах: место работы, должность, ученое звание, какой факультет, какого вуза и когда закончен, тему диссертации и год ее защиты. Желательно приложить фотографии авторов.

ПЕРЕЧЕНЬ СТАТЕЙ, ОПУБЛИКОВАННЫХ В ЖУРНАЛЕ "ЭЛЕКТРОТЕХНИКА" В 1998 Г.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Абдулкадыров А.И. Новый принцип синхронизации асинхронного двигателя 4 17
Астафьев Л.И. Бесконтактная переменно-полюсная электромашина 4 11
Бочкарев И.В. Разработка электромеханических тормозов с постоянными магнитами с улучшенными удельными показателями 4 37
Буторин В.А. Прогнозирование долговечности подшипниковых узлов асинхронных двигателей ... 11 18
Волохов С.А., Добродеев П.Н., Кильдишев А.В. Диагностирование обрыва стержня клетки ротора асинхронного электродвигателя 2 13
Гашимов М.А., Гаджиев Г.А., Мирзоева С.М. Диагностирование эксцентрикитета и обрыва стержней ротора в асинхронных электродвигателях без их отключения 10 46
Глухенький Г.Т., Кычкин В.Ф., Свинцов Г.П. К расчету магнитной проводимости зазора между цилиндрическим полюсным наконечником и плоским поворотным якорем 4 31
Голубев А.Н., Лапин А.А. Математическая модель синхронного двигателя с многофазной статорной обмоткой 9 8
Давыденко О.Б., Казанский В.М. Схема замещения синхронного реактивного электродвигателя со слоистым ротором 2 18
Жуловян В.В., Шевченко А.Ф. Сравнительный анализ двигателей с электромагнитной редукцией частоты вращения и двигателей с катящимся ротором 4 1
Кравчик Н.Э., Кравчик А.Э. Аналитическое решение задачи вытеснения тока в стержнях роторов асинхронных двигателей с глубокими пазами произвольной формы 2 16
Литвинов Б.В. Однофазный синхронный генератор двойного вращения с возбуждением от постоянных магнитов высоких энергий 4 20
Макаров К.Д., Ландкоф Л.Б., Дмитриенко Ю.И. О выборе геометрии магнитопровода комбайновых электродвигателей и других двигателей на их базе 4 27
Мишин Д.Д. Стартерный электродвигатель на постоянных магнитах типа неодим-железо-бор 4 25
Мустафаев Р.И., Гашимова А.Р. Влияние параметров асинхронных машин и характеристик ветродвигателей на динамические свойства ветроэлектрических установок 11 12
Попов В.И. Новые схемы трехфазных несимметричных дробных обмоток для электрических машин переменного тока при нецелом числе $z/3$... 2 1
Попов В.И. Новые схемы трехфазных несимметричных дробных обмоток для электрических машин переменного тока при целых числах $z/3$ 2 7
Попов В.И. Эффективность трехфазных двухслойных дробных ($q=b+0,5$) электромашинных обмоток с неравновитковыми катушками 4 6
Попов В.И. Эффективность новых схем трехфазных симметричных дробных ($q=b+c/8$) обмоток электрических машин 10 32
Попов В.И. Формирование схем и оптимизация элек-

- тромагнитных параметров трехфазных дробных ($q=b+c/4$) обмоток электрических машин .. 11 1
Пульников А.А., Денисенко В.И., Пластун А.Т. Параметры якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя синхронного двигателя ... 12 47
Свечарник Д.В., Зabora И.Г. Машинно-трансформаторный агрегат 9 1
Смирнов Ю.В. Учет неравномерности температурного поля в поперечных сечениях катушек обмоток статора 10 40
Смирнов Ю.В. Влияние геометрии поперечного сечения катушек обмоток статора на их тепловой режим 11 8
Смирнов Ю.В. Модификация трехфазных асинхронных двигателей малой мощности с уменьшенным числом витков обмотки статора 12 43
Соколова Е.М., Мощинский Ю.А. Расчет параметров частотно-управляемых линейных асинхронных двигателей с составным вторичным элементом 5 29
Сонин Ю.П., Гуляев И.В. Расчетная мощность бесконтактного асинхронизированного вентильно-го двигателя и определение его основных размеров 4 4
- ## ЭЛЕКТРОПРИВОД
- Абдулкадыров А.И. Частотный пуск синхронной машины с применением тиристорной системы возбуждения 6 43
Акимов Л.А., Колотило В.И. Формирование сигнала, пропорционального моменту нагрузки, в электроприводах с системами подчиненного регулирования и наблюдателями состояния 2 29
Акимов Л.В., Долбня В.Т., Колотило В.И. Динамика трехконтурной однократноинтегрирующей с влиянием ЭДС двигателя СПР скорости электропривода ТП-Г-Д с наблюдателями состояния 10 22
Афанасьев В.Н., Букреев В.Г., Параев Ю.И. Организация нелинейного управления электромеханическими объектами с переменными параметрами 10 1
Браславский И.Я. Одннадцатая научно-техническая конференция "Электроприводы переменного тока" 3 1
Браславский И.Я. О возможностях энергосбережения при использовании регулируемых асинхронных электроприводов 8 2
Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Барац Е.И. Принципы построения микропроцессорной системы управления частотнорегулируемым асинхронным электроприводом насоса 8 6
Браславский И.Я., Зюзев А.М., Ишматов З.Ш., Шилин С.И. Синтез микропроцессорных систем управления асинхронными электроприводами с применением метода полиномиальных уравнений 6 20
Букреев В.Г., Орловский А.В., Шумихин А.В., Цемкало В.Н. Система адаптивного планирования движением электроприводов 10 6
Войнова Т.В. Математическая модель для исследования трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором как объекта регулирования и для прямого процессорного управления ... 6 51

| | |
|--|--|
| Волков А.И. Алгоритмы регулирования и структуры микропроцессорных систем управления высокодинамичными электроприводами 8 10 | Поздеев А.Д., Аристархов О.Г., Волков Д.Н. Чувствительность асинхронных регулируемых электроприводов с частотно-токовым векторным управлением к неточности задания параметров настройки 6 1 |
| Гаинцев Ю.В. Еще раз о вентильно-индукторном электроприводе 6 25 | Райхман А.Е. POWERTRAIN — современное решение проблемы управления электроприводом 2 57 |
| Герасимяк Р.П., Рамаруахуака А.М. Система управления электропривода двухмассовой электромеханической системой 6 28 | Сарапулов Ф.Н., Иванушкин В.А., Исааков Д.В., Шымчак П. Модель электромеханического преобразователя линейного асинхронного электропривода 8 28 |
| Давидян Ж.Д. Динамические и переходные режимы при импульсном пуске синхронных двигателей 8 52 | Титов В.Г., Хватов О.С. Автономный генератор по схеме машины двойного питания 8 31 |
| Джус Н.И. Оценка законов вентильного регулирования 4 46 | Фершиши Н.Б.А. Пути повышения экономичности электропривода механизмов циклического действия 4 44 |
| Залиеев С.Р. О применении метода полиномиальных уравнений для синтеза непрерывных систем электропривода 2 48 | Фираго Б.И., Фершиши Н.Б.А. Рациональное построение асинхронных электроприводов, работающих в циклических режимах 4 39 |
| Зюзев А.М., Костылев А.В., Поляков А.В. Объектно-ориентированный контроллер технологического электропривода системы ТПН-АД 8 39 | Шевченко В.И. Определение моментов электродвигателей и муфт в многодвигательном асинхронном электроприводе 2 44 |
| Зюзев А.М. Технологический электропривод системы ТПН-АД для агрегатов нефтегазового комплекса 8 44 | Шпиглер Л.А., Войтенко В.А., Ситченко В.М., Николаенко А.Н. Исследование момента асинхронного двигателя в электроприводе с косвенной ориентацией вектора потокосцепления ротора 2 54 |
| Иванов А.Г., Михайлов В.В. Параллельная работа тиристорных преобразователей электроприводов постоянного тока ЭПУ1 2 36 | Шпиглер Л.А., Смотров Е.А., Авдонин А.Ф., Дацко О.Г. Исследование системы: аккумулятор — повышающий напряжение преобразователь — регулируемый электропривод 10 12 |
| Ишматов З.Ш. О некоторых особенностях синтеза алгоритмов управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом 8 16 | Шрейнер Р.Т., Поляков В.А. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом с ориентацией поля ротора 2 23 |
| Касимов Л.Н., Шаньгин Е.С. Повышение коэффициента использования мощности асинхронных электродвигателей станков-качалок нефтяных скважин 11 33 | Шрейнер Р.Т., Тарасов В.Н., Ефимов А.А., Калыгин А.И. Построение динамической модели гистерезисных электродвигателей 8 25 |
| Козярук А.Е. Автоматизированные электромеханические комплексы движения и позиционирования подвижными объектами 6 15 | Щущкий В.И., Шевченко В.И. Исследование влияния отклонений скольжения асинхронных электродвигателей и муфт скольжения на распределение нагрузок в многодвигательном электроприводе 6 31 |
| Комлев В.П., Андрианов М.В. Применение метода структурного аналитического моделирования для анализа САУ электроприводами 2 40 | СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА |
| Копырин В.С., Ткачук А.А. Математическое моделирование асинхронного частотно-управляемого электропривода при рекуперативном торможении 8 19 | Абрамов А.Н. Непосредственный преобразователь частоты с улучшенной формой тока 3 37 |
| Кузнецов В.А., Садовский Л.А., Виноградов В.Л., Лопатин В.В. Особенности расчета индукторных двигателей для вентильного электропривода 6 35 | Аванесов В.В., Переялов В.Д., Потапенко А.И. Инвертор для питания маломощных бытовых устройств 7 13 |
| Мещеряков В.Н., Федоров В.В. Асинхронно-вентильный каскад с инвертором в цепи статора и общим звеном постоянного тока 6 47 | Андринко П.Д., Переяров А.В., Остренко В.С., Ивашуткин К.Е. Интегральный силовой модуль 7 34 |
| Минеев А.Р. Энергосберегающая статистическая и динамическая оптимизация параметров и структур компьютеризированных электроприводов (на примере электрических печей) 10 15 | Вольский С.И. Многофункциональные драйверы серий IP213* 3 59 |
| Новиков В.А., Рассудов Л.Н., Белов М.П. Типовые алгоритмы управления взаимосвязанными электроприводами 6 7 | Галанов В.И., Шершинев Ю.А., Гуревич М.К., Козлова М.А. Современные мощные полупроводниковые приборы и их функциональные особенности 3 48 |
| Новиков Н.Н., Шутько В.Ф. Математическая модель для анализа динамических режимов машинно-вентильных систем 8 35 | Григораш О.В. Стабилизированные преобразователи напряжения постоянного тока повышенной надежности 3 24 |
| Параев Ю.И., Букреев В.Г. Локально-оптимальное управление электромеханическими объектами 8 48 | Кадацкий А.Ф., Артамонова О.М. Оценка качества электрических процессов функционирования импульсных преобразователей модульной структуры на базе силовых каналов инвертирующего типа 3 18 |
| Петров Г.П., Ройтгарц М.Б. О возможности применения методов теории подобия для предварительной оценки вибрации регулируемых асинхронных электроприводов 11 27 | |

- Калашников Б.Е., Лещенко В.М., Ольшевский В.И., Фейгельман И.И.** Опыт разработки и внедрения IGBT-инверторов для асинхронного электропривода 7 24
- Калашников Б.Е., Ольшевский В.И., Фейгельман И.И.** Теплофизическое конструирование электроприводов на основе мощных IGBT-модулей 7 32
- Кошелев П.А.** Операторные модели статических преобразователей 7 15
- Кулагин Б.М., Бааранов В.Е.** Анализ свойств последовательных резонансных инверторов с DLL-стабилизацией 7 5
- Carroll E., Klaka S., Linder S.** Тиристоры IGCT. Новый подход к сверхмощной электронике 7 46
- Лазимов Т.М.** Расчет электрических параметров полихозащищенных проводников 3 34
- Лизец М., Поташников М.Ю.** Новое в активной электронной элементной базе для силовой электроники фирмы "Siemens AG" 3 52
- Макдональд Т., Видмар С.** Сравнение характеристик IGBT при использовании в составе изделий. 3 63
- Mangtani V., Dubhaschi A.** Разработка компактного привода для индукционного двигателя в стиле Plug & Play 7 56
- Мелешин В.И., Нечагин М.А.** Проектирование однофазных выпрямителей с активной коррекцией коэффициента мощности 3 42
- Панкратов А.В.** Трехфазный генератор с пьезоэлектрическими резонаторами 3 32
- Переверзев А.В.** Совмещенные цепи демпфирования и питания в интегральных силовых модулях 7 53
- Рогинская Л.Э., Иванов А.В., Мульменко М.М., Уржумков А.М.** Выбор структуры и параметрический синтез симметричного резонансного инвертора 7 1
- Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В.** Современные методы улучшения качества электроэнергии (аналитический обзор) 3 10
- Рудзенскас Р.П., Танаев М.М., Мелешин В.И.** Принципы построения электронной нерассеивающей нагрузки 3 28
- Рудык С.Д., Турчанинов В.Е., Флоренцев С.Н.** Перспективные источники сварочного тока 7 8
- Терешков В.М., Аванесов В.М.** Синтез адаптивного регулятора для многофазного статического преобразователя 7 19
- Чибиркин В.В.** Создание силовых полупроводниковых приборов для преобразователей электроподвижного состава 3 1
- Чибиркин В.В., Ковтун В.И., Мартыненко В.А.** Новые разработки быстро восстанавливающихся диодов в ОАО "Электровыпрямитель" и их конструкторско-технологическое обеспечение 7 38
- Чучалов В.А.** Новые микроконтроллеры фирмы "Siemens" в промышленных системах управления 3 56

ТРАНСФОРМАТОРЫ

- Алехин В.А.** Стержневой трансформатор с плавным регулированием внешних характеристик 11 19
- Карасев В.В.** Целесообразность разработки разрезных магнитопроводов типа ШЛ и ПЛ из аморфных и нанокристаллических сплавов для преобразовательных реакторов и трансформаторов 9 19
- Приходько А.Я.** Симметрия напряжений трансформа-

торов в схеме неравноплечего зигзага при коротком замыкании 9 13

КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Берман В.И., Феськов Е.М., Юркевич В.М.** Измерение распределений напряженности электрического поля в кабельной муфте 5 25
- Золотарев В.М., Карпушенко В.П., Кутовой В.А., Кутовой С.В., Маханьков В.И., Пешков И.Б., Хижняк Н.А.** Экологически чистая вакуумная установка для сушки кабеля в бумажной изоляции 5 10
- Золотарев В.М., Карпушенко В.П., Щебеник Л.А., Антонец Ю.А., Науменко А.А.** К оценке максимальной тангенциальной напряженности электрического поля в трехжильном силовом кабеле с поясной изоляцией на напряжение 10 кВ 5 13
- Рыбаков Ю.В., Рябинин Н.А.** Повышение конструкционной точности кабелей из неорганических материалов 5 17
- Рыбаков Ю.В., Носаль В.В.** Новейшее оборудование для прокатки кабеля с минеральной изоляцией 5 21

ИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ

- Абрамова Н.А., Андреев А.М., Журавлева Н.М.** Оптимизация пленочной пропитанной изоляции энергоемких конденсаторов 5 1
- Борисова М.Э., Марченко М.С.** Электрическая прочность пленок полиимида 5 4
- Волкова О.В., Корявин А.Р.** Внешняя изоляция электрооборудования сверхвысокого напряжения при глубоком ограничении перенапряжений 5 7
- Жубанов Б.А., Кравцова В.Д., Бекмагамбетова К.Х., Ахметтаев Д.Д.** Полиимидные лаки для обмоточной эмалевой изоляции 11 57
- Митрофанов Г.А.** К вопросу определения диэлектрических потерь жидкой изоляции 11 53

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

- Ахазов И.З., Мандрин В.Е., Свинцов Г.П.** Современные подходы к проектированию электромагнитных контакторов пускателей общепромышленного применения 1 46
- Будовский А.И., Иванов В.П.** Разработки и исследования вакуумных выключателей на напряжение 6—35 кВ 1 36
- Вихарев А.П., Голговских А.В.** Экспериментальное исследование воздействия электромагнитных полей на статические реле 1 27
- Дегтярь В.Г.** Жидкокометаллические контакты для вакуумных контакторов 1 41
- Дмитриев Д.О., Курбатов П.А.** Методы анализа динамических характеристик магнитоэлектрических линейных приводов 1 18
- Егоров Е.Г.** Современное состояние испытаний низковольтных аппаратов управления 1 6
- Зекцер Д.М.** Некоторые технические вопросы замены серебряных серебросодержащих контактов медными 1 60
- Иванов И.П., Одинцова Д.А., Свинцов Г.П.** К определению срабатывания многоконтактного герконового реле 1 50
- Майзельс Р.М.** Герконы. Взгляд на перспективы развития направления 1 20
- Никитенко А.Г., Некрасов С.А.** Расчет параметров коммутационной способности электромеханических аппаратов автоматики 1 17

| | |
|--|------|
| Острейко В.Н. Ширина разделяющих пазы перешейков в электрических контактных сварных соединениях | 1 26 |
| Подольский Д.В., Капустин В.В., Мещеряков В.П., Кошелев Н.В. Изучение распределения электрического поля в присутствии дуги | 1 9 |
| Райхман А. Биполярные транзисторы с изолированным затвором фирмы "International Rectifier" | 1 63 |
| Розанов Ю.К., Акимов Е.Г., Пручкин А.Н., Рябов М.Ю. Эрозия контактов в условиях гибридной коммутации | 1 1 |
| Свищев Г.П. Экспериментальные динамические характеристики срабатывания Ш-образных электромагнитов переменного напряжения | 1 31 |
| Соколик Л.И. Алгоритмы цифрового моделирования и коррекции погрешности каскадных трансформаторов тока..... | 1 39 |
| Филиппов Ю.А. Конструктивные принципы разработки экономичных токоведущих систем аппаратов | 1 30 |
| Чаронов В.Я., Егоров Е.Г., Генин В.С. Автоматизированный контроль работы станка-качалки нефти | 1 54 |

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

| | |
|---|-------|
| Долкарт В.М. Использование новейших КМОП микросхем в специализированных управляющих и информационных системах | 10 52 |
|---|-------|

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ТРАНСПОРТ

| | |
|---|-------|
| Иванов В.П., Алферов Д.Ф., Будовский А.И., Сидоров В.А., Коробова Н.И., Федоров В.В. Применение вакуумных выключателей для коммутации цепей постоянного и переменного тока на подвижном составе железнодорожного транспорта.. | 11 41 |
| Ким К.К. Транспортная система с кондукционным подвесом при движении экипажа с малой скоростью | 11 36 |

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

| | |
|---|-------|
| Булатов О.Г., Чаплыгин Е.Е.. Алешин М.Л., Николенко М.П. Преобразователи постоянного напряжения с индуктивным дозирующим элементом | 9 47 |
| Бургин Б.Ш. Управление скоростью движения при использовании двухмассовой электромеханической системы стабилизации момента в упругом звене | 12 13 |
| Вертинский П.А. К магнитодинамике электризации врачающегося магнита | 4 47 |
| Войнова Т.В. Программные средства для исследования трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором как объекта регулирования | 12 23 |
| Глухенький Г.Т., Кычкин В.Ф., Свищев Г.П. Расчетно-экспериментальный способ определения силовых характеристик электромагнитов постоянного тока с внешним якорем | 5 34 |
| Копылов И.П., Гандилян С.В., Гандилян В.В. Некоторые вопросы обобщенного физико-математического моделирования электромеханических преобразователей энергии | 9 25 |
| Коняев А.Ю., Назаров С.Л. Исследование характеристики электродинамических сепараторов на основе двумерной математической модели | 5 52 |

| | |
|--|-------|
| Кувалдин А.Б., Лепешкин А.Р. Выбор режимов индукционного нагрева и конструкций индукторов для моделирования термонапряженного состояния вращающихся дисков турбин | 5 39 |
| Ловчиков А.Н., Носкова Е.Е. Анализ и синтез широтно-импульсных систем | 12 38 |
| Лукашенков А.В. Алгоритмы идентификации нелинейных схемных моделей дуговых электропечей по спектральным составляющим токов и напряжений | 12 28 |
| Малинин Л.И., Малинин В.И., Макельский В.Д., Тюков В.А. Электромагнитные силы в динамических процессах электромеханических систем ... | 12 18 |
| Мартынов А.П., Салимоненко Д.А., Салимоненко Е.А. Применение методов линейного программирования с переменными коэффициентами при проектировании и анализе сложных электрических цепей, описывающих линейными уравнениями | 2 59 |
| Масандилов Л.Б., Мельник Р.Р. Система программ для расчета и анализа асинхронного электропривода с реверсивным тиристорным преобразователем напряжения | 9 58 |
| Мифтахутдинов Р.К. FETKY-комбинация из мощного полевого транзистора и диода Шоттки в одном корпусе | 4 57 |
| Никитенко А.Г., Бахвалов Ю.А., Никитенко Ю.А., Щербаков В.Г. О проектировании электромагнитов с заданными динамическими свойствами | 9 53 |
| Райнин В.Е. Электрическое поле и потери в первичной обмотке трансформатора тока с двумя широкими пазами | 4 53 |
| Рудаков М.Л. Расчет облучаемости персонала высокочастотных индукционных установок | 5 47 |
| Салганик В.М., Селиванов И.А., Карадаев А.С., Гун И.Г. Электромеханические системы совмещенных листопрокатных технологических линий | 12 33 |
| Семинар "Продукция раменского электромеханического завода "Энергия" | 2 63 |
| Сенилов Г.Н., Кузьмин Ю.А. Расчет индуктивности по энергии | 4 49 |
| Симанков В.С., Зангиев Т.Т. Оценка эффективности использования тонких пленок в фотоэлектрических системах | 12 8 |
| Тамазов А.И. Размеры коронирующей поверхности проводов | 11 47 |
| Ткачев А.Н., Щербаков В.Г. Вариационный метод расчета магнитного поля в нелинейных анизотропных ферромагнитных средах | 7 60 |
| Шакиров М.А., Майоров Ю.А. Применение конформных отображений двусвязных областей для расчета плоскопараллельных магнитных полей .. | 8 58 |
| Шакиров М.А., Майоров Ю.А. Синтез и применение отображений двусвязных областей для расчета плоскопараллельных магнитных полей | 12 1 |
| Шакиров М.А., Майоров Ю.А. Применение конформных отображений для полей в воздушном зазоре явнополюсных машин с гладким статором при наличии эксцентрикитета | 9 41 |
| НОВЫЕ РАЗРАБОТКИ | |
| Заев Н.Е. Емкость — конвертор тепла среды в электроэнергию | 12 53 |

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Зекцер Д.М. Исследование электрических биметаллических заклепочных контактов с рабочим слоем из благородных металлов 6 61

Зекцер Д.М. К вопросу распределения применения электрических биметаллических заклепочных контактов с рабочим (плакированным) слоем .12 56

Рыбаков Ю.В. Способ изготовления кабеля седловидного профиля с минеральной изоляцией 6 62

ИНФОРМАЦИЯ

Москаленко В. Информация 5 58

Научные направления Всемирного электротехнического конгресса (ВЭЛК) июнь-июль 1999 г. (Москва)..... 5 61

Перечень статей, депонированных в Информэлектро 5 62

100 лет "Электросиле" 5 59

ХРОНИКА

Белоусов Ю.М. 30 лет учебной деятельности кафедры "Электрические измерения" Академии стандартизации, метрологии и сертификации (АСМС) Госстандарта России 10 63

Иманов Г.М., Таджибаев А.И., Халилов Ф.Х. Сове-

щание «Эксплуатация, качество и надежность ограничителей перенапряжений 0,5—35 кВ». 4 60

Лебедев В.И. Хотьковскому ЗАО "Электроизолит" — 60 лет 9 63

БИБЛИОГРАФИЯ

Копылов И.П. Рецензия на книгу Попова В.И., Ахунова Т.А., Макарова Л. «Современные асинхронные электрические машины: Новая Российская серия РА» 4 62

Серезентинов Г.В. Рецензия на книгу «Надежность электрооборудования угольных шахт»/Б.Н.Ванеев, В.М.Гостищев, В.С.Дзюбан и др. М.: Недра, 1997 11 60

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Николай Васильевич Александров 11 62

Феликс Иванович Ковалев 12 64

Вадим Борисович Козлов 3 65

Лев Николаевич Макаров 10 64

Николай Александрович Оболенский 11 64

Виктор Иванович Попов 11 63

Евгений Иванович Уваров 10 64

Владилен Яковлевич Чаронов 4 64

Юрий Александрович Чернов 5 64

Владимир Васильевич Чибиркин 12 65

Оглавление нашего журнала можно бесплатно получить в INTERNET через службу

ИНФОМАГ, организованную в Московском Физико-Техническом институте.

Материалы службы ИНФОМАГ доступны в режиме ON-LINE через сервер РосНИИРОС по следующим URL:

<http://www.ripn.net/infomag/>

<gopher://gopher.ripn.net/>

<telnet://info.ripn.net/>

Для получения материалов службы ИНФОМАГ по подписке через электронную почту следует направить письмо с командой

HELP по адресу im@ripn.net

ФЕЛИКС ИВАНОВИЧ КОВАЛЕВ

(к 70-летию со дня рождения)

20 декабря 1998 г. исполняется 70 лет доктору технических наук, профессору Феликсу Ивановичу Ковалеву.

Ф.И.Ковалев в 1952 г. с отличием окончил Московский энергетический институт. Работал младшим, а затем старшим научным сотрудником в Энергетическом институте (ЭНИИ) имени Г.М.Крикуновского. В 1966 г. перешел на работу в ВЭИ имени В.И.Ленина, где работал до 1986 г. заведующим сектором, начальником отдела, заместителем директора по научной работе. С 1986 г. по 1992 г. Ф.И.Ковалев — начальник отдела Научно-технического института межотраслевой информации. С 1992 г. и по настоящее время Ф.И.Ковалев президент Ассоциации "Научно-промышленный консорциум "Интеллектуальная силовая электроника".

В 70-80-е годы Феликс Иванович был Главным конструктором преобразовательного оборудования для производств обогащения урана методом ультрацентрифугования и Главным конструктором агрегатов бесперебойного питания для атомной энергетики и промышленности.

Ф.И.Ковалев без отрыва от производства в 1960 г. защитил диссертацию на соискание степени кандидата технических



наук, а в 1983 г. — доктора технических наук. В 1988 г. ему присвоено звание профессора. В 1993 г. Ф.И.Ковалев избран действительным членом Российской Академии электroteхнических наук. С 1993 г. — он член Института инженеров электриков и электронщиков (IEEE).

Ф.И.Ковалев является одним из основателей и первым Президентом Ассоциации инженеров силовой электроники. Он председатель Совета учредителей журнала "Электротехника".

Сфера научных интересов Ф.И.Ковалева — силовая электроника. Он внес заметный вклад в становление и развитие силовой электроники как научно-технического направления. Ф.И.Ковалев является автором более 200 научных работ, в том числе семи

монографий. Основные работы, часть из которых пионерские, посвящены исследованием электромагнитных процессов в пеленговых электрических цепях с магнитными и полупроводниковыми элементами.

По инициативе Ф.И.Ковалева термин "силовая электроника" получил официальный статус и утвержден в качестве научной специальности.

Как научный работник Ф.И.Ковалев сформировался под руководством профессора Ю.Г.Толстого и академика В.М.Тучекевича.

Большое внимание Ф.И.Ковалев уделял подготовке научных и инженерных кадров. Среди его учеников видные специалисты — доктора и кандидаты наук, работающие не только в России, но и в странах СНГ.

В свой юбилей Феликс Иванович полон энергии и творческих сил. Совет учредителей, редакционная коллегия и редакция журнала "Электротехника" сердечно поздравляют Феликса Ивановича Ковалева с 70-летием со дня рождения и желают ему хорошего здоровья, счастья, дальнейших творческих успехов в научной и производственной деятельности на благо силовой электроники.

Редактор отдела О.В. Кунавина
Научный редактор Л.А. Романова
Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 05.10.98. Подписано в печать 12.11.98. Формат 60×88 1/8
Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 39

Макет выполнен и отпечатан в АООТ «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, к. 3

ВЛАДИМИР ВАСИЛЬЕВИЧ ЧИБИРКИН

(к 50-летию со дня рождения)

21 ноября 1998 г. исполнилось 50 лет со дня рождения Генерального директора ОАО «Электровыпрямитель» (г. Саранск), доктора электротехники, члена Совета Учредителей журнала «Электротехника» Владимира Васильевича Чибиркина.

В.В. Чибиркин закончил Мордовский Государственный университет в 1971 г. по специальности «Физика твердого тела». После службы в армии он с 1973 г. прошел путь от инженера-конструктора до Генерального директора на заводе «Электровыпрямитель».

Работая начальником отдела с 1982 по 1987 г. В.В. Чибиркин сплотил вокруг себя грамотный, творческий коллектив. В этот период вместе с ведущими научно-исследовательскими институтами страны отделом была создана отечественная технология легирования кремния методом его облучения на атомных станциях. Получение новых высококачественных марок кремния, основного материала полупроводникового производства, освободило отечественные заводы от импортозависимости и обеспечило новый подъем технического уровня выпускаемых приборов. В этот период В.В. Чибиркин получил 4 авторских свидетельства, опубликовал свыше 30 научных работ.

С 1987 г. В.В. Чибиркин — заместитель генерального директора по науке. В этой должности во всей полноте проявились его организаторские способности, инициатива и творчество, компетентность, реальное видение наиболее перспективных направлений развития полупроводникового производства. По его инициативе принимается решение о создании на заводе первой в стране новой научно-организационной формы эффективного ведения и внедрения в производство научно-исследовательских работ — научно-инженерного центра по силовым полупроводниковым приборам. В.В. Чибиркин назначается директором этого центра.



Под непосредственным руководством В.В. Чибиркина в короткие сроки была разработана целая серия мощных таблеточных тиристоров и лавинных диодов с уникальным сочетанием параметров, что позволило создать принципиально новые преобразовательные устройства высочайшего технического уровня для ведущих отраслей промышленности страны — электроэнергетики, металлургии, атомной энергетики, железнодорожного транспорта, добывающих отраслей промышленности. Преобразовательной техникой завода «Электровыпрямитель» оснащены линии электропередачи «Россия—Финляндия», весь тягово-подвижной состав Байкало-Амурской магистрали, Красноярский и Братский алюминиевые заводы и многие другие промышленные объекты страны.

В.В. Чибиркин явился инициатором развития и углубления экспортных поставок завода «Электровыпрямитель». Под его непосредственным руководством организовано долгосрочное и плодотворное сотрудничество со многими зарубежными фирмами — «Сименс», «Аисальдо», «Апса» и др. За короткий срок экспорт увеличился с 4 до 11% от общих объемов производства. Разработанные научно-инженерным центром приборы запатентованы в восьми странах мира: США, Англии, Японии, Германии, Франции, Швейцарии, Индии и Египте.

С апреля 1996 г. В.В. Чибиркин избран Генеральным директором ОАО «Электровыпрямитель».

В этой должности он прежде всего сосредоточил внимание администрации и технического руководства на выборе правильных приоритетных направлений дальнейшего развития предприятия. Одним из главных направлений было скорейшее создание целого ряда высокоэффективных энергосберегающих преобразователей для частотно-регулируемых электроприводов на новой элементной базе — IGBT силовых модулей, также в короткие сроки освоенных в серийном производстве.

В настоящее время заканчивается оформление документов на создание совместного предприятия с фирмой «Сименс» по производству силовых IGBT модулей в Саранске, составлен и профинансирован лицензионный договор с фирмой «Сименс» по выпуску сервисного преобразовательного оборудования для оснащения отечественного пассажирского подвижного железнодорожного состава.

Песмотря на тяжелейшую экономическую ситуацию и финансовый кризис в России руководимое им предприятие за последние два года увеличивает объемы производимой продукции, расширяет номенклатуру товаров народного потребления, сохраняя кадры и социальную базу акционерного общества.

Генеральный директор ОАО «Электровыпрямитель» В.В. Чибиркин является грамотным, всесторонне образованным, инициативным руководителем, способным решать самые сложные задачи с учетом оценки и анализа объективных внешних и внутренних факторов.

Редколлегия журнала «Электротехника», членом Совета Учредителей которого является В.В. Чибиркин, сердечно поздравляет Владимира Васильевича с юбилеем и желает ему отличного здоровья, дальнейших творческих успехов в научной и производственной деятельности, личного счастья.

Научно-технический журнал "Электротехника" более 60 лет активно способствует развитию электротехнической промышленности.

Публикуя теоретические статьи, освещающие существующие проблемы, и статьи по результатам исследований новых типов электротехнического оборудования, журнал дает возможность специалистам, занятым созданием и применением низковольтной аппаратуры, силовых полупроводниковых приборов, преобразовательных устройств, трансформаторов, высоковольтной техники, электрических машин, электроприводов и систем управления использовать новейшие достижения в своих разработках.

В современных условиях журнал приобретает все большее значение в сохранении старых и налаживании новых научно-технических и практических связей между производителями и потребителями электротехнического оборудования.

Публикуемая на страницах журнала реклама продукции, информация об условиях и сроках ее поставки, выпуск специальных номеров журнала по тематике и материалам (в том числе рекламным) заказчика, помогут Вам найти надежных партнеров как у нас в стране, так и за рубежом.

Посреднические услуги в организации рекламы, принятой журналом, оплачиваются — 10% от стоимости рекламы (в рублевом эквиваленте).

Журнал "Электротехника" распространяется по подписке — через АРЗИ (г.Москва) по объединенному каталогу Департамента почтовой связи Министерства связи Российской Федерации. Подписной индекс — 71111 (подписка на полугодие) и 88802 (подписка на весь год).

В редакции можно купить отдельные номера за нынешний и прошлые годы.

Журнал "Электротехника" переводится на английский язык и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" в полном объеме. Российское авторское общество (РАО) выплачивает гонорар авторам статей, опубликованных в журнале.

Справки по тел.: 203-35-33. Москва, Б.Бронная, 6а, комн. 110.

ПРИГЛАШАЕМ ВАС К АКТИВНОМУ СОТРУДНИЧЕСТВУ.

**БУДЕМ РАДЫ ВИДЕТЬ ВАС СРЕДИ АВТОРОВ И
ПОДПИСЧИКОВ ЖУРНАЛА.**

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru