

ISSN 0013-5860



**ЭЛЕКТРОТЕХНИКА**  
**3 2000**

**УЧРЕДИТЕЛИ**

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ  
 МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)  
 АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ»  
 (г. САРАНСК)  
 АОТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ  
 «ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)  
 АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)  
 АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)  
 АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ  
 ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)  
 АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАН-  
 НЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)  
 НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО»  
 (г. МОСКВА)  
 АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

**СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ**

ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В.,  
 МЕЩЕРЯКОВ В.М., ЩЕРБАКОВ В.Г.,  
 КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета),  
 ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛО-  
 ВАЦКИЙ А.В.

**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., НИКУЛИН А.А.,  
 РОЗАНОВ Ю.К., СЛЕЖАНОВС-  
 КИЙ О.В. (зам. главного редактора),  
 ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б.,  
 УСОВ Н.Н., ФИНКЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕН-  
 ЦЕВ С.Н.

Издатель: ЗАО "Знак"

103012, Москва, Б.Черкасский пер., 2/10

Адрес редакции:

123242, Москва,

Зоологическая ул., 11, комн. 213

Факс / телефон: 254-11-52

E-mail [elektrotechnika@mtu-net.ru](mailto:elektrotechnika@mtu-net.ru)

При перепечатке ссылка на журнал  
 «Электротехника» обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с  
 точкой зрения авторов статей.

За содержание рекламных материалов  
 редакция ответственности не несет.

**СОДЕРЖАНИЕ**

**ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ**

**Христинич Р.М.** Многофазные линейные индукционные машины при однофазном питании обмотки с электрически нейтральными фазными катушками ..... 1

**Кузьмич В.Д., Логинова Е.Ю.** Распределение температур в обмотках тягового электродвигателя постоянного тока локомотива в эксплуатации ..... 6

**Кузнецов В.А., Матвеев А.В.** К вопросу определения числа витков обмотки фазы вентильного индукторного двигателя ..... 10

**Бычков М.Г., Сусси Риах Самир.** Расчетные соотношения для определения главных размеров вентильно-индукторной машины ..... 15

**Смирнов Ю.В.** Электромагнитный вентильно-индукторный двигатель ..... 20

**Клементьев А.В., Олейников А.М.** Особенности электромагнитных процессов в бесконтактном совмещенном генераторе с периодически изменяющейся структурой обмотки ротора ..... 22

**Новожилов А.Н.** Моделирование токов замыкания элементарных проводников в секционированных обмотках ..... 25

**Гринягин В.М.** Анализ магнитной системы генератора с коммутацией магнитного потока ..... 28

**ИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ**

**Ваксер Н.М., Старовойтенков В.В., Ступина В.К.** Разработка методов увеличения жизнеспособности компаундов ..... 30

**Андреев А.М., Борисова М.Э., Журавлева Н.М., Иноземцев Н.Ю.** Изменение электрофизических характеристик пропитанной полипропиленовой пленки при термоэлектрическом воздействии ..... 34

**ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ**

**Рожков В.М.** Механизм и стадии развития электрического пробоя твердых диэлектриков ..... 37

**Нархинов В.П.** Определение эмиссионных способностей кольцевой газоразрядной плазмы в импульсном режиме ..... 41

**Бамбизов А.Г., Можаяев Н.С.** Приближенный расчет сопротивления растекания заземляющих устройств электроустановок ..... 42

**Кувалдин А.Б., Лепешкин А.Р.** Расчет режима скоростного индукционного нагрева цилиндрических заготовок с учетом ограничений по термическим напряжениям ..... 48

**Заев Н.Е.** Ферроэкссор — конвертор тепловой энергии в электрическую ..... 53

**Мессенжник Я.З., Прут Л.Я.** Математическое моделирование систем ремонта электроцентробежных нефтенасосов ..... 56

**ДИСКУССИЯ**

**Мирошник А.О.** О статье Бихмана Р.И. «Линейный электромагнитный движитель» ..... 60

**Бихман Р.И.** Ответ на замечания Мирошника А.О. .... 60

**Правила** оформления рукописи статей в журнале «Электротехника» ..... 62

## Многофазные линейные индукционные машины при однофазном питании обмотки с электрически нейтральными фазными катушками

ХРИСТИНИЧ Р.М., канд.техн.наук

Красноярский ГТУ

Отсутствие в линейных индукционных машинах (ЛИМ) прямого контакта между индуктором и рабочим телом предопределяет их широкое применение практически во всех отраслях промышленности: начиная от атомной энергетики и заканчивая металлургией и транспортом. В последнее время их доля в общем числе электрических машин неуклонно растет, что ведет к увеличению потребления ими электроэнергии, а это в свою очередь — к ужесточению требований по энергетическим показателям и способам управления.

В связи с этим, исследованию ЛИМ посвящено много работ. В большинстве из них рассматриваются двухфазные, трехфазные и многофазные ЛИМ традиционного исполнения [1—4]. Такие машины состоят из индуктора, в пазы магнитопровода которого уложена двухфазная, трехфазная или многофазная обмотка, катушки которой соединяются между собой по схеме «звезда» или «треугольник» и являются электрически связанными между собой. Питание таких машин осуществляется от многофазного источника напряжения.

Однако такие ЛИМ обладают относительно невысокой степенью надежности, так как пробой хотя бы одной из фазных катушек на корпус или возникновение короткого замыкания между фазами приводит к выходу из строя электрической машины в целом. Кроме того, наличие многофазной системы питания сопряжено со значительными техническими трудностями, например, при использовании ЛИМ на металлургических предприятиях, в транспортных средствах и особенно — в высокоскоростном наземном транспорте (ВСНТ).

Двухфазная ЛИМ при однофазном питании электрически нейтральных фазных катушек. В двухфазной ЛИМ образование магнитных потоков, получение их пространственного и временного сдвигов, а в целом — создание бегущего электромагнитного поля можно получить в электрически не связанных резонансных контурах обмотки [5]. Такая линейная индукционная машина (рис.1) состоит из разомкнутых магнитопроводов 1 с катушками 2 и 3. Катушки 2 соединены последовательно с конденсаторами 4 и обра-

зуют замкнутый резонансный контур, а катушки 3 последовательно с конденсаторами 5 образуют разомкнутый резонансный контур, подключенный к источнику однофазного напряжения. Катушки 2 и 3 включены между собой так, что в цепи обмотки возникает резонанс напряжения в индуктивно связанных контурах. Между магнитопроводами расположено электропроводное рабочее тело 6.

Рассмотрим электрическую цепь (рис.2), которая характеризует обмотку представленной двухфазной ЛИМ. Пусть в цепи

$$R_1 = R_2 = R; \quad \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} = X,$$

где  $R$ ,  $X$  — активное и реактивное сопротивление контуров, Ом;  $\omega$  — циклическая частота,  $\text{с}^{-1}$ ;  $L_1$ ,  $L_2$  — индуктивности фазных катушек первого и второго контуров, Гн;  $C_1$ ,  $C_2$  — резонансные емкости первого и второго контуров, Ф.

Тогда режим работы цепи можно описать уравнениями

$$(R + jX)\dot{I}_1 - j\omega M\dot{I}_2 = \dot{U}; \quad (1)$$

$$(R + jX)\dot{I}_2 - j\omega M\dot{I}_1 = 0. \quad (2)$$

Здесь  $M$  — взаимоиндуктивность между фазными катушками, Гн;  $\dot{I}_1$ ,  $\dot{I}_2$  — токи в первом и втором контурах, А;  $\dot{U}$  — напряжение питающей сети, В.

При резонансной частоте  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  реактивное сопротивление каждого контура  $X = 0$ , а в цепи возникает «полный резонанс». Решив уравнения (1), (2) относительно тока  $\dot{I}_1$ , получим:

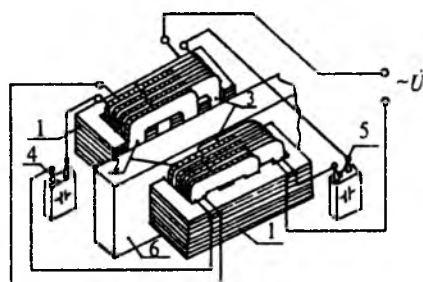


Рис.1. Двухфазная ЛИМ с электрически нейтральными фазными катушками

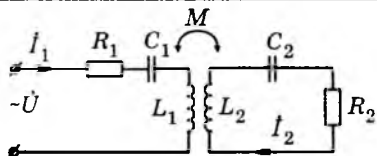


Рис.2. Схема электрической цепи двухфазной ЛИМ

$$I_{1p} = \frac{R\dot{U}}{(R^2 + \omega_0^2 M^2)} \quad (3)$$

Из уравнения (3) видно, что ток  $I_{1p}$  в первом контуре совпадает по фазе с напряжением  $\dot{U}$  и цепь настроена в резонанс. Ток  $I_2$  во втором контуре, замкнутом на себя, при резонансной частоте  $\omega_0$  определяется выражением

$$I_{2p} = \frac{j\omega_0 M \dot{U}}{(R^2 + \omega_0^2 M^2)} = \frac{j\omega_0 M I_1}{R} \quad (4)$$

При любой другой частоте  $\omega$ , отличной от резонансной частоты, имеем

$$I_2 = \frac{j\omega M \dot{U}}{(R + jX)^2 + (\omega M)^2} \quad (5)$$

Разделив (5) на (4), получим:

$$\frac{I_2}{I_{2p}} = \omega \frac{R^2 + \omega_0^2 M^2}{(R + jX)^2 + \omega^2 M^2} = \omega_* \frac{1 + (kQ)^2}{(1 + j\xi)^2 + (kQ)^2},$$

где

$$\frac{\omega_0 M}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} \frac{M}{L} = Qk.$$

Здесь  $\omega_*$  — относительная частота;  $Q$  — добротность каждого из контуров;  $k = M/\sqrt{L_1 L_2} = M/L$  — коэффициент связи;  $\xi = X/R = Q(\omega - 1/\omega_*)$  — обобщенная расстройка. При питании ЛИМ напряжением с фиксированной частотой  $f = 50$  Гц и  $\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 50 = 314 \text{ с}^{-1}$  можно принять  $\omega/\omega_0 = 1$ .

Анализируя выражения (3)–(5), видим, что токи  $I_1$  и  $I_2$  равны при условии  $R = \omega M$ , а максимальные значения они будут принимать при  $U/2R$ . При наличии резонанса в контурах обмотки машины ток  $I_1$  совпадает по фазе с напряжением  $\dot{U}$ , а ток  $I_2$  будет опережать ток  $I_1$  и напряжение  $\dot{U}$  на  $90^\circ$ .

Представленная двухфазная ЛИМ успешно применяется для перекачивания и дозирования электропроводных расплавов, в том числе расплавленных высокотемпературных металлов. Однако применение двухфазной ЛИМ, например, для ВСНТ является мало эффективным. Поэтому создание многофазной ЛИМ на том же принципе является достаточно перспективным.

**Многофазная ЛИМ при однофазном питании.**

Предлагаемая к рассмотрению многофазная линей-

ная индукционная машина показана на рис.3. Она состоит из магнитопровода 1 с катушками нижнего ряда 2 и катушками верхнего ряда 3, обладающими индуктивным  $X_L$  и активным  $R$  сопротивлениями и образующими обмотку 4. К катушкам 2 и 3 последовательно подключены конденсаторы 5 с емкостным сопротивлением  $X_C$ . Одна из катушек 2 или 3 подключается к источнику однофазного напряжения. С активной стороны магнитопровода 1 располагается электропроводное рабочее тело 6. ЛИМ может быть выполнена как в одностороннем, так и в двустороннем вариантах, в зависимости от технических требований.

Многофазное бегущее электромагнитное поле в такой ЛИМ создается посредством пространственного смещения и изменения значения и фазового сдвига магнитных потоков соседних катушек. Пространственное смещение магнитных потоков достигается смещением катушек соседних контуров относительно друг друга в диапазоне, например,  $\pm(0,5, \dots, 0,2)l$ , где  $l$  — активная длина катушек. Фазовый сдвиг соседних магнитных потоков и их значение регулируют путем изменения активного собственного и внесенных в контуры катушек активного и емкостного сопротивлений, при условии полного или частичного резонанса напряжения в соседних магнитосвязанных контурах обмотки. Последние являются электрически изолированными друг от друга, а передача энергии происходит в них посредством магнитной связи [6]. При этом фазовый сдвиг  $\varphi$  соседних магнитных потоков может изменяться в пределах  $0 < \varphi \leq 360/(N \cdot 2)$ , где  $N \geq 2$  — число фаз машины, а их абсолютное значение может быть одинаковым или разным.

**Расчет токов в многофазной ЛИМ с электрически нейтральными контурами обмотки.** Рассмотрим электрическую цепь, также представленную на рис.3, которая характеризует обмотку многофазной ЛИМ. На схеме приняты следующие обозначения:  $X_L$  — индуктивное сопротивление фазных катушек контуров;  $X_C$  — внесенная емкость в контуры;  $R$  — сумма собственного и внесенного активных сопротивлений контуров.

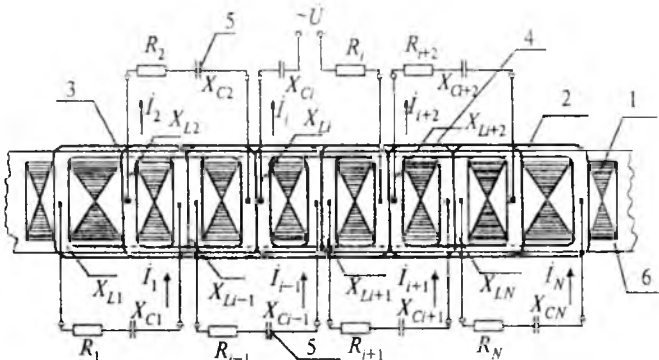


Рис.3. Многофазная ЛИМ с однофазным питанием

Используя метод пропорциональных величин, определим распределение токов в электрически нейтральных контурах обмотки. При произвольном расположении контура обмотки, подключенного к источнику напряжения, составим систему уравнений по законам Кирхгофа для левой части схемы

$$\dot{I}_1 \underline{Z}_1 - \dot{I}_2 jX_{M1,2} = 0; \quad (6)$$

$$\dot{I}_2 \underline{Z}_2 - \dot{I}_1 jX_{M2,1} - \dot{I}_3 jX_{M2,3} = 0 \quad (7)$$

и для  $i$ -го контура

$$\dot{I}_{i-1} \underline{Z}_{i-1} - \dot{I}_{i-2} jX_M - \dot{I}_i jX_M = 0.$$

Составив аналогичные уравнения для правой части схемы, для  $N$ -го контура получим:

$$\dot{I}_N \underline{Z}_N - \dot{I}_{N-1} jX_M = 0;$$

для  $i+1$ -го контура

$$\dot{I}_{i+1} \underline{Z}_{i+1} - \dot{I}_{i+2} jX_M - \dot{I}_i jX_M = 0.$$

Окончательно для  $i$ -го контура

$$\dot{I}_i \underline{Z}_i - \dot{I}_{i-1} jX_M - \dot{I}_{i+1} jX_M = \dot{U}. \quad (8)$$

Здесь  $\underline{Z}_i = R_i + 2jX_{Li} - jX_{Ci}$  — комплексное сопротивление контура;  $X_{M1,2} = X_{M2,1} = X_M$  — сопротивление взаимной индуктивности между соседними независимыми контурами обмотки.

Положим, что

$$\dot{I}_1 = \dot{I}'_1 k_1,$$

где  $k_1$  — комплексный коэффициент пропорциональности;  $\dot{I}'_1$  — произвольное значение тока в 1-м контуре, например

$$\dot{I}'_1 = 1 + j1.$$

Из (6)

$$\dot{I}'_2 = \dot{I}'_1 \frac{\underline{Z}_1}{jX_M},$$

а из (7)

$$\dot{I}'_3 = \dot{I}'_2 \frac{\underline{Z}_2}{jX_M} - \dot{I}'_1.$$

Тогда ток  $i$ -го контура

$$\dot{I}'_i = \dot{I}'_{i-1} \frac{\underline{Z}_{i-1}}{jX_M} - \dot{I}'_{i-2}. \quad (9)$$

Составим аналогичный математический алгоритм для определения токов в контурах правой стороны расчетной схемы обмотки, представленной на рис.3, используя коэффициент пропорциональности  $k_2$ . Пусть

$$\dot{I}_N = \dot{I}'_N k_2; \quad \dot{I}'_{N-1} = \dot{I}'_N \frac{\underline{Z}_N}{jX_M}.$$

Тогда,

$$\dot{I}'_{i+1} = \dot{I}'_{i+1} \frac{\underline{Z}_{i+1}}{jX_M} - \dot{I}'_{i+2}. \quad (10)$$

Умножим (9) на  $k_1$ , а (10) на  $k_2$ , приравняем выражения и получим:

$$k_1 \left( \dot{I}'_{i-1} \frac{\underline{Z}_{i-1}}{jX_M} - \dot{I}'_{i-2} \right) = k_2 \left( \dot{I}'_{i+1} \frac{\underline{Z}_{i+1}}{jX_M} - \dot{I}'_{i+2} \right). \quad (11)$$

Из (11)

$$k_1 = k_2 \frac{\dot{I}'_{i+1} \frac{\underline{Z}_{i+1}}{jX_M} - \dot{I}'_{i+2}}{\dot{I}'_{i-1} \frac{\underline{Z}_{i-1}}{jX_M} - \dot{I}'_{i-2}} = k_2 \underline{A}. \quad (12)$$

Перепишем выражение (8) в виде

$$\dot{I}'_i k_1 \underline{Z}_i - \dot{I}'_{i-1} k_1 jX_M - \dot{I}'_{i+1} k_2 jX_M = \dot{U}. \quad (13)$$

Подставив (12) в (13), получим:

$$\dot{I}'_i k_2 \underline{A} \underline{Z}_i - \dot{I}'_{i-1} k_2 \underline{A} jX_M - \dot{I}'_{i+1} k_2 jX_M = \dot{U}. \quad (14)$$

Из (14) определим коэффициент пропорциональности

$$k_2 = \frac{\dot{U}}{\dot{I}'_i \underline{A} \underline{Z}_i - \dot{I}'_{i-1} \underline{A} jX_M - \dot{I}'_{i+1} jX_M}, \quad (15)$$

а из (12), подставив в него (15), выразим коэффициент

$$k_1 = k_2 \underline{A} \frac{\dot{U} \left( \dot{I}'_{i+1} \frac{\underline{Z}_{i+1}}{jX_M} - \dot{I}'_{i+2} \right)}{\left( \dot{I}'_i \underline{A} \underline{Z}_i - \dot{I}'_{i-1} \underline{A} jX_M - \dot{I}'_{i+1} jX_M \right) \left( \dot{I}'_{i-1} \frac{\underline{Z}_{i-1}}{jX_M} - \dot{I}'_{i-2} \right)}. \quad (16)$$

Проведя уточняющий расчет, с учетом полученного значения  $k_1$  из (16) определим истинные значения токов:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}'_1 k_1; \quad \dot{I}_2 = \dot{I}'_2 k_1; \dots; \dot{I}_i = \dot{I}'_i k_1.$$

Применив аналогичный алгоритм с учетом коэффициента  $k_2$  для определения токов в контурах правой части схемы рис.3, получим

$$\dot{I}_N = \dot{I}'_N k_2; \quad \dot{I}_{N-1} = \dot{I}'_{N-1} k_2; \dots; \dot{I}_{i+1} = \dot{I}'_{i+1} k_2.$$

Задавшись напряжением питания  $\dot{U}$  и реализовав приведенный алгоритм расчета токов, получим их распределение в контурах обмотки многофазной ЛИМ, представленное на рис.4. Как видно из рис.4, при подключении первого контура многофазной обмотки ЛИМ к однофазному напряжению  $\dot{U} = 220$  В, во всех контурах десятифазной машины возникают электрические токи, опережающие друг друга на  $90^\circ$ . Однако значения токов снижаются за пределы рабочего диапазона уже в 6 — 7-м контурах и далее. При значительной протяженности ЛИМ, особенно при использовании в транспортных средствах, наблюдается значительное уменьшение абсолютного значения токов в контурах, удаленных от контура, подключенного к источнику питания даже при высоком коэффициенте магнитной связи между катушками контуров. Эта особенность ограничивает длину многофазной ЛИМ и сужает области ее применения.

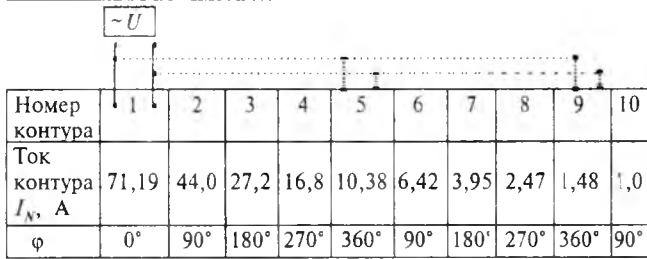


Рис.4. Распределение токов в контурах обмотки многофазной ЛИМ

Проанализировав фазовые сдвиги токов в контурах обмотки, можно сделать вывод, что при текущих параметрах обмотки абсолютные значения фазовых сдвигов токов в контурах повторяются через 360°. Тогда количество контуров, через которые повторяются фазовые сдвиги токов в них, в нашем случае согласно рис.4, определяется соотношением 360/90, где 90° — угол сдвига фаз между токами соседних контуров.

В общем случае, для определения контуров, которые следует подключить к источнику питания, необходимо использовать соотношение  $\pm(360/\varphi)$ , где  $\varphi$  — угол сдвига фаз между токами в соседних контурах. Применяв данное соотношение для ЛИМ с фазовым сдвигом  $\varphi = 90^\circ$  между токами в соседних контурах, определим, что к источнику следует подключить контуры 1, 5, 9 и т.д.; с фазовым сдвигом  $\varphi = 60^\circ$  — контуры 1, 7, 13 и т.д. Подключив последовательно или параллельно эти контуры к источнику однофазного напряжения, получим токи в них, близкие по абсолютному значению и одинаковые по фазе. Это позволяет повысить эффективность работы электрической машины независимо от ее длины, улучшить энергетические и тяговые характеристики.

Выбор контуров для подключения не обязательно начинать с первого контура. Можно выбрать произвольный контур и, используя предложенное соотношение, определить остальные контуры, которые следует подключить к источнику напряжения.

**Экспериментальные исследования ЛИМ с однофазным питанием.** Экспериментальные исследования ЛИМ с электрически нейтральными фазными катушками при однофазном питании проводились на базе двухфазной ЛИМ, работающей в качестве опытного образца электромагнитного дозатора, изготовленного в масштабе 1:1. Данные электромагнитного дозатора следующие: сечение жидкометаллического рабочего тела 20×80 мм<sup>2</sup>; размеры сердечников магнитопровода: ширина 80 мм, длина 420 мм; каждая фазная катушка обмотки состоит из 7 секций, включенных последовательно согласно; общее число витков обмотки по фазам  $w_1 = w_2 = 140$ .

Индуктивности катушек обмотки значительно зависят от расстояния между сердечниками индуктора, которое определяется толщиной рабочего тела и воздушным зазором. С учетом этого в процессе эксперимента за базовый вариант принят зазор между сердечниками 60 мм. При этом измеренные индуктивности фазных катушек равны:  $L_1 = L_2 = 0,0478$  Гн; коэффициент индуктивной связи между фазными катушками  $k = M/\sqrt{L_1 L_2} = M/L = 0,267$ . Активные сопротивления катушек одинаковые  $r_1 = r_2 = 0,6$  Ом. При частоте  $f = 50$  Гц индуктивные сопротивления катушек эквивалентны  $X_{L1} = X_{L2} = 2\pi \cdot 50 \cdot 0,0478 = 15$  Ом; сопротивление взаимной индуктивности между катушками  $X_M = kX_L = 4$  Ом. Необходимая емкость конденсаторов для получения резонансных режимов в контурах определяется из соотношений  $X_{L1} = X_{C1}$ ;  $X_{L2} = X_{C2}$  или

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{\omega X_L} = \frac{10^6}{314 \cdot 15} = 212 \text{ мкФ.}$$

Из условия равенства активных сопротивлений контуров сопротивлению взаимной индуктивности  $R_1 = R_2 = \omega M$  определим сопротивление добавочного резистора  $R_d = X_M - r_2 = 4 - 0,6 = 3,4$  Ом.

При представленных значениях  $X_M$  и  $R_d$  токи  $I_1$  и  $I_2$  будут равны по значению, а их фазы будут сдвинуты на 90°.

Установка позволяет исследовать электромагнитные характеристики ЛИМ при скорости рабочего тела (жидкого металла) равной нулю. Тяговое усилие машины будет пропорционально давлению столба металла

$$D = \frac{(h_1 - h_2)\sigma}{10},$$

где  $h_1$  и  $h_2$  — верхнее и нижнее положения уровня металла в канале;  $\sigma$  — удельный вес жидкого металла.

На рис.5 представлена зависимость  $\Delta h = h_1 - h_2$  от линейной токовой нагрузки индуктора  $J$ . При установленных параметрах машины токи в фазах при всех значениях напряжения, которое изменялось регулятором напряжения, равны и сдвинуты относительно друг друга по фазе на 90°.

На рис.6 приведены зависимости токов  $I_1 = I_2 = I$  в контурах индуктора и фазы тока  $I_1$  от емкости конденсаторов в первом контуре при  $C_2 = 210$  мкФ и других неизменных параметрах. Значение  $C_1 = C_0 = 210$  мкФ соответствует резонансной емкости, при этом токи в фазах имеют максимальные значения. Уменьшение или увеличение  $C_1$  относительно  $C_0$  приводит к уменьшению токов в фазах и снижению тягового усилия ЛИМ. Изменение  $C_1$  также связано с изменением характера потребляемой ЛИМ реактивной мощности из сети. При  $C_1 < C_0$  потребляемая из сети ре-

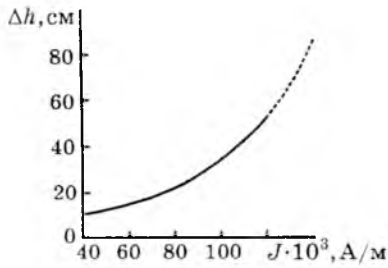


Рис.5. Зависимость  $\Delta h$  от линейной токовой нагрузки ЛИМ:

— — эксперимент; - - - - предполагаемая зависимость

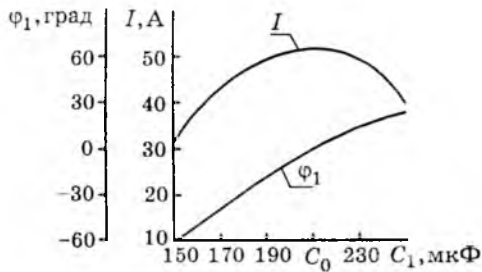


Рис.6. Характер изменения токов  $I_1 = I_2 = I$  и фазы тока  $I_1$  при изменении  $C_1$

активная мощность имеет емкостной, а при  $C_1 > C_0$  — индуктивный характер.

Токи  $I_1$ ,  $I_2$  и фазовый сдвиг между ними зависят от сопротивления добавочного резистора  $R_d$  (рис.7). При изменении  $0 \leq R_d \leq 6$  Ом ток  $I_2$  уменьшается с 65 до 48 А, а так  $I_1$  увеличивается с 9 до 80 А. Во всем диапазоне изменения  $R_d$  угол разности фаз токов остается равным  $\varphi_{12} = 90^\circ$ .

Учитывая, что подобные ЛИМ с предложенной схемой соединения катушек обмотки при однофазном питании могут применяться не только в качестве электромагнитных перемешивающих, дозирующих или перекачивающих устройств, работающих преимущественно на частоте  $f = 50$  Гц, но и в качестве исполнительных механизмов в системах электроприводов с частотным регулированием, проведены исследования изменения токов и их фазового сдвига от частоты питающего напряжения. Зависимости токов  $I_1$ ,  $I_2$  и  $\varphi_{12}$  от частоты питающего напряжения представлены на рис.8. Другие параметры ЛИМ при измерении:  $U = 220$  В,  $L_1 = L_2 = \text{const}$ ,  $C_1 = C_2 = \text{const}$ ,

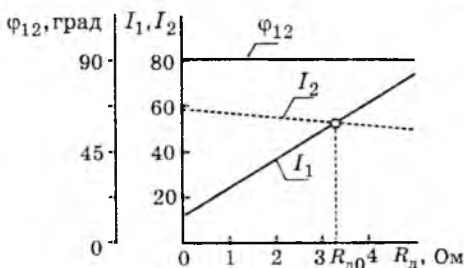


Рис.7. Изменение токов в контурах обмотки и сдвига фаз между ними от сопротивления добавочного резистора

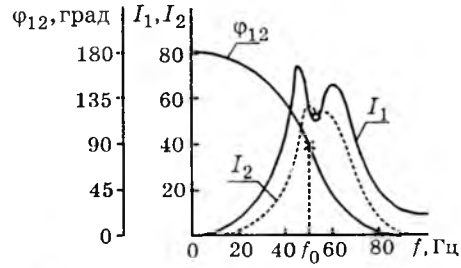


Рис.8. Характеристики ЛИМ при изменении частоты питающего напряжения

$R_d = 3,4$  Ом. Характер этих кривых во многом определяется добротностью контуров, равной кратности превышения напряжения на зажимах индуктивного и емкостного сопротивлений над напряжением всей цепи. При резонансной частоте  $\omega = \omega_0$  имеем  $I_1 = I_2$  и  $\varphi_{12} = 90^\circ$ . Отклонение частоты влево или вправо от  $\omega_0$  приводит к резкому возрастанию токов в фазах с последующим их снижением и к отклонению угла  $\varphi_{12}$  от  $90^\circ$ .

### Выводы

1. Предложенная схема включения индуктивно связанных катушек обмотки ЛИМ позволяет легко и многопрофильно изменять токи в обмотке и угол разности их фаз путем изменения: значений входного напряжения, емкостей  $C_1$ ,  $C_2$ , ...,  $C_N$ , добавочного сопротивления  $R_d$ , взаимоиндуктивности  $M$  между фазными катушками.

2. Использование резонансных контуров ЛИМ, развязанных электрически, позволяет использовать однофазное питание, что значительно повышает ее надежность по сравнению с многофазным питанием, поскольку пробой в одном резонансном контуре не приводит к междуфазному КЗ; пробой на корпус в любом из контуров исключает попадание под напряжение обслуживающего персонала.

3. Так как входное реактивное сопротивление обмотки ЛИМ при номинальном режиме работы (при «полном резонансе») равно нулю, то коэффициент мощности  $\cos \varphi = 1$ , а полная мощность, потребляемая из сети, имеет чисто активный характер, что характеризует наиболее экономичный режим работы линейных индукционных машин.

### Список литературы

1. Вольдек А.И. Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. Л.: Энергия, 1970.
2. Ямамура С. Теория линейных асинхронных двигателей. Л.: Энергоатомиздат, 1983.
3. Сарпулов Ф.Н., Веселовский О.Н., Коняев А.Ю. Линейные асинхронные двигатели. М.: Энергоатомиздат, 1991.
4. Расчетно-теоретические исследования тяговых ЛАЭД для низкоскоростных транспортных систем/А.П.Епифанов, В.И.Бочаров, А.М.Лебедев, И.И.Талья//Изв. вузов. Электромеханика. 1988. № 1. С.22—28.
5. Пат. 2069443 РФ. Линейная индукционная машина/В.Н.Тимофеев, Р.М.Христинич, С.А.Бояков, А.А.Темеров//Открытия. Изобретения. 1996. № 32.
6. Основы теории цепей: Учебник для вузов/Г.В.Зевеке, П.А.Ионкин, А.В.Нетушил, С.В.Страхов. М.: Энергоатомиздат, 1989.

# Распределение температур в обмотках тягового электродвигателя постоянного тока локомотива в эксплуатации

КУЗЬМИЧ В.Д., доктор.техн.наук, ЛОГИНОВА Е.Ю., канд.техн.наук

МИИТ

*Представлены результаты моделирования процессов распределения температур в обмотках тягового электродвигателя тепловоза при его движении на реальном участке профиля с пассажирским составом. Показано, что на протяжении всего процесса движения лимитирующими по нагреву являются лобовые части обмотки якоря со стороны привода. При создании автоматических систем регулирования температуры обмоток тяговых электродвигателей с целью обеспечения их заданного ресурса в качестве основной регулируемой величины целесообразно использовать температуру нижней полусекции лобовой части обмотки якоря.*

Проблема реального расчета и анализа теплового состояния электрических машин и разработки экономичных систем их охлаждения, особенно, для работающих в переменных режимах, всегда была актуальной.

В отличие от промышленных машин и машин подвижного состава городского и пригородного электрического транспорта, режим эксплуатации которых можно считать циклическим (повторно-кратковременным), тяговые электрические машины поездных локомотивов железнодорожного транспорта работают в переменных режимах, распределение которых зависит от конкретных условий.

В соответствии с ныне действующими в системе МПС правилами [1] расчеты нагревания тягового электрооборудования проводятся по известному уравнению нагревания условно однородного тела с учетом переменных значений двух параметров: установившихся превышений средних значений температур и постоянных времени нагревания обмоток. Зависимости этих параметров от силы тока определены расчетно-экспериментальным путем для нормальной температуры наружного воздуха  $t_{н.в}$  и номинальных значений мощности машины и расхода охлаждающего воздуха.

Наиболее тяжелые режимы работы на локомотивах имеют тяговые электродвигатели (ТЭД). Поэтому тепловые расчеты ТЭД локомотивов выполняются для каждого конкретного участка железной дороги с учетом реальных условий эксплуатации по нагрузке (массе состава), режиму движения (силе тяги поезда и скорости движения), а также климатическим условиям.

Для возможности приведения получаемых значений расчетных превышений температур обмоток ТЭД к реальным условиям эксплуатации для положительного диапазона температур наружного воздуха используются коэффициенты приведения превышения температуры обмоток тяговых электрических машин [1]. Для тепловозов используются

и коэффициенты, учитывающие поправки на режим работы: частичное охлаждение электрооборудования на промежуточных позициях рукоятки контроллера машиниста.

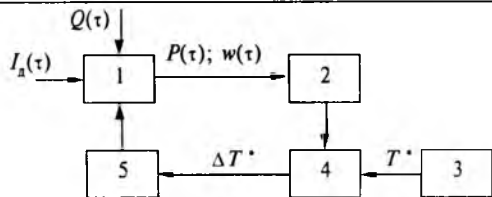
Однако, данные в [1] значения коэффициентов приведения охватывают лишь половину возможного диапазона изменения температуры наружного воздуха  $t_{н.в}$  и не позволяют полностью учесть различные режимы работы ТЭД (при одном значении силы тока ТЭД  $I_d$  частота вращения якоря  $n_d$  может изменяться в широких пределах, что определяет теплоотвод от многих его поверхностей), а главное, неравномерность распределения температур в его обмотках, которая оказывает существенное влияние на ресурс машины в целом [2].

Учет всех факторов, определяющих тепловое состояние ТЭД, становится особенно актуальным при оборудовании их автоматическими системами регулирования температуры обмоток. Создание таких систем для локомотивов, имеющих целью, как продление срока службы изоляции, так и энергосбережение (снижение затрат мощности на охлаждение), позволяющее повысить КПД локомотива, интенсивно идет как в России, так и за рубежом.

К настоящему времени разработано множество алгоритмов работы регуляторов температуры обмоток ТЭД.

Например, на итальянском электровозе ВВ342 изменение расхода воздуха на охлаждение ТЭД осуществляется в зависимости от температуры его остова, по значению которой оценивается тепловое состояние обмоток.

В результате совместной работы НИИЭлектровозостроения (г. Новочеркасск) и ВНИИЖТ на некоторых сериях электровозов переменного тока был внедрен регулятор температуры обмоток ТЭД, обеспечивающий ступенчатое изменение расхода охлаждающего воздуха в зависимости от  $I_d$  [3].



**Рис.1.** Принципиальная схема тепловой модели системы регулирования тягового электрооборудования электровоза:

1 — объект регулирования; 2 — чувствительный элемент; 3 — задающий элемент; 4 — распределительный элемент; 5 — исполнительный элемент

Специалистами ВНИИЖТ была разработана универсальная система регулирования температуры тягового электрооборудования, где в качестве измерительно-исполнительного устройства используется тепловая модель, базирующаяся на тех же принципах проведения тепловых расчетов ТЭД по ПТР (рис.1) [4].

В результате статистической обработки экспериментального материала разработчиками системы получены универсальные характеристики нагревания, в частности, ТЭД, определяемые потоком теплоты  $P(\tau)$  и интенсивностью теплопередачи к охлаждающему воздуху  $w(\tau)$  как функциями от времени  $\tau$ , зависящими соответственно от  $I_d(\tau)$  и расхода охлаждающего воздуха  $Q(\tau)$  ТЭД — объекта регулирования. Блоки 2, 3, 4 функционально представляют собой терморегулятор. Задающий блок обеспечивает уставку температуры объекта  $T^*$ . Терморегулятор воздействует на исполнительный механизм, который по сигналу рассогласования заданной и расчетной температур  $\Delta T^*$  управляет приводом вентилятора охлаждения ТЭД.

Таким образом, все рассмотренные системы используют косвенный способ регулирования температур обмоток ТЭД, что в принципе не может обеспечить требуемую точность поддержания значений их температур в широком диапазоне изменений режимов работы. Тот факт, что все обмотки ТЭД в процессе эксплуатации нагреваются крайне неравномерно в различных частях, не учитывается вовсе.

Например, из опыта и расчетных исследований известно, что практически при всех режимах работы локомотива лобовая часть обмотки якоря ТЭД со стороны, противоположной коллектору, нагревается значительно сильнее, чем в пазовой ее части. Разница температур этих частей обмотки на некоторых режимах работы может достигать  $100^\circ\text{C}$  [5]. Полюсные катушки, наоборот, интенсивнее всего нагреваются в области межполюсного окна. При этом еще имеет место градиент температуры обмоток вдоль радиальной оси двигателя.

Поэтому прежде чем ставить задачи прогнозирования ресурса ТЭД и создания автоматических

систем регулирования температуры его обмоток, необходимо определить распределение температур их различных частей в реальных условиях эксплуатации, выявить лимитирующие по нагреванию узлы, установить какие-либо закономерности влияния возмущающих и регулирующих воздействий на температуру наиболее теплонапряженной части обмотки, или даже, если это окажется целесообразным, нескольких обмоток. Все это позволит наиболее достоверно оценить возможный ресурс ТЭД и выбрать рациональный закон регулирования.

В настоящее время появилась возможность моделирования динамических температурных полей сложных электромеханических систем с использованием средств вычислительной техники с хорошей для технических расчетов точностью, в частности ТЭД [5,6].

Это позволило создать модель для расчета нестационарного поля температур в ТЭД при работе его в энергетической цепи локомотива.

При создании модели использовалась теория расчета нестационарного теплообмена в системе связанных тел [5,7,8], в основе которой лежит теория нагрева однородного тела, к которому приводится элементарный узел машины, имеющего связи посредством теплопроводности со смежными телами и конвективные связи с теплоносителем.

При расчете нестационарных температурных полей электрических машин в исследовательских целях количество узлов, на которые разбивается машина, может выбираться практически любым. Однако узлы, должны выбираться таким образом, чтобы в границах одного узла критерий Био, характеризующий теплопередачу в  $i$ -м узле, оставался постоянным:  $Bi_i = \frac{b_i \alpha_i}{\lambda_i}$ , где  $\alpha_i$  — коэффициент теплоотдачи с поверхности узла, перпендикулярной соответствующему направлению температурного поля;  $b_i$  — размер узла;  $\lambda_i$  — теплопроводность узла в соответствующем направлении температурного поля. Очевидно, что соблюдение этого условия определит минимальное число узлов, на которое необходимо «разбить» ТЭД для исследования его температурного поля.

Общий вид уравнения, описывающего изменение во времени  $\tau$  температуры  $i$ -го узла ( $1 \leq i \leq k$ ) машины, состоящей из  $k$  элементов, и имеющего  $l$  конвективных связей ( $1 \leq l \leq n$ ) и  $j$  связей путем теплопроводности со смежными узлами ( $1 \leq j \leq r$ ), принимает вид:

$$\frac{dT_i}{d\tau} = \sum_{l=1}^n \alpha_{il}(T_l, T_i)(T_l - T_i) + \sum_{j=1}^{r+1} W_{ij}(T_i, T_j),$$

где  $\alpha_{il}(T_l, T_i) = \Lambda_{il}(T_l, T_i) / C_i(T_i)$ ,  $W_{ij}(T_i, T_j) = P_{ij}(T_i, T_j) / C_i(T_i)$  — параметры адиабатического нагрева  $i$ -го узла, за счет теплопередачи к теплоносителю и теплообмена со смежными узлами машины;  $\Lambda_{il}(T_l, T_i)$  — коэффициенты матрицы теплопередач от  $i$ -го

узла к теплоносителю и тепловых излучений;  $P_i(T_i, T_c)$  — тепловые потоки  $i$ -го узла;  $C_i(T_i)$  — приведенная теплоемкость  $i$ -го узла.

Таким образом, тепловая модель двигателя как нелинейного теплового объекта, тепловые потери и коэффициенты теплопередачи которого определяются температурами его элементарных узлов, представляет собой систему неоднородных нелинейных дифференциальных уравнений, порядок которой определяется числом узлов, нагревание которых нужно контролировать.

С использованием представленной модели, реализованной в интегрированной среде Borland C++5 (что делает практически неограниченными возможности для исследования нестационарных тепловых процессов в двигателе в эксплуатации), в качестве примера были рассчитаны изменения температур различных частей ТЭД ЭД118 номинальной мощности 305 кВт, имеющего изоляцию класса F и работающего в энергетической цепи тепловоза 2ТЭ116, при движении локомотива с пассажирским составом 1000 т на конкретном участке Октябрьской железной дороги при  $t_{н.в} = 24^\circ\text{C}$  (рис.2).

Исходными данными для расчета являлись параметры режимной карты пассажирского движения по участку: характеристика профиля пути — уклоны на его элементах, и установленные тяговыми расчетами значения скоростей.

Так как тепловая инерционность ТЭД достаточно велика, а элементы профиля имеют небольшую протяженность и время движения по ним составляет 1—5 мин, мгновенные скорости были заменены равновесными скоростями движения на участках. Расчет выполнялся при начальных условиях, соответствующих значениям температур обмоток холодной машины.

Результаты расчета нагревания обмоток ТЭД показали (рис.3—5), что при движении локомотива со скоростями пассажирского движения, т.е. при небольших токах и высокой частоте вращения якоря, определяющей теплоотдачу с его поверхностей, наиболее высокую температуру имеет обмотка якоря. Причем температура лобовой части со стороны привода нижней полусекции на протяжении всего режима движения на  $20\text{--}25^\circ\text{C}$  превышает среднюю температуру обмотки. В пазовой и лобовой со стороны коллектора частях обмотки имеет температуру, близкую к средней.

Результаты расчета средней температуры обмотки якоря хорошо согласуются с экспериментальными значениями, приведенными в [1]. Экспериментально определенные установившиеся значения превышения температуры обмотки якоря при соответствующих токах нагрузки и номинальном охлаждении ТЭД составляют  $90\text{--}100^\circ\text{C}$ .

Обмотки главного полюса нагреваются более равномерно, чем обмотки якоря (рис.4); локальные значения температуры их катушек не превышают  $60^\circ\text{C}$ .

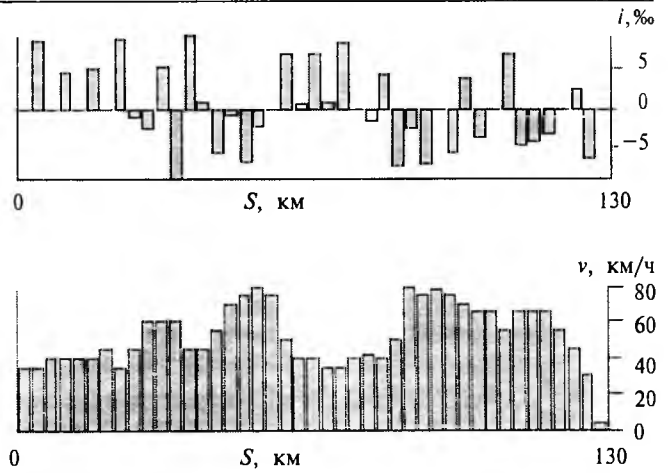


Рис.2. Параметры режимной карты пассажирского движения по участку:

$i$  — уклон профиля, ‰;  $v$  — скорость движения по участкам соответствующего профиля

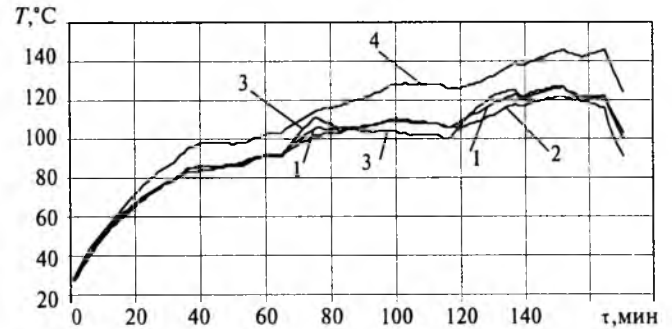


Рис.3. Изменение температур обмотки якоря ЭД118 при  $t_{н.в} = 24^\circ\text{C}$ :

1 — среднее значение температуры обмотки; 2, 3, 4 — соответственно температуры нижней полусекции обмотки в лобовой части со стороны коллектора, в пазовой части и лобовой части со стороны привода

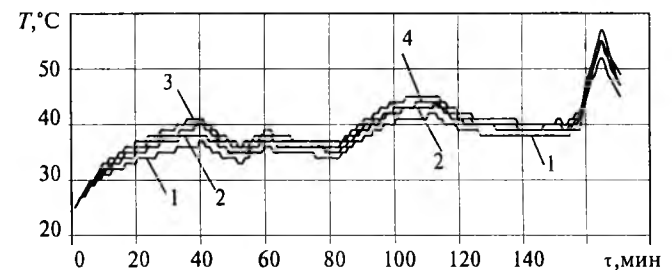


Рис.4. Изменение температур обмотки главных полюсов ЭД118 при  $t_{н.в} = 24^\circ\text{C}$ :

1 — среднее значение температуры обмотки; 2, 3, 4 — соответственно температуры верхней секции (ближней к станине) катушки в лобовой части со стороны коллектора, в области межполюсного окна и лобовой части со стороны привода

Объясняется это тем, что большую часть пути ТЭД работает в режиме ослабления возбуждения первой и второй ступеней, когда ток в обмотках главных полюсов, определяющий потери в них, составляет соответственно 60 и 36% тока обмоток

якоря и добавочных полюсов. При этом мощность ТЭД остается постоянной во всем диапазоне изменения его частоты вращения независимо от режима возбуждения, что обеспечивается системой регулирования напряжения. Расчет же необходимого расхода охлаждающего воздуха через ТЭД выполняется для продолжительного режима работы, когда во всех его обмотках протекает полный ток. Поэтому когда ТЭД работает в режиме ослабления возбуждения, обмотки главных полюсов имеют значительный запас по охлаждению; температура в различных частях их катушек не превышает 45°C. И лишь при снижении скорости перед торможением, когда ТЭД переходит на режим полного возбуждения, температура обмотки возрастает до 57°C.

По обмоткам добавочных полюсов всегда протекает полный ток ТЭД, поэтому их температура выше, чем температура обмоток главных полюсов и достигает почти 90°C (рис.5). Нагревание обмотки добавочного полюса такое же равномерное, как и обмотки главного полюса (температур узлов наиболее горячей секции катушки, расположенных рядом со станиной, практически не отличаются от средней температуры обмотки). Закономерным для обмотки добавочного полюса является и то, что при переходе на полное возбуждение ТЭД в ней не наблюдается резкого роста температуры как в обмотке главного полюса.

Кроме того, расчеты температуры сердечника и наконечника добавочного полюса показывают, что предположение о возможности оборудования ТЭД системой регулирования температур обмоток, где в качестве обратной связи используется сигнал по температуре сердечника добавочного полюса, является неоправданным, так как температура сердечника добавочного полюса не отражает процесса нагревания обмоток.

Таким образом, на основании анализа расчетного исследования теплового состояния ТЭД можно заключить, что на протяжении всего режима движения лимитирующей по нагреву в ЭД118 яв-

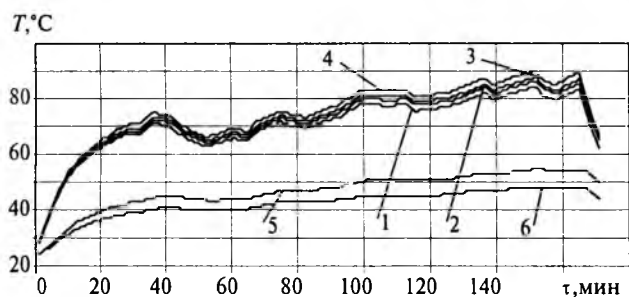


Рис.5. Изменение температур различных частей добавочных полюсов ЭД118 при  $t_{н.в} = 24^\circ\text{C}$ :

1 — среднее значение температуры обмотки; 2,3,4 — соответственно температуры верхней секции (ближней к станине) катушки в лобовой части со стороны коллектора, в области межполюсного окна и лобовой части со стороны привода; 5 — полюсного сердечника; 6 — полюсного наконечника

ляется лобовая часть нижней полусекции обмотки якоря со стороны привода. Надежность машины по тепловому состоянию всегда будет определять именно эта часть обмотки якоря, что подтверждается результатами эксплуатации ТЭД.

Если аналогичные расчеты нагревания обмоток ЭД118 выполнить для  $t_{н.в} = 40^\circ\text{C}$  и предположить, что на стоянке его обмотка якоря остыла лишь до 70°C, а обмотки полюсов — до 50°C (начальные условия для расчета изменения температур обмоток), то температура лобовых частей со стороны привода в конце процесса движения может достигать допустимого значения по классу нагревостойкости изоляции (рис.6).

В том случае, если поезд движется длительное время без стоянок при  $t_{н.в} = 50^\circ\text{C}$  (допустимая температура эксплуатации для тяговых электрических машин в соответствии с ГОСТ 2582-81 «Машины электрические вращающиеся тяговые»), или стоянки настолько непродолжительные, что обмотки ТЭД не успевают остыть, то температура лобовой части обмотки якоря со стороны привода на протяжении большего времени движения будет превышать допустимую, причем, не менее, чем на 10°C. Превышение же допустимой температуры для изоляции класса F на 10°C приводит к сокращению ее ресурса приблизительно вдвое. Соответственно уменьшится и ресурс ТЭД.

Приведенные результаты расчетов показывают, что ресурс ТЭД по тепловому воздействию будет определяться температурой лобовой части нижней полусекции обмотки якоря со стороны привода; значение ее даже на легких режимах движения локомотива может превышать допустимое по классу нагревостойкости изоляции. Поэтому, температура именно этой части обмотки якоря должна использоваться в качестве обратной связи в автоматических системах регулирования температуры обмоток ТЭД; использование в качестве основного сигнала в системе регулирования температуры обмоток полюсов или их сердечников приведет к значительным ошибкам, и как результат, либо к

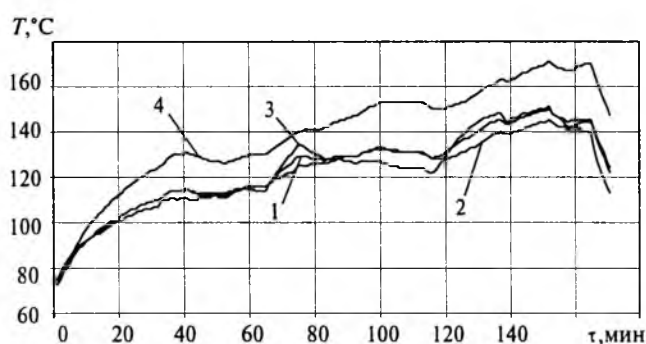


Рис.6. Изменение температур различных частей обмотки якоря ЭД118 при  $t_{н.в} = 40^\circ\text{C}$ :

1 — среднее значение температуры обмотки; 2,3,4 — соответственно температуры нижней полусекции обмотки в лобовой части со стороны коллектора, в пазовой части и лобовой части со стороны привода

повышенным затратам мощности на охлаждение ТЭД (если в работу системы заложить значительный запас по охлаждению), либо к недопустимому перегреву изоляции машины и сокращению ее ресурса (срока службы до замены).

#### Список литературы

1. Правила тяговых расчетов для поездной работы. М.: Транспорт, 1985.
2. Кузьмич В.Д., Волков А.В. К вопросу о влиянии температуры окружающего воздуха на нагревание обмоток тяговых электрических машин // Тр. МИИТ. Повышение эффективности тепловозных холодильников 1971. Вып. 381.
3. Рахманинов В.И. Автоматическое регулирование производительности мотор-вентиляторов // Электричес-

кая и тепловозная тяга. 1975. №7.

4. Хазен М.М., Некрасов О.А., Баталова Е.В. Расчет тягового электрооборудования на нагревание // Вестник ВНИИЖТ. 1991. №8.
5. Сипайлов Г.А., Санников Д.И., Жадан В.А. Тепловые, гидравлические и аэродинамические расчеты в электрических машинах М.: Высшая школа, 1989.
6. Логинова Е.Ю. Моделирование нестационарных тепловых полей в тяговой электрической машине // Электротехника. 1999. №11.
7. Гуревич Э.И., Рыбин Ю.Л. Переходные тепловые процессы в электрических машинах. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1983.
8. Борисенко А.И., Костиков О.Н., Яковлев А.И. Охлаждение промышленных электрических машин. М.: Энергоатомиздат, 1983.

## К вопросу определения числа витков обмотки фазы вентильного индукторного двигателя

КУЗНЕЦОВ В.А., доктор техн.наук., проф., МАТВЕЕВ А.В., магистр

### МЭИ

*Анализируется влияние структуры магнитной системы, режима работы, алгоритмов управления, а также некоторых других факторов на выбор числа витков обмотки фазы вентильного индукторного двигателя в процессе инженерного проектирования. При этом промежуточной величиной, непосредственно зависящей от указанных факторов, и, в свою очередь, в значительной степени определяющей число витков обмотки, оказывается коэффициент пульсаций момента. Даются конкретные рекомендации по определению коэффициента пульсаций момента с помощью номограмм, построенных по результатам моделирования на ЭВМ.*

Процедура проектирования вентильного индукторного двигателя (ВИД) [1] в широком смысле включает в себя выбор магнитной конфигурации, а также определение всех геометрических размеров и числа витков фазной обмотки таким образом, чтобы двигатель оптимально соответствовал заданным характеристикам.

Выбор числа витков фазной обмотки является одним из самых неисследованных моментов при проектировании ВИД и одновременно очень важным — число витков определяет геометрию пазовой зоны. Воспользовавшись исходными данными, можно определить средний момент на валу машины

$$M_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{ном}}}{\Omega_{\text{ном}}}, \quad (1)$$

где  $P_{\text{ном}}$ ,  $\Omega_{\text{ном}}$  — соответственно номинальные мощность и угловая частота вращения.

При автономной работе фаз (взаимное влияние фаз незначительно) можно свести процесс создания электромагнитного момента к взаимодействию двух зубцов: возбужденного в данный период времени зубца статора и ближайшего к нему

невозбужденного зубца ротора. Тогда средний момент вращения, действующий на один зубец ротора,  $M_{\text{ср1}} = 0,5M_{\text{ср}}$ . Коэффициент 0,5 появляется из-за того, что в любой момент времени в классическом ВИД работают две пары зубцов, расположенных симметрично относительно вала.

Среднее азимутальное усилие на один зубец

$$F_{\text{аз.ср}} = \frac{2M_{\text{ср1}}}{D_{\text{рот}}}, \quad (2)$$

где  $D_{\text{рот}}$  — диаметр ротора.

Однако  $F_{\text{аз.ср}}$  может в какой-то мере определять лишь средний за период коммутации ток, в то время как при выборе числа витков обмотки следует иметь в виду максимальный ток, а следовательно, и максимальное азимутальное усилие  $F_{\text{аз.макс}}$ .

Максимальное азимутальное усилие наблюдается при небольшом взаимном перекрытии зубцов, поскольку в этом положении имеет место только локальное насыщение углов зубцов, а ток практически при любых алгоритмах управления близок к своему максимальному значению. Максимальное азимутальное усилие в довольно сла-

бой степени зависит от нелинейности материалов и может быть определено по формуле

$F_{аз.маx} = \frac{l\mu_0(i_{маx}w)^2}{2\delta}$  ( $l$  — длина сердечников;  $\mu_0$  — магнитная постоянная;  $\delta$  — воздушный зазор), которая выводится с помощью метода конформного преобразования. Обычно максимальное значение тока является заданным (в качестве ограничения). Зная  $F_{аз.маx}$  и ограничение по уровню тока  $I_{маx}$ , мы определяем число витков катушки

$$w = \frac{1}{I_{маx}} \sqrt{\frac{F_{аз.маx}\delta}{l\mu_0}} \quad (3)$$

Если максимальное значение тока на задано, расчет должен проводиться по следующему алгоритму:

1. Потребная МДС катушки, необходимая для создания максимального усилия,

$$F_k = \sqrt{\frac{F_{аз.маx}\delta}{l\mu_0}} \quad (4)$$

2. По геометрическим размерам воздушного пространства ВИД рассчитываем минимальную проводимость  $\Lambda_{мин}$  для расчета минимальной индуктивности. Эту проводимость определяем при бесконечной проницаемости стали статора и ротора, используя любые подходящие методы, например метод замещающего угла или модификации метода зубцовых контуров.

3. Задаемся коэффициентом заполнения медью межзубцового пространства сердечников статора  $K_{з.м}$ .

4. Определяем постоянную времени катушки статора, соответствующую ее минимальной индуктивности,

$$T_k = \frac{L_k}{r_k} = \frac{\Lambda_{мин}w^2}{\rho \frac{S_k K_{з.м}}{l_k w}} = \frac{\Lambda_{мин}S_k K_{з.м}}{\rho l_k} \quad (5)$$

где  $S_k$  — поперечное сечение катушки;  $\rho$  — удельное сопротивление материала катушки;  $l_k$  — длина витка катушки.

Из (5) видно, что постоянная времени не зависит от чисел витков катушки.

5. Определяем время нарастания тока  $t$  примерно до 85% его максимального значения. Угол поворота ротора при этом по экспериментальным данным составляет примерно  $0,3\pi/Z_2$ . Тогда

$$t = \frac{0,3\pi/Z_2}{2\pi n/60} = \frac{9}{Z_2 n} \quad (6)$$

где  $Z_2$  — число зубцов статора;  $n$  — частота вращения ротора, об/мин.

6. Записываем выражение для максимального значения тока

$$i_{маx} = \frac{U}{0,85R_k} (1 - e^{-t/T_k}) = \frac{U}{0,85\rho \frac{l_k w^2}{S_k K_{з.м}}} (1 - e^{-t/T_k}) \quad (7)$$

которое зависит от неизвестного напряжения.

7. Обозначим  $(1 - e^{-t/T_k})$  — выражение в скобках последней формулы — через  $\chi$ . Тогда

$$\frac{F_k}{w} = \frac{U}{0,85\rho \frac{l_k w^2}{S_k K_{з.м}}} \chi \quad (8)$$

8. Используя полученное в пункте 1 выражение для МДС катушки  $F_k$ , выразим число витков  $w$  с учетом коэффициента  $K_t$  изменения сопротивления материала провода от температуры:

$$w = \frac{US_k K_{з.м}}{0,85 K_t \rho l_k F_k} \chi \quad (9)$$

9. Одновременно может быть оценена плотность тока в катушке

$$J = \frac{F_k}{S_k K_{з.м}} \quad (10)$$

Очевидно, что в обоих случаях: максимальный ток задан и максимальный ток не задан — неизвестной величиной оказывается значение максимального тангенциального усилия  $F_{аз.маx}$ .

Переход  $F_{аз.ср} \Rightarrow F_{аз.маx}$  остается «белым пятном» в теории проектирования ВИД. В мировой практике эта проблема решается обычно сопоставлением проектируемой машины с существующими образцами подобного класса, по сути привлекается интуиция. Таким образом, задача определения коэффициента, равного отношению  $F_{аз.маx}/F_{аз.ср}$ , является достаточно актуальной. Ее решению и посвящена данная работа.

Коэффициент, равный отношению максимально-го и среднего азимутальных усилий,  $K = \frac{f_{маx}}{f_{ср}} = \frac{M_{маx}}{M_{ср}}$

оценивает отклонение максимального значения момента от среднего, т.е. пульсации момента.  $K$  может быть назван коэффициентом пульсаций момента ( $K_{п.м}$ ).

Система «обмотка фазы — магнитная цепь» ВИД традиционно описывается зависимостями  $\Psi = f(i)|_{\gamma=var}$  и  $L = f(\gamma)|_{i=var}$ , представленными на рис.1. Продифференцировав выражение

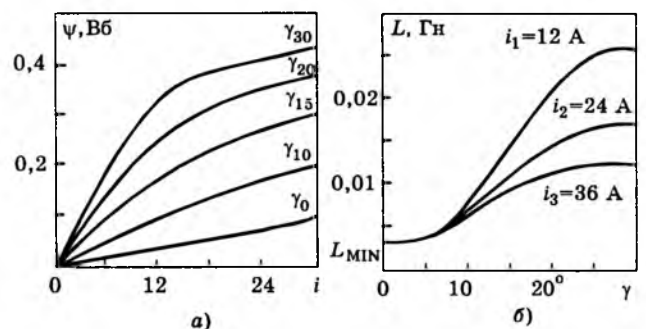


Рис.1.

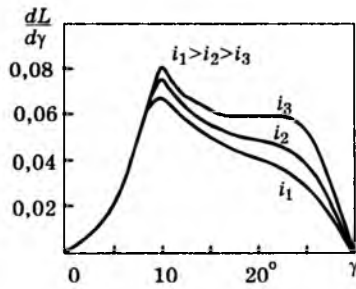


Рис.2.

$L = f(\gamma) \Big|_{i=\text{var}}$  по угловой координате  $\gamma$ , можно получить новую зависимость  $\frac{dL}{d\gamma} = f(\gamma) \Big|_{i=\text{var}}$  (рис.2).

При описании процесса создания электромагнитного момента ВИД зависимость  $\frac{dL}{d\gamma} = f(\gamma) \Big|_{i=\text{var}}$  более информативна, так как ее левая часть прямо входит в уравнение для электромагнитного момента

$$M = \frac{P_{\text{mech}}}{\Omega} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\gamma} (i, \gamma) = \left( \frac{dW'}{d\gamma} \right) \Big|_{i=\text{const}} \quad (11)$$

( $dW'$  — коэнергия), которое выводится [2] на основе анализа уравнения энергетического баланса.

Последовательность расчета коэффициента пульсаций  $K_{\text{п.м}}$  проста. В соответствии с формулой (11) квадрат кривой тока  $i^2$  «накладывается» на кривую  $dL/d\gamma$  (рис.3). Получается зависимость мгновенного момента  $M(\gamma)$ , по которой можно определить его максимальное значение  $M_{\text{max}}$ . Затем интегрированием  $M(\gamma)$  на интервале, равном полупериоду изменения индуктивности (интервал между положениями совпадения и несовпадения магнитных осей зубцов статора и ротора), определяется средний момент:

$$M_{\text{ср}} = \frac{N_r}{180} \int_0^{180} M(\gamma) d\gamma. \quad (12)$$

По определению коэффициент пульсаций

$$K_{\text{п.м}} = \frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{ср}}}.$$

Задача осложняется несколькими важными обстоятельствами. Во-первых, может изменяться форма токовой волны («токовой волной» называ-

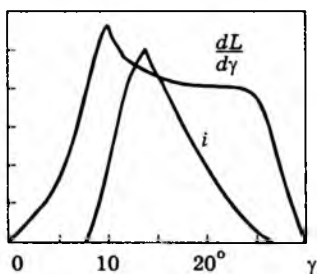


Рис.3.

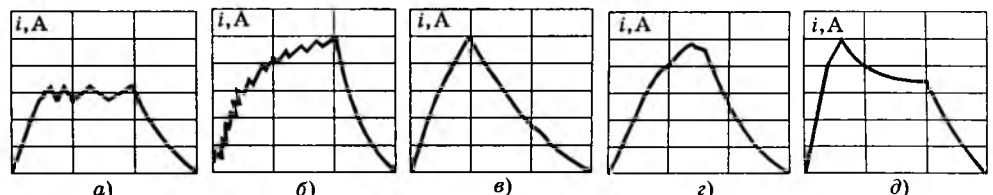


Рис.4.

ется графическая интерпретация массива мгновенных значений тока, каждое из которых соответствует определенному угловому положению), во-вторых, токовая волна может сдвигаться относительно зоны интенсивного роста индуктивности, в-третьих, на форму зависимости  $dL/d\gamma$  влияет насыщение магнитной цепи. Кроме того, часто на практике момент создается токами сразу двух соседних фаз, когда в одной из них ток нарастает, а в другой еще не успел упасть до нуля. Задача, таким образом, является многовариантной и требует определенности в отношении факторов, влияющих на значение  $K_{\text{п.м}}$ . Рассмотрим эти факторы.

1. *Виды управления током и напряжением обмотки фазы.* На практике используются три основных типа управления — широтно-импульсная модуляция (ШИМ) тока, ШИМ напряжения и фазовое регулирование. Применение того или иного типа управления определяется в первую очередь частотой вращения, поскольку частота вращения обуславливает характер изменения таких величин как ток, поток, противо-ЭДС, т.е. качественно определяет характер протекания процесса преобразования энергии в течение одного цикла (на полупериоде изменения индуктивности). Практика показывает, что для общепромышленных ВИП скоростной диапазон в соответствии с характером процесса преобразования энергии и применяемым алгоритмом управления может быть условно разделен на три участка: «низкая скорость» — от 0 до 200 1/с, «средняя скорость» — от 200 до 500 1/с и «высокая скорость» — свыше 500 1/с. ШИМ тока и напряжения используются на низких скоростях. Различают жесткую ШИМ (с инвертированием напряжения) и мягкую (без инвертирования). В случае использования ШИМ тока, после подачи на фазу напряжения ток достигает некоторого определенного значения (уставки) и поддерживается на этом уровне почти до достижения ротором положения совпадения, затем инвертированием напряжения сбрасывается до нуля. Режим ШИМ тока иллюстрируется рис.4,а. При использовании ШИМ напряжения фаза питается импульсами напряжения с постоянной скважностью. Форма токовой волны представлена на рис.4,б.

Фазовое регулирование используется при работе на средних и высоких скоростях. На фазу подается напряжение, ток нарастает до определенного значения, затем фазу отключают от ис-

точника, либо инвертируют напряжение (расфорсировка), с тем, чтобы ток успел упасть до нуля до достижения ротором положения совпадения магнитных осей зубцов сердечников. При таком регулировании ток не успевает достичь значения уставки, поскольку скорость достаточно высока. Такой режим работы показан на рис.4,в (без расфорсировки) и рис.4,г (с расфорсировкой). На очень высоких скоростях начинает сказываться влияние противо-ЭДС, которая «выедает» ток и, тем самым, ухудшает показатели машины, но, как показали исследования, влияние противо-ЭДС уменьшает пульсации момента. Этот режим проиллюстрирован на рис.4,д.

Следует отметить и еще один вид регулирования тока, пожалуй наиболее перспективный — *адаптирование токовой волны* («АТВ»). С методической точки зрения АТВ — это набор алгоритмов, обеспечивающих расчет токовых волн специальной формы, исходя из априорного предположения о постоянстве во времени значения суммарного мгновенного электромагнитного момента. Иными словами, пространственное наложение адаптированных токовых волн дает заданное постоянное значение момента. Аппаратно АТВ реализуется системой «микропроцессор — силовые ключи», обеспечивающей формирование предварительно рассчитанных (по программе, заложенной в микропроцессор) токовых волн. В идеале АТВ совершенно устраняет пульсации момента, зависимость  $M(\gamma)$  представляет собой прямую линию, а значение коэффициента пульсации равно единице. Моделирование динамических процессов с помощью программы SRD-DASP показало, что АТВ дает возможность снизить  $K_{п.м}$  до 1,18.

Опираясь на проведенные исследования, следует отметить, что использование любого из перечисленных видов управления, за исключением АТВ, не может служить основой для оценки коэффициента пульсаций  $K_{п.м}$  на этапе предварительного проектирования. В то же время, возможность реализации на применяемом инверторе такой функции, как инвертирование напряжения (в процессе ШИМ или после снятия прямого напряжения с фазы) дает основание задаваться относительно более низким значением  $K_{п.м}$ , поскольку инвертирование напряжения позволяет управлять током более тонко — подбирать более оптимальную форму токовой волны.

Что касается АТВ, то здесь можно однозначно утверждать, что разработчик, имеющий намерение использовать подобные алгоритмы управления, ориентированные на снижение пульсаций момента, может закладывать в проектный расчет более низкое значение коэффициента  $K_{п.м}$ , чем для традиционных алгоритмов.

2. *Характер включения и коммутации тока.* Значения углов включения и коммутации оказы-

вают очень большое влияние на форму кривой мгновенного момента, а следовательно, на выходные показатели машины и коэффициент пульсаций. Например, включение тока на границе зоны интенсивного роста индуктивности дает совпадение «пиков» токовой волны и кривой  $dL/d\gamma$  (рис.3), что в итоге приведет к резкому броску вверх значения мгновенного момента — появлению сильных пульсаций; раннее включение тока (зadolго до начала интенсивного роста индуктивности) приведет к понижению КПД машины.

Несмотря на это, углы включения и коммутации не могут быть включены в список факторов, учитываемых при выборе числа витков (на этапе предварительного проектирования). Объясняется это тем, что в реальных приложениях значения углов включения и коммутации изменяются в зависимости от режима работы — производится подборка оптимальных значений в зависимости от поставленных требований (например, максимизация момента или КПД или минимизация пульсаций момента — снижение уровня шума и вибраций), и, как следствие, являются производными от этих требований, которые, в свою очередь, сами могут быть включены в число факторов.

3. *Ограничения по уровню акустического шума и вибраций.* Одной из основных составляющих акустического шума ВИД является вибрационная, определяемая пульсациями электромагнитного момента. Таким образом уровень шума зависит от формы кривой мгновенного момента и, следовательно, может рассматриваться в качестве фактора, влияющего на значение коэффициента  $K_{п.м}$ . При проектировании малошумного привода значение  $K_{п.м}$  выбирается заведомо ниже, чем для привода с отсутствием ограничений по уровню шума.

4. *Структура зубцового слоя* (в частности, форма зубцовых наконечников и такая характерная величина, как *соотношение ширины зуба и ширины паза статора*  $t_s/s_s$ ) несомненно влияет на форму тока фазы и вид зависимости  $dL/d\gamma$ , однако, как показали исследования, по степени влияния на значение коэффициента пульсаций этот фактор второстепенен.

5. *Насыщение машины.* Насыщение изменяет форму кривой  $dL/d\gamma$ , и логично предположить, что этот фактор влияет на пульсации момента. Попытаемся доказать, что это не совсем так и вывести фактор насыщения магнитной цепи из рассмотрения.

На рис.5 построены зависимости относительных электромагнитных сил (ЭМС) (относительно квадрата тока), действующих на ротор ВИД, от угла поворота ротора для насыщенной ( $f_{1*}$ ) и ненасыщенной ( $f_{2*}$ ) систем. В процессе расчета при последовательном повороте ротора из положения несовпадения магнитных осей зубцов в положение совпадения ток фазы в каждом из случа-

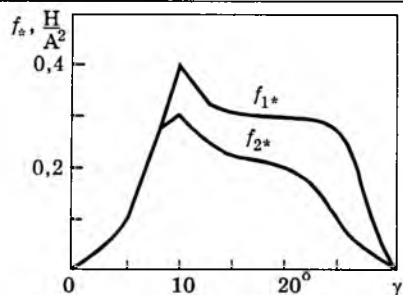


Рис.5.

ев сохранялся постоянным. Оценивая эти зависимости, можно сделать важный вывод: кривая ЭМС, построенная для насыщенной системы, сдвигаясь вниз по отношению к кривой ненасыщенной системы, достаточно незначительно изменяет свою форму. Т.е. можно утверждать, что насыщение почти не влияет на форму кривой ЭМС, а следовательно, и на коэффициент  $K_{п.м}$ , который в какой-то степени характеризует именно форму кривой ЭМС, полученную при изменяющемся токе.

6. Номинальная скорость (частота вращения вала) или скоростной диапазон двигателя. Компьютерное моделирование показало, что при прочих равных факторах скорость двигателя влияет на пульсации момента следующим образом: на средних скоростях пульсации (и соответственно  $K_{п.м}$ ) выше, чем на низких, так как при условии сохранения относительно высокого момента возможности формирования токовой волны оказываются ограниченными (обычно используется фазовое регулирование — имеет место однопulseный режим). На высоких скоростях пульсации несколько уменьшаются, так как усиливающееся влияние противо-ЭДС изменяет форму токовой волны в более благоприятную (с точки зрения пульсаций) сторону.

7. Одновременное протекание тока в двух соседних фазах значительно изменяет форму результи-

рующего момента и может быть оценено степенью перекрытия в пространстве и во времени зон действия соседних фаз. Это перекрытие — разность двух угловых интервалов: полупериода индуктивности фазы и углового интервала  $\alpha = \frac{2\pi}{N_r m}$ , который при симметричной  $m$ -тактовой коммутации определяет зону подачи напряжения на одну из фаз (рис.6).

Реально «взаимопомощь» фаз оценивается соотношением угловых интервалов  $\alpha$  и полупериода индуктивности:  $\frac{2\pi}{N_r m} / \frac{2\pi}{N_r} = \frac{2}{m}$ . Т.е. критерием, оценивающим эффект одновременного протекания тока в соседних фазах, будет число фаз машины  $m$ .

Величина  $\alpha = \frac{2\pi}{N_r m}$  входит в уравнение для мгновенного момента, записанное с учетом одновременного действия трех фаз — производное от формулы (3) и определяет фазовый сдвиг:

$$M(\gamma) = \frac{1}{2} \left[ i^2(\gamma) \frac{dL}{d\gamma}(\gamma) + i^2(\gamma + \alpha) \frac{dL}{d\gamma}(\gamma + \alpha) + i^2(\gamma - \alpha) \frac{dL}{d\gamma}(\gamma - \alpha) \right]. \quad (13)$$

Создание момента в ВИД в соответствии с формулой (13) иллюстрируется на рис.6.

Перекрытие зон действия соседних фаз значительно повышает значение  $K_{п.м}$ , поэтому для машины с большим числом фаз  $K_{п.м}$  почти всегда выше.

Таким образом, список факторов, влияющих на значение  $K_{п.м}$ , будет иметь следующий вид (в порядке убывания значимости):

1. Число фаз машины.
2. Угловая частота вращения ротора.
3. Использование алгоритмов адаптивирования токовой волны.
4. Существование ограничений по уровню акустического шума и вибраций.
5. Ориентация на получение максимально возможного момента.
6. Возможность инвертирования напряжения.

С учетом приведенных соображений был проведен расчет коэффициента  $K_{п.м}$  для наиболее реальных сочетаний этих факторов. Результаты представлены в виде номограмм на рис.7.

В зависимости от числа фаз  $m$  геометрическое место точек, соответствующих значениям  $K_{п.м}$ , составило три подобласти существования (для  $m=2, m=3, m=4$ ). Направление оси абсцисс соответствует направлению увеличения угловой скорости вращения ротора  $\Omega$ . Поле изменения  $\Omega$  разбито на три интервала: низкая (до 200 1/с), средняя (от 200 до 500 1/с), высокая (свыше 500 1/с).

Рекомендации по работе с номограммами рис.7.

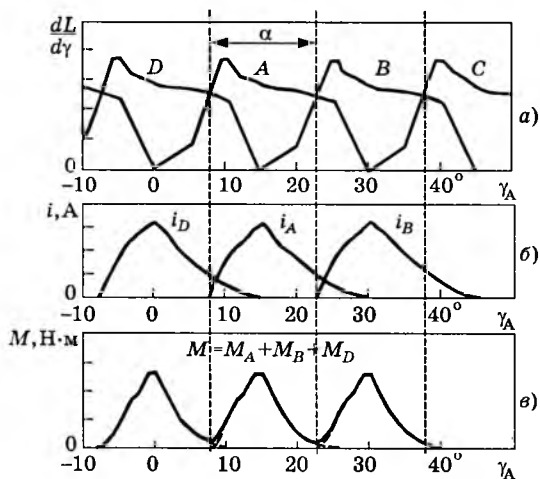


Рис.6.

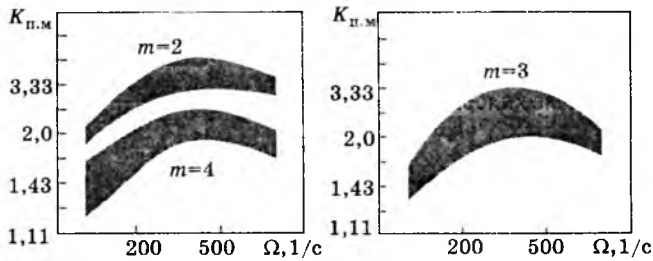


Рис. 7.

На этапе определения магнитной конфигурации и числа витков следует:

1. Определить подобласть существования  $K_{п.м.}$  в зависимости от числа фаз машины.

2. Определить скоростной диапазон, в котором работает машина.

3. Определить уровень  $K_{п.м.}$  в пределах подобласти существования, учитывая:

1) значение коэффициента пульсаций следует выбирать ближе к нижнему пределу, если выполняется одно из следующих условий:

— планируется использовать алгоритмы адаптивирования токовых волн;

— есть жесткие ограничения по уровню шума;

— применяемый преобразователь позволяет инвертировать напряжение при отключении тока;

2) значение коэффициента пульсаций момента следует выбирать ближе к верхнему пределу, если выполняется одно из следующих условий:

— при проектировании стоит задача получения максимально возможного момента, при этом такие показатели, как КПД и уровень пульсаций момента второстепенны;

— не выполняются условия случая 1).

4. Если проектировщик не уверен в выполнении какого-либо условия или имеет какие-то другие сомнения, всегда лучше выбрать значение  $K_{п.м.}$  на верхнем пределе подобласти существования, т.е. создать некий запас по моменту.

## Выводы

1. Введено определение коэффициента пульсаций момента  $K_{п.м.}$ , как отношения максимального момента, создаваемого одной фазой, к среднему моменту, создаваемому несколькими фазами на интервале, равном полупериоду изменения индуктивности.

2. При выборе числа витков обмотки следует переходить от рассчитанного значения среднего азимутального усилия к неизвестному максимальному  $f_{аз.мах} = f_{аз.ср} K_{п.м.}$ , используя коэффициент пульсаций момента.

3. Представленная методика расчета коэффициента пульсаций момента позволяет рассчитать  $K_{п.м.}$  для любых, не рассмотренных в данной работе режимов работы ВИД.

4. Приведена формула мгновенного момента (13), действующего на ротор при протекании токов одновременно в двух смежных фазах (в общем случае — в трех фазах).

5. Очерчен круг факторов, оказывающих влияние на коэффициент пульсаций момента. Показано, что  $K_{п.м.}$  в первую очередь зависит от числа фаз машины и угловой частоты вращения.

6. Расчеты коэффициента  $K_{п.м.}$  для наиболее реальных сочетаний влияющих факторов представлены в виде номограмм.

## Список литературы

1. Miller T.J.E (UK). Switched reluctance motors and their control//Magna Physics Publishing and Clarendon Press. Oxford, 1993.

2. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980.

Кузнецов Вячеслав Алексеевич — заведующий кафедрой электромеханики МЭИ, профессор. Окончил электромеханический факультет МЭИ в 1962 г. В 1990 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Универсальный метод расчета полей и процессов в электрических машинах».

Матвеев Алексей Вячеславович — аспирант МЭИ. Получил степень магистра на кафедре электромеханики МЭИ в 1998 г.

# Расчетные соотношения для определения главных размеров вентильно-индукторной машины

БЫЧКОВ М.Г., СУССИ Риах Самир

МЭИ

*Рассмотрены вопросы начального этапа проектирования вентильно-индукторной машины (ВИМ) — нахождения основных размеров машины для номинального режима работы. Получены расчетные соотношения для среднего значения момента и коэффициента электромеханического преобразования при учете локального насыщения в зубцовом слое ВИМ. Оценено влияние геометрических факторов и получены оптимальные соотношения диаметров ротора и статора. Проведено сравнение моментов машин типичных конфигураций 8/6 и 6/4 при одинаковых главных размерах.*

Проектирование любой электрической машины начинается с выбора размеров и материалов ее активных и конструктивных частей и, в пер-

вую очередь, ее главных размеров: внешнего диаметра статора  $D_s$  и расчетной длины магнитопровода  $L_{\text{пол}}$ . Выбор основных размеров любой элек-

трической машины в общем случае является многокритериальной задачей с множеством различных факторов, часть из которых выступает как условия, другая — как ограничения, а третья может варьироваться в некоторых пределах.

Ограничимся рассмотрением задачи нахождения основных размеров ВИМ для номинального режима работы, под которым будем понимать длительный режим получения максимальной механической мощности ( $P_{\text{мех}} \rightarrow \max$ ) при заданных значениях скорости  $\omega_{\text{ном}}$  и ЭДС инвертора  $E_{\text{ном}}$ . Фактически это означает, что развиваемый двигателем средний момент  $M_{\text{ср}}$  должен быть равен номинальному  $M_{\text{ном}} = P_{\text{ном}}/\omega_{\text{ном}}$ .

Большинство расчетных методик исходит из так называемой машинной постоянной, определяемой из допустимых электромагнитных нагрузок [1,2]. Такие методики, базирующиеся на концепции обобщенной электрической машины и вращающегося кругового поля при синусоидальном питании обмоток, хорошо апробированы в практике проектирования традиционных электрических машин. Однако их применение для проектирования вентильно-индукторной машины без учета ее специфических особенностей и соответствующей корректировки расчетных соотношений неправомерно. В то же время получение соотношений для среднего момента и мощности ВИМ, аналогичных «машинной постоянной», является актуальной задачей не только при проектировании, но и при сопоставительном анализе машин различного типа.

Специфика проектирования ВИМ во многом определяется особенностями электромеханического преобразования энергии в ней, а также неразрывной взаимосвязью всех составных частей вентильно-индукторного электропривода (ВИП) в целом. В [3,4] разработана концепция анализа CFM-Converter Fed Machine, что означает «питаемая от электронного преобразователя электрическая машина». За основу берутся мгновенные значения тока, ЭДС и потребляемой от источника электрической мощности, а также соотношения, связывающие их с параметрами машины. Переход к средним значениям осуществляется через амплитудные значения и коэффициенты формы сигналов. В результате получены выражения для мощности различного типа электрических машин, сходные по виду с «машинной постоянной», но учитывающие в виде поправочных коэффициентов несинусоидальность формы токов и напряжений.

Использование этих выражений для проектирования ВИМ вызывает определенные трудности, так как требует задания линейной токовой нагрузки  $A$ , диапазон рациональных значений которой для ВИМ не определен. Кроме того, присутствующее в формулах соотношение между диаметрами ротора и статора  $X_{R/S} = D_R/D_S$  достаточно слож-

ным и специфическим для каждого типа машины образом зависит от отношения линейной токовой нагрузки к допустимой плотности тока, а также от соотношения значений индукции в различных частях магнитной системы.

Альтернативный подход базируется на энергетическом балансе цикла коммутации [5–7]. Он позволил получить среднее значение момента ВИМ в наиболее общей и удобной для анализа форме, оценить эффективность электромеханического преобразования энергии и сопоставить вольт-амперные характеристики инвертора для различных моделей магнитной системы. В основе энергетического метода лежит анализ траектории движения отображающей точки в координатах поток — магнитодвижущая сила ( $\Phi; Iw$ ). Семейство кривых намагничивания  $\Phi(Iw)$  для различных углов поворота ротора  $\theta$  отражает изменение магнитных свойств зубцового слоя при изменении степени перекрытия зубцов. Их вид зависит от степени насыщения магнитной системы, особенно в зубцовой зоне, и влияет на характер изменения величин в цикле работы ВИМ.

В [8,9] рассмотрены вопросы оптимизации одиночного цикла преобразования энергии и показано, что простые математические модели — модель идеальной линейной машины (ИЛМ) и локально-насыщенной машины (ЛНМ) достаточны для определения траектории в фазовой плоскости ( $\Phi; Iw$ ) для различных участков механической характеристики. В [10] проведен детальный анализ отдельных этапов рабочего цикла и показано, что при определенных условиях можно получить трапецеидальную форму тока, оптимальную по использованию машины и инвертора, в любой точке механической характеристики. В данной статье на базе энергетического подхода и полученных ранее результатов уточняется выражение для среднего момента и коэффициента электромеханического преобразования энергии через расчетные коэффициенты и параметры, характеризующие степень использования активных материалов.

#### Выражения для среднего момента и коэффициента электромеханического преобразования ВИМ

Оценка энергетики ВИМ производится на базе средних значений момента  $M_{\text{ср}}$ , входной  $P_{1\text{ср}}$  и выходной  $P_{2\text{ср}}$  мощности, которые могут быть получены либо интегрированием мгновенных значений для всех фаз на интервале полюсного деления ротора (за  $m$  циклов коммутации), либо из баланса энергии за цикл коммутации одной фазы.

Отношение  $P_{2\text{ср}}/P_{1\text{ср}}$  определяет КПД ВИМ, но не дает оценки установленной мощности инвертора  $P_{\text{инв}} = U_{\text{инв}} I_{\text{инв}}$ . С этой целью можно использовать коэффициент электромеханического преобразования  $K_{\text{эм.п}}$

$$K_{\text{эм.п}} = W_{\text{мех}}/W_{\text{эл.м}} \quad (1)$$

где  $W_{\text{мех}}$  — механическая энергия, создаваемая одной фазой за цикл коммутации;  $W_{\text{эл.м}}$  — максимальное значение электрической энергии, достигаемое к моменту перекоммутации фаз [5,6,10].

Будем рассматривать только случай оптимального управления, обеспечивающего неизменное значение тока на рабочем этапе цикла коммутации. Рассмотрим также только режим насыщенной машины (модель ЛНМ), как более эффективный с точки зрения преобразования энергии, а следовательно, представляющий большой практический интерес для номинального режима.

Для получения непрерывного вращения при одиночной коммутации фаз за один цикл происходит поворот ротора на угол  $\gamma_{\text{мин}} = \tau_R/m$ . Так как для поворота ротора на полюсное деление  $\tau_R$  необходимо  $m$  циклов перекоммутации фаз, а для полного оборота  $mN_R$  циклов, то

$$M_{\text{ср}} = \frac{\Sigma W_{\text{мех}}}{2\pi} = \frac{mN_R}{2\pi} W_{\text{мех}}, \quad (2)$$

где  $m$  — число фаз машины;  $N_R$  — число зубцов ротора.

Для упрощения анализа рассмотрим случай квазистатической траектории, когда процесс нарастания тока при включении фазы протекает при углах  $\theta < \theta_1$ , для которых магнитная проводимость минимальна  $\Lambda_{\text{мин}} = \text{const}$ , ток на рабочем участке имеет постоянное значение  $I = I_{\text{раб}}$ , а отключение протекает при углах  $\theta > \theta_{\text{ком}}$ , для которых магнитная проводимость максимальна  $\Lambda_{\text{макс}} = \text{const}$  (рис.1). Угол  $\theta_1$  соответствует началу перекрытия зубцов, а  $\theta_{\text{ком}}$  — моменту перекоммутации фаз, т.е. началу этапа отключения фазы. Значение тока насыщения  $I_{\text{нас}}$  и соответствующей МДС  $(Iw)_{\text{нас}}$ , при которой наступает насыщение в зоне перекрытия зубцов, разделяет два режима работы ВИМ.

При  $(Iw)_{\text{раб}} > (Iw)_{\text{нас}}$  механическая энергия  $W_{\text{мех}}$  равна площади  $S_{OABE}$ , описываемой изображающей точкой в процессе коммутации фазы (рис.1),

$$W_{\text{мех}} = S_{OABE} - S_{OCE} = (Iw_{\text{нас}})(\Lambda_{\text{макс}} - \Lambda_{\text{мин}}) \times \\ \times [(Iw)_{\text{раб}} - (Iw)_{\text{нас}}/2] = (Iw)_{\text{раб}} \Phi_{\text{нас}}(\theta_{\text{ком}}) \times \\ \times \frac{K_{\text{нас}} - 0,5}{K_{\text{нас}}} \frac{K_{\Lambda} - 1}{K_{\Lambda}}, \quad (3)$$

где  $K_{\text{нас}} = I_{\text{раб}}/I_{\text{нас}}$  — коэффициент насыщения магнитной системы;  $K_{\Lambda} = \Lambda_{\text{макс}}/\Lambda_{\text{мин}}$  — коэффициент отношения магнитных проводимостей;  $\Phi_{\text{нас}}(\theta_{\text{ком}})$  — значение потока насыщения при угле  $\theta_{\text{ком}}$ .

В свою очередь, потребляемая от источника питания электрическая энергия  $W_{\text{эл}}$  достигает своего максимального значения  $W_{\text{эл.м}}$  к моменту перекоммутации фаз

$$W_{\text{эл.м}} = \max(W_{\text{эл}}) = S_{OABD} = (\Phi_{\text{макс}} - \Phi_1/2) Iw = \\ = Iw \Phi_{\text{нас}}(\theta_{\text{ком}}) \frac{K_{\Lambda} - 1 + 0,5K_{\text{нас}}}{K_{\Lambda}}. \quad (4)$$

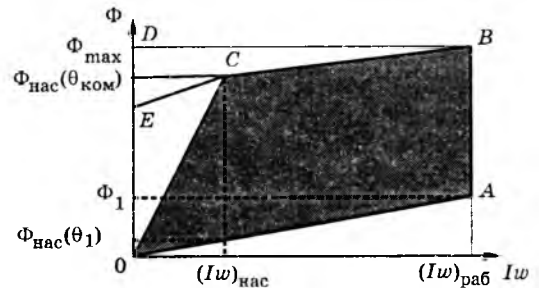


Рис.1. Цикл коммутации фазы в координатах ( $\Phi$ ;  $Iw$ )

Поток насыщения в функции геометрических параметров машины

$$\Phi_{\text{нас}}(\theta_{\text{ком}}) = B_{\text{нас}} L_{\text{пол}} R_{\delta} \gamma_{\text{раб}}, \quad (5)$$

где  $B_{\text{нас}}$  — индукция насыщения;  $L_{\text{пол}}$  — длина полюса (длина пакета стали);  $R_{\delta}$  — радиус радиуса статора;  $\gamma_{\text{раб}} = (\theta_{\text{ком}} - \theta_1)$  — интервал работы фазы, соответствующий угловому перекрытию зубцов к моменту перекоммутации;  $\delta$  — воздушный зазор между зубцом статора и ротора в согласованном положении.

Коэффициент электромеханического преобразования для квазистатического режима получаем, подставляя (3) и (4) в (1):

$$K_{\text{эм.п}} = \frac{K_{\text{нас}} - 0,5}{K_{\text{нас}}} \frac{K_{\Lambda} - 1}{K_{\Lambda} - 1 + 0,5K_{\text{нас}}}. \quad (6)$$

Подставляя (3) в (2) с учетом полученных ранее зависимостей, находим:

$$M_{\text{ср}} = \frac{K_{\Lambda} - 1}{K_{\Lambda}} \frac{K_{\text{нас}} - 0,5}{K_{\text{нас}}} \frac{\gamma_{\text{раб}}}{\gamma_{\text{мин}}} B_{\text{нас}} L_{\text{пол}} R_{\delta} Iw. \quad (7)$$

Анализ уравнений (6) и (7) показывает, что  $M_{\text{ср}}$  и  $K_{\text{эм.п}}$  возрастают при увеличении как  $K_{\Lambda}$ , так и  $K_{\text{нас}}$ . Однако, чем больше значения  $K_{\Lambda}$  и  $K_{\text{нас}}$ , тем меньше их влияние на рост  $M_{\text{ср}}$  и  $K_{\text{эм.п}}$ .

В выражение (7) для  $M_{\text{ср}}$  непосредственно не входят такие параметры машины, как числа зубцов статора  $N_S$  и ротора  $N_R$ , воздушный зазор  $\delta$ , внешний диаметр статора  $D_S$ , что не означает отсутствия их влияния на  $M_{\text{ср}}$ . Так,  $N_S$  и  $N_R$  определяют возможный диапазон изменения отношения  $\gamma_{\text{раб}}/\gamma_{\text{мин}}$ ,  $N_S$  и  $\delta$  косвенно влияют на значения  $K_{\Lambda}$  и  $K_{\text{нас}}$ , а  $D_S$  — один из параметров, определяющих площадь окна статора, непосредственно влияет на максимально достижимое значение  $Iw$ , которое в свою очередь влияет на  $K_{\text{нас}}$ .

Выражение (7), являясь основой для выбора основных размеров при проектировании ВИМ, тем не менее нуждается в уточнении, так как содержит только один явно выраженный главный размер — длину полюса.

#### Выбор оптимального соотношения диаметров статора и ротора

В полученном выражении для среднего момента ВИМ непосредственно не учитывается огра-

нение на размещение обмотки в окне статора. Предполагается, что при заданном внешнем диаметре ротора  $D_R \cong 2R_S$  увеличение МДС обмотки сопровождается соответствующим увеличением  $D_S$ . На практике в большинстве случаев встречается обратная ситуация — внешний диаметр статора фиксирован, так как определяется стандартной высотой вала машины. При этом возникает вопрос об оптимальном соотношении диаметров (радиусов) ротора и статора  $X_{R/S} = R_R/R_S$ , обеспечивающем максимальное значение момента.

Магнитодвижущая сила фазы при последовательном соединении двух катушек, допустимой плотности тока  $J_{доп}$  и коэффициенте заполнения окна медью  $K_{з.м}$  равна

$$Iw = 2Iw_{кат} = 2j_{доп} K_{з.м} S_{0S} / 2 = j_{доп} K_{з.м} S_{0S} \quad (8)$$

Рабочая плотность тока  $j_{раб}$  может быть приведена к эквивалентной по тепловым потерям плотности  $j_{доп}$  в предположении прямоугольной формы токов (без учета переднего и заднего фронтов) на интервале  $\gamma_{раб}$ , т.е.

$$j_{раб} = j_{доп} \sqrt{\frac{m\gamma_{min}}{\gamma_{раб}}} \quad (9)$$

Для упрощения расчетов рассмотрим случай, когда зубец статора полностью заполняет сектор с углом  $\beta_S$ , т.е. ширина полюса увеличивается по мере удаления от воздушного зазора к ярму. При этом площадь окна статора в пределах полюсного деления равна

$$S_{0S} = \frac{1}{2} (\tau_S - \beta_S) \left[ \left( R_S - \frac{\beta_S}{2} R_S \right)^2 - R_S^2 \right] \quad (10)$$

На практике нет необходимости иметь зубцы переменной ширины, но для размещения обмотки этот случай близок к применению прямоугольных катушек и зубцов с постоянной шириной.

Подставляя (8), (9) и (10) в (7) и выделяя в отдельный геометрический фактор  $K_{M/R}$  влияние относительного радиуса ротора  $X_{R/S} = R_R/R_S$  на средний момент, получаем:

$$M_{cp} = \frac{K_\Lambda - 1}{K_\Lambda} \frac{K_{нас} - 0,5}{K_{нас}} K_{M/R} \frac{j_{раб} K_{з.м}}{2} \times (\tau_S - \beta_S) \frac{\gamma_{раб}}{\gamma_{min}} B_{нас} L_{пол} R_S^3 \quad (11)$$

$$K_{M/R} = X_{R/S} \left[ \left( 1 - \frac{\beta_S}{2} X_{R/S} \right)^2 - X_{R/S}^2 \right] \quad (12)$$

На рис.2 показаны поперечные сечения ВИМ для  $R_S = const$  и  $R_S = var$ , поясняющие суть проблемы. Они построены при условии, что высота ярма статора равна половине ширины зубцы статора. Уменьшение  $R_S$ , с одной стороны, уменьшает сечение полюса  $S_{пол}$ ,  $\Lambda_{max}$  и  $d\Lambda/d\theta$ , но, с другой стороны, увеличивает площадь окна  $S_{0S}$  и



Рис.2. Поперечные сечения ВИМ при варьировании диаметра ротора и фиксированном значении диаметра статора

магнитодвижущую силу. Найдем оптимальное соотношение для крайнего случая, когда  $K_{з.м.п} \rightarrow 1$ , а  $W_{мех} = 1$ .

На рис.3 приведены рассчитанные по (12) зависимости  $K_{M/R} = f(X_{R/S})$  для конфигурации  $\beta_S = \tau_S/2$ ,  $N_S/N_R = 8/6$  (сплошная линия) и  $N_S/N_R = 6/4$  (штриховая линия). Максимум  $K_{M/R}$  имеем при  $X_{R/S} = 0,4-0,5$  для обеих конфигураций зубчатости.

### Сравнение средних моментов машин разной конфигурации

Следует заметить, что приведенные на рис.3 кривые дают только оценку для оптимального отношения радиусов  $X_{R/S}$ , но не могут служить для оценки соотношения моментов при разной зубчатости.

Точное сравнение моментов  $M_{cp}$  для машин разной конфигурации зубчатости при одинаковых главных размерах  $L_{пол}$  и  $R_S$  осложняется тем, что каждый из факторов, входящих в выражение (11) для  $M_{cp}$ , будет различен для машин разной конфигурации.

Чтобы не только сопоставить значения моментов, но и объяснить, за счет чего получается такой результат, оценим значение каждого фактора и их отношение для машин с конфигурацией 8/6 и 6/4. Рассмотрены два случая коммутации — одиночная для обеих машин, когда  $\gamma_{раб} = \gamma_{min}$ , и несимметричная для машины 8/6 при  $\gamma_{раб} = \gamma_S$ , когда имеет место частичное перекрытие интервалов работы соседних фаз. Результаты сравнения представлены в таблице.

Максимальные значения  $K_{M/R}$  взяты из графиков рис.3. Значения  $\tau_S - \beta_S$  взяты для случая, когда  $\beta_S = 0,5\tau_S$ . Для  $m = N_S/2$  и несимметричной коммутации  $\gamma_{раб}/\gamma_{min} = N_R/4$  и согласно (9) рабочая плотность тока

$$j_{раб} = j_{доп} \sqrt{\frac{2N_S}{N_R}} \quad (13)$$

Отношение моментов для каждого вида коммутации рассчитано для двух случаев: одинаковой

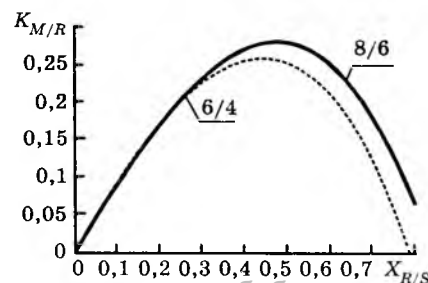


Рис.3. Выбор оптимального соотношения диаметра статора и ротора ВИМ

Машина с $N_s/N_r$	Факторы					
	Одиночная коммутация				Несимметричная коммутация	
	Максимальные $K_{M/R}$	$\tau_s - \beta_s$	$\gamma_{\text{раб}}/\gamma_{\text{мин}}$	$i_{\text{раб}}/i_{\text{доп}}$	$\gamma_{\text{раб}}/\gamma_{\text{мин}}$	$i_{\text{раб}}/i_{\text{доп}}$
8/6	0,273	$\pi/8$	1	2	1,5	1,63
6/4	0,258	$\pi/6$	1	1,73	1	1,73
Отношение факторов						
8/6 к 6/4	1,097	0,75	1	1,155	1,5	0,942
Плотность тока $i_{\text{раб}}$	—	—	$i_{8/6} = i_{6/4}$	$i_{8/6} > i_{6/4}$	$i_{8/6} = i_{6/4}$	$i_{8/6} < i_{6/4}$
$M_{8/6}/M_{6/4}$	—	—	0,823	0,95	1,23	1,16

рабочей плотности тока и одинаковой допустимой плотности тока. Сначала рассмотрим произведение  $K_{M/R}(\tau_s - \beta_s)$ . Оно более точно, чем  $K_{M/R}$ , характеризует геометрические факторы, влияющие на значение  $M_{\text{ср}}$ . Присутствие множителя  $\tau_s - \beta_s$  обусловлено тем, что эта величина пропорциональна площади поперечного сечения меди одной катушки обмотки, а следовательно, и магнитодвижущей силе. Хотя при одинаковом для разных машин отношении  $\beta_s/\tau_s$  и высоте зубцового слоя  $h_{\text{ЗС}}$  общая площадь поперечного сечения меди обмотки одинакова, доля, приходящаяся на каждую фазу, возрастает с уменьшением числа фаз.

Отношение  $\gamma_{\text{раб}}/\gamma_{\text{мин}}$  учитывает, насколько полно используется зона перекрытия зубцов в законе коммутации фаз. Для одиночной коммутации произведение геометрических факторов дает отношение  $M_{8/6}/M_{6/4} = 0,823$ , что обусловлено, в основном, уменьшением для машины 8/6 сектора, забираемого обмоткой одной фазы ( $\tau_s - \beta_s$ ).

Для несимметричной коммутации машины 8/6 уменьшение ( $\tau_s - \beta_s$ ) с избытком компенсируется увеличением  $\gamma_{\text{раб}}$ , в результате  $M_{8/6}/M_{6/4} = 1,23$ .

Полученные отношения справедливы только тогда, когда рабочая плотность тока в обмотках машин 8/6 и 6/4 одинакова. Учет различий в  $i_{\text{раб}}$  увеличивает отношение моментов для одиночной коммутации до 0,95, а для несимметричной — снижает до 1,16.

В результате проведенной оценки имеем, что машина 8/6 может иметь на 16% больший момент по сравнению с машиной 6/4 при условии, что  $K_{\text{нас}} \rightarrow 1$  и  $K_{\Lambda}$  и  $K_{\text{эм.п}}$  приблизительно одинаковы.

Уточнить полученную оценку отношения моментов за счет учета различий в  $K_{\text{нас}}$ ,  $K_{\Lambda}$  и  $K_{\text{эм.п}}$  в общем виде достаточно сложно, так как для этого потребуются ряд зависимостей, которые трудно получить в аналитическом виде. Во-первых, для учета  $K_{\Lambda}$  это зависимость  $\Lambda_{\text{мин}}$  от параметров геометрии зубцового слоя. Во-вторых, для  $K_{\text{нас}}$  потребуется учесть соотношение магнитодвижущей силы ( $Iw$ ), которая пропорциональна площади окна статора, и  $(Iw)_{\text{нас}}$ , которая, в свою очередь, пропорциональна воздушному зазору  $\delta$ . Поскольку  $K_{\text{нас}}$  входит в формулу для  $K_{\text{эм.п}}$ , его влияние на  $M_{\text{ср}}$  оказывается связанным с величиной  $K_{\Lambda}$ .

Влияние указанных факторов на  $M_{\text{ср}}$  может быть исследовано на базе математического моделирования цикла коммутации при последующих этапах проектирования. На начальном этапе доста-

точно полученных оценок, так как из (11) следует, что при больших значениях  $K_{\text{нас}}$  и  $K_{\Lambda}$  их влияние на  $M_{\text{ср}}$  уменьшается.

При заданной высоте вала машины, определяющей  $R_s$ , из (11) находится требуемая для заданного  $M_{\text{ср}}$  длина полюса  $L_{\text{пол}}$ . За рамками данной статьи остается задача выбора оптимального соотношения между  $R_s$  и  $L_{\text{пол}}$ , поскольку ее решение зависит от конкретной области применения электропривода, определяющей дополнительные требования и критерии оптимизации. Тем не менее, приведенные результаты являются основой для проектирования вентильно-индукторного электропривода, обеспечивающего эффективное преобразование энергии в различных режимах работы.

#### Список литературы

1. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980.
2. Копылов И.П., Клоков Б.К., Морозкин В.П., Токарев Б.Ф. Проектирование электрических машин. М.: Энергоатомиздат, 1993.
3. Lipo T.A., Li Y. The CFM — A New Family of Electrical Machines//Conf. Rec. IPEC'95 (Japan), April 3—7, 1995. P.1—8.
4. Huang S., Luo J., Leonardi F., Lipo T.A. A General Approach to Sizing and Power Density Equations for Comparison of Electrical Machines.
5. Stephenson J.M., El-Khazendar M.A. Saturation in Doubly Salient Reluctance Motors//IEE Proc. 1989. Vol. 136, Pt. B, N. 1. P. 50—58.
6. Miller T.J.E. Switched Reluctance Motors and Their Control. Oxford: Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1993.
7. Low T.S., Lin H., Chen S. An Approach to Design and Simulation of Fraction-horse Power (FHP) Switched Reluctance Drive//Proc. ICEM-94, D.7 Machines, Vol.4. P.145—150.
8. Бычков М.Г. Элементы теории вентильно-индукторного электропривода//Электричество. 1997. № 8. С. 35—44.
9. Бычков М.Г. Анализ вентильно-индукторного электропривода с учетом локального насыщения магнитной системы//Электричество. 1998. № 6. С.50—53.
10. Бычков М.Г. Оптимизация режимов вентильно-индукторного электропривода средствами управления//Вестник МЭИ. 1998. № 3. С.73—81.

**Бычков Михаил Григорьевич** — доцент кафедры АЭП МЭИ. Окончил факультет электрификации и автоматизации промышленности и транспорта МЭИ в 1973 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме «Автоматизированный электропривод прокатных станков» в МЭИ в 1984 г.

**Сусси Риах Самир** — аспирант кафедры электромеханики МЭИ. Окончил факультет электрификации и автоматизации промышленности и транспорта МЭИ в 1995 г.

# Электромагнитный вентильно-индукторный двигатель

СМИРНОВ Ю.В., канд. техн. наук

Московский ГИУ

*На основе анализа особенностей конструкции применяемого вентильно-индукторного двигателя доказано, что существенные недостатки вентильно-индукторных электроприводов обусловлены конструкцией двигателя и не могут быть устранены. Предложен перспективный вентильно-индукторный двигатель, в котором использован чисто электромагнитный принцип создания вращающего момента.*

Вентильно-индукторные двигатели благодаря простоте конструкции, отсутствию обмоток на роторе и высокому КПД привлекают все большее внимание специалистов [1—4]. Разработаны достаточно эффективные преобразователи и системы управления, обеспечивающие функционирование электроприводов на базе таких двигателей [5—7]. В настоящее время вентильно-индукторные электроприводы комплектуются двигателем, конструкция которого описана П. Лоуренсоном [8]. Проведенные исследования [9—12] выявили ряд существенных недостатков вентильно-индукторного двигателя по [8], обозначаемого далее как ВИД. Основными недостатками ВИД, препятствующими широкому внедрению вентильно-индукторных электроприводов, являются повышенный акустический шум и значительная вибрация. В данной статье предлагается перспективная конструкция вентильно-индукторного двигателя, позволяющая создать высокоэффективные электроприводы.

Отличительными особенностями ВИД являются однопакетная конструкция статора, неравенство чисел зубцов пакета статора и ротора и расположение катушек каждой фазы на диаметрально противоположных зубцах пакета статора. На рис. 1 представлена конструктивная схема ВИД с числом фаз  $m = 4$ , числом зубцов статора  $z_c = 8$  и числом зубцов ротора  $z_p = 6$ , а также показаны пути прохождения рабочего магнитного потока возбужденной фазы (сплошные линии) и магнитного потока рассеяния этой фазы (пунктирные линии). Функционирование ВИД осуществляется при последовательной коммутации фаз, по катушкам которых проходят однополярные импульсы тока. Протекание тока по катушкам фазы при возрастании индуктивности фазы вызывает вращающий момент, а при убывании индуктивности фазы — тормозной момент, причем интенсивность изменения индуктивности фаз определяется частотой вращения ротора. При низком уровне частоты вращения ротора время возрастания и убывания тока возбужденной фазы значительно меньше времени перемещения ротора в пределах зубцового деления, и для ограничения значения тока используется его широтно-импульсная модуляция. При высоком уровне частоты

вращения ротора ток возбужденной фазы не успевает достичь максимального значения, и для обеспечения приемлемого значения вращающего момента необходимо опережающее включение фазы, причем затягивание фронта спада тока вызывает тормозной момент. Анализ режимов работы ВИД по рис. 1 показывает, что последовательно включаемые фазы функционируют при недостаточном перекрытии, что вызывает чрезмерную пульсацию вращающего момента, сопровождаемую вибрацией двигателя. Рассеяние магнитного потока возбужденной фазы через зубцы статора других фаз обуславливает локальное насыщение зубцовой зоны возбужденной фазы, причем значительная часть магнитного потока рассеяния проходит через соосно расположенные зубцы статора и ротора, вызывая радиальное усилие их притяжения. Эти чередующиеся радиальные усилия и вибрация двигателя приводят к значительному акустическому шуму. Можно утверждать, что указанные отрицательные явления присущи самой конструкции ВИД и не могут быть устранены. Вентильно-индукторные двигатели отличаются от шаговых двигателей практически только меньшим числом зубцов статора и ротора. Из известных многочисленных конструкций шаговых двигателей некоторые могут быть успешно заимствованы при разработке вентильно-индукторных двигателей. Автором предложен шаговый двигатель [13] и на его базе разработан электромагнитный вентильно-индукторный двигатель (ЭВИД). Отличительными особенностями ЭВИД являются  $m$  пакетов статора, равенство чисел зубцов пакетов статора и ротора ( $z_c = z_p = z$ ), расположение катушек фаз на спинках пакетов статора и одновременное возбуждение всех зубцов пакета статора. На рис. 2 представлена конструктивная схема ЭВИД с  $m = 4$ ,  $z = 6$  в соответствии с чередованием фаз в осевом направлении, причем пакеты статора первой фазы (а) и второй фазы (в) являются противоположно повернутыми пакетами статора соответственно четвертой фазы (б) и второй фазы (г). На рис. 2, б детализирована конструкция ЭВИД и обозначены: 1, 2 — зубцы ротора и статора; 3 — катушка фазной обмотки; 4 — немагнитный корпус; 5 — стяжная

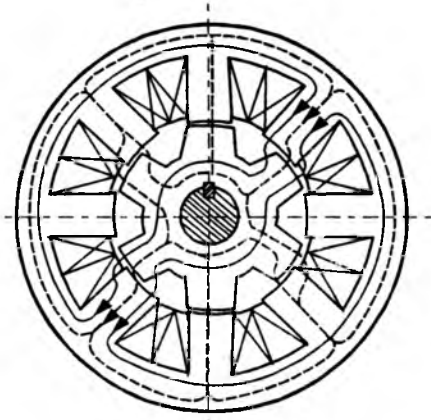


Рис.1.

шпилька; 6 — вал двигателя; 7 — немагнитная кольцевая вставка; 8 — спинка пакета статора. Более подробно конструктивное исполнение двигателя представлено в [13]. В ЭВИД ширина пазов обмоток выполнена равной ширине полюсов, пазы каждого пакета статора расположены напротив полюсов предыдущего пакета, лобовые части катушек каждого последующего пакета расположены в промежутках между лобовыми частями катушек предыдущего пакета, что позволяет существенно сократить осевой габарит двигателя. Концы полюсов пакета статора ЭВИД являются зубцами, взаимодействующими в возбужденном состоянии с зубцами ротора.

В ЭВИД использован чисто электромагнитный принцип создания вращающего момента, при котором каждая фаза двигателя представляет собой многополюсный электромагнит, а электромагнитная связь между фазами отсутствует. Из практики применения электромагнитов с однополярным питанием известно, что их функционирование не сопровождается акустическим шумом. На рис.2, а, в показаны пути прохождения рабочих магнитных потоков при характерной позиции ротора, соответствующей размыканию цепи питания первой фазы (рис.2, а) и замыканию цепи питания четвертой фазы (рис.2, в), т.е. в момент перекрытия работы двух фаз включением третьей фазы. При этом ток первой фазы прерывается при соосном положении зубцов статора и ротора, а ток четвертой фазы при включении не успевает создать тормозной момент. Таким образом, у ЭВИД вращающий момент организуется при функционировании то двух, то трех фаз, благодаря чему пульсации вращающего момента незначительны, а уровень среднего значения вращающего момента высок. Важным фактором ЭВИД является отсутствие магнитных потоков рассеяния, замыкающихся через ротор, что позволяет уменьшить значение намагничивающей силы фазных обмоток для создания заданной магнитной индукции в рабочих воздушных зазорах.

Теория и методика проектирования вентильно-индукторных двигателей находятся в стадии ста-

новления, поэтому сравнительный количественный анализ ВИД и ЭВИД затруднителен. Ниже дано чисто качественное сопоставление двигателей по рис.1 и 2. У ВИД при однополярном питании фаз результирующий магнитный поток двигателя можно представить в виде суммы постоянной и переменной составляющих. Постоянная составляющая магнитного потока практически не зависит от положения ротора и создает радиальные усилия, имеющие наибольшие значения при соосном расположении зубцов статора и ротора. Переменная составляющая магнитного потока, периодически изменяющаяся относительно постоянной составляющей при вращении ротора, определяет тангенциальные усилия функционирующих фаз, создающие при соответствующей коммутации вращающий момент. У ВИД неравномерность диаграммы вращающего момента стремятся уменьшить путем образования особой формы фазовых токов, что усложняет схему управления. При однополярном питании фазных обмоток

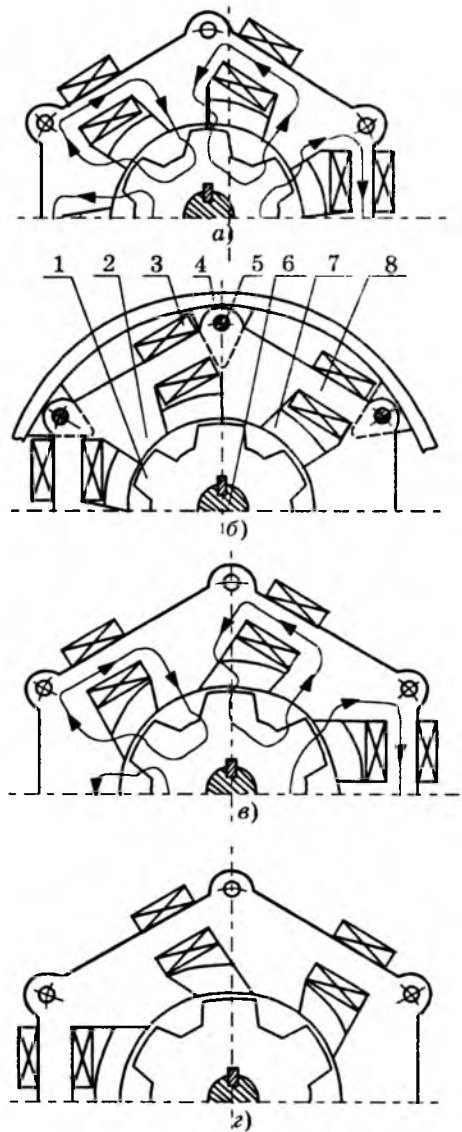


Рис.2.

ЭВИД магнитный поток каждой фазы организуется в виде импульса, одновременно и симметрично проходящего через все рабочие воздушные зазоры пакета фазы, представляющего собой многополюсный электромагнит. При этом во всех рабочих воздушных зазорах создаются одинаковые тангенциальные усилия, образующие вращающий момент. Организация требуемого порядка коммутации фаз ЭВИД проста и не требует создания особой формы фазовых токов. Исходя из изложенного, можно утверждать, что эффективность электромеханического преобразования энергии у ЭВИД существенно выше. При сравнении двигателей по рис. 1 и 2 при одинаковых значениях диаметра и осевой длины ротора, ширины зубцов ротора, воздушного зазора при соосном расположении зубцов, максимального значения магнитной индукции в зубцах статора и плотности тока в обмотках следует ожидать у ЭВИД более высоких значений среднего вращающего момента и КПД. Кроме того, у ЭВИД каждая катушка пакета статора создает половину рабочего магнитного потока зубца, и, следовательно, площадь поперечного сечения спинки пакета статора вдвое меньше площади поперечного сечения зубца, что позволяет уменьшить объем обмоточного провода. Недостатком ЭВИД является его более сложная конструкция.

Обобщая изложенное, можно утверждать, что ЭВИД имеет значительно лучшие технико-экономические показатели по сравнению с ВИД. Существующие преобразователи и системы управления полностью применимы для ЭВИД. Поэтому внедрение ЭВИД и создание на его базе высокоэффективных вентильно-индукторных электроприводов не вызывает трудностей.

#### Список литературы

1. Гайнцев Ю.В. Новый экономичный регулируемый привод на основе управляемого реактивного двигателя//Регулируемые электродвигатели переменного тока. Владимир, 1988. С.72—86.
2. Ильинский Н.Ф. Перспективы применения вентильно-индукторного электропривода в современных технологиях//Электротехника. 1997. № 2. С.1—3.
3. Бычков М.Г. Элементы теории вентильно-индукторного электропривода//Электричество. 1997. № 8. С.35—44.
4. Кузнецов В.А., Садовский Л.А., Виноградов В.Л., Лопатин В.В. Особенности расчета индукторных двигателей для вентильного электропривода//Электротехника. 1998. № 6. С. 35—43.
5. Шабаетов В.А., Тубис Я.Б., Сулов Д.Н. Анализ принципиальных схем преобразователя для управления синхронно-реактивными двигателями с переменной индуктивностью//Регулируемые электродвигатели переменного тока. Владимир, 1998. С.87—96.
6. Бычков М.Г. Алгоритм проектирования вентильно-индукторного электропривода и его компьютерная реализация//Электротехника. 1997. № 2. С.11—15.
7. Michallids A., Pollock C. Design and Performance of Ring Effec. Sph SRD//Proc. EPE. 1995. Vol.3. P.3143—3148.
8. Lawrenson P. Variable-Speed Swithed reluctance motors//IEEE Proc. Vol. 127. № 4. 1980.
9. Курбасов А.С. Отчет создания индукторных реактивных электрических двигателей//Электричество. 1997. № 7. С.46—49.
10. Бычков М.Г., Кисельникова А.В., Семенчук В.А. Экспериментальное исследование шума и вибраций в вентильно-индукторном электроприводе//Электричество. 1997. № 12. С.40—46.
11. Бычков М.Г. Анализ вентильно-индукторного электропривода с учетом локального насыщения магнитной системы//Электричество. 1998. № 6. С.50—53.
12. Гайнцев Ю.В. Еще раз о вентильно-индукторном электроприводе//Электротехника. 1998. № 6. С.25—27.
13. А.с.1399862. Шаговый электродвигатель/Ю.В.Смирнов//Открытия. Изобретения. 1988. № 5.

## Особенности электромагнитных процессов в бесконтактном совмещенном генераторе с периодически изменяющейся структурой обмотки ротора

КЛЕМЕНТЬЕВ А.В., инж. ОЛЕЙНИКОВ А.М., доктор техн. наук, проф.

*Новокаховский ПИ*

В проблеме создания высокоэффективных генераторов для автономной энергетики представляют интерес физические процессы и задача расчета бесконтактных совмещенных генераторов, по обмотке возбуждения которых протекает только выпрямленный ток [1,2], а постоянная составляющая этого тока создаст поле возбуждения. На статоре такого генератора расположены две магнитно не связанные обмотки — якорная (СОЯ) и обмотка возбуждения возбудителя (ОВВ), полу-

чающая питание от СОЯ через регулятор возбуждения. Обмотка ротора является обмоткой возбуждения генератора (ОВГ) и состоит из отдельных частей, одинаковых в электромагнитном отношении и находящихся в одинаковых электромагнитных условиях. В случае двухполюсного генератора ОВВ выполнена четырехполюсной, а ОВГ состоящей из четырех катушечных групп КГ1—КГ4, соединенных между собой через диоды, как показано на рис.1. Группы КГ1—КГ4 оди-

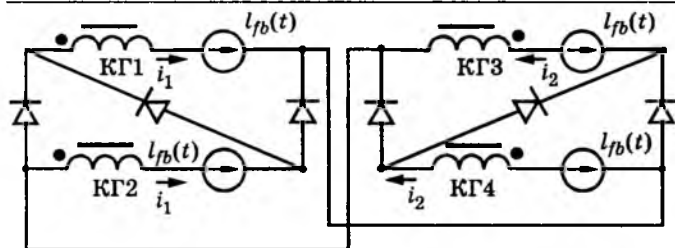


Рис.1. Схема обмотки возбуждения генератора

наковы но уложены попарно в двух разных полюсных делениях ротора (КГ1 и КГ2 — в одном, а КГ3 и КГ4 — в другом). При вращении ротора в этих катушечных группах полем, создаваемым ОВВ, индуцируются одинаковые ЭДС  $e_{fb}(t)$  и протекают выпрямленные токи  $i_1$  и  $i_2$  (рис.1.). Постоянные составляющие этих токов являются токами возбуждения генератора. В случае многополюсного генератора катушечные группы, лежащие в одноименных полюсных делениях и соединенные последовательно, образуют четыре самостоятельные части ОВГ.

Статья посвящена анализу токов, протекающих по частям ОВГ и ее структур, образующихся состояниями диодов в установившемся режиме при ненасыщенном магнитопроводе и протекании через ОВВ только постоянного тока. При этих условиях в [1] приведено выражение для ЭДС  $e_{fb}(t)$  в виде ряда Фурье с нечетными гармониками. Поскольку амплитуда каждой гармоники обратно пропорциональна кубу их порядка, ограничимся рассмотрением только первой гармоники.

Для анализа и исследования работы схемы ОВГ была использована физическая модель, представляющая собой трехстержневой магнитопровод с катушками, соединенными через диоды, и дополнительной катушкой, подключенной к источнику переменного напряжения с целью создания

в магнитопроводе переменного потока. Эта модель позволила также оценить точность полученных соотношений (расхождения опытов с расчетами не превышали 5%).

На рис.2 представлены пять структур ОВГ, соответствующие состояниям диодов в процессе естественной коммутации. Распределение потенциалов узлов установлено с использованием двухканального осциллографа.

Последовательно превращение структуры I в структуру V совершается в течение половины периода изменения ЭДС  $e_{fb}(t)$ , после чего происходит обратное превращение (стрелка с пунктиром на рис.2). Структуры I и V являются основными, II, III и IV — переходными с относительно малым временем существования. Структура III возникает в момент равенства токов, протекающих по частям КГ1—КГ4 и прохождения ЭДС  $e_{fb}$  через нуль, при этом наблюдаются геометрическая и электромагнитная симметрии схемы. Установлено, что время существования основных структур I и V, как и II, и IV, одинаково.

Превращение структур происходит следующим образом: сначала в контуре A (структура I) возникает диагональ (структура II), затем отключаются его боковые ветви и возникает структура III, после чего боковые ветви переходят на другую половину схемы (структура IV), исчезает диагональ и возникает контур B (структура V). Проведенный анализ позволяет рассматривать ОВГ исследуемого генератора как систему с периодически изменяющейся структурой.

На рис.3 показаны осциллограммы токов  $i_1$  и  $i_2$ , протекающих по частям ОВГ. Эти токи смещены во времени относительно друг друга на половину периода изменения ЭДС  $e_{fb}(t)$ . Структурам II и IV соответствуют линейные участки осциллограмм с быстро изменяющимся током. Небольшие участки с почти постоянным током соответ-

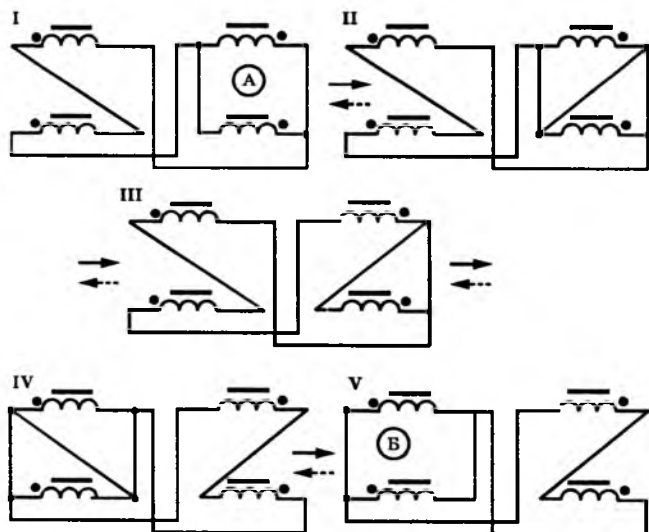


Рис.2. Структурные превращения схемы обмотки возбуждения генератора

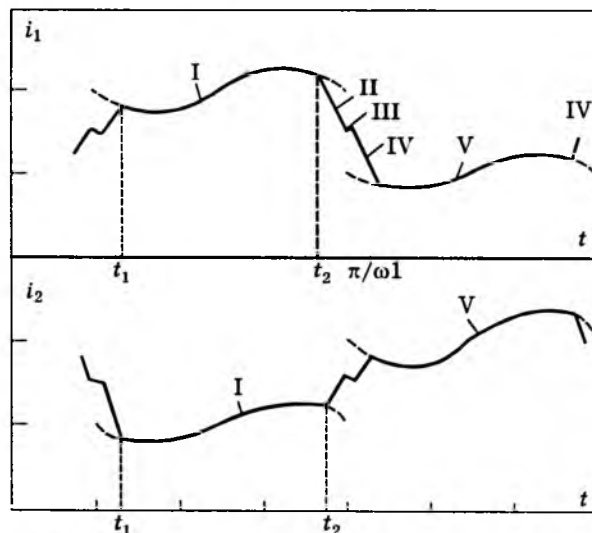


Рис.3. Осциллограммы токов  $i_1$  и  $i_2$

структуре III и обусловлены наличием высокоомной части прямой ветви вольт-амперной характеристики реального диода, что приводит к задержке процессов образования структур I и IV из структуры III. Ввиду кратковременности структуры III будем полагать все диоды идеальными.

Выявление структур ОВГ позволяет значительно упростить анализ токов. Обозначим через  $\psi(i_p, i_q)$  потокосцепление отдельной части ОВГ в функции протекающего через нее тока  $i_p$  и тока  $i_q$ , протекающего через отдельные части ОВГ, не имеющие с данной общих пазов ( $p, q = 1, 2$ ), а через  $R$  ее активное сопротивление. Для структуры I запишем следующую систему уравнений по контуру, образованному частями КГ1, КГ2, КГ3 (рис. 1, 2):

$$\left. \begin{aligned} & 2 \left[ \frac{\partial \psi(i_1, i_2)}{\partial i_1} \frac{di_1}{dt} + \frac{\partial \psi(i_1, i_2)}{\partial i_2} \frac{di_2}{dt} \right] + \frac{\partial \psi(i_2, i_1)}{\partial i_1} \frac{di_1}{dt} + \frac{\partial \psi(i_2, i_1)}{\partial i_2} \times \\ & \times \frac{di_2}{dt} + 2Ri_1 + Ri_2 = E_{m1} \sin \omega_1 t, \quad i_1 = 2i_2; \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (\text{рис. 3}). \end{aligned} \right\} (1)$$

Для структуры II справедлива следующая система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} & 2 \left[ \frac{\partial \psi(i_1, i_2)}{\partial i_1} \frac{di_1}{dt} + \frac{\partial \psi(i_1, i_2)}{\partial i_2} \frac{di_2}{dt} \right] + 2Ri_1 = 2E_{m1} \sin \omega_1 t; \\ & \frac{\partial \psi(i_2, i_1)}{\partial i_1} \frac{di_1}{dt} + \frac{\partial \psi(i_2, i_1)}{\partial i_2} \frac{di_2}{dt} + Ri_2 = -E_{m1} \sin \omega_1 t; \\ & 0 \leq t \leq t_1; \quad t_2 \leq t \leq \pi/\omega_1. \end{aligned} \right\} (2)$$

Для записи уравнений структур V и IV достаточно в приведенных уравнениях поменять местами индексы 1 и 2.

К полученным соотношениям необходимо добавить условия, отражающие симметрию схемы в функции аргумента  $\omega_1 t$ :

$$\left. \begin{aligned} & i_1(\pi(k-1)) = i_1(\pi k); \\ & i_2(\pi(k-1)) = i_2(\pi k); \\ & k = 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \right\} (3)$$

Моменты превращения структур можно определить, приравняв выражения для токов соседних структур. Постоянная составляющая токов частей ОВГ, коэффициент пульсации, скорость изменения этих токов (для перенапряжений) определяются с помощью обычных математических операций.

При ненасыщенном магнитопроводе выражение для потокосцепления  $\psi$  отдельной части ОВГ можно записать в виде:

$$\psi(i_p, i_q) = 2L_p i_p + 2M_q i_q, \quad (4)$$

где  $L_p$  — собственная полная индуктивность части ОВГ;  $M_q$  — взаимная индуктивность частей ОВГ, не имеющих общих пазов.

Из (1) и (4) получаем уравнение:

$$(10L_p + 8M_q) \frac{di_2}{dt} + 5Ri_2 = E_{m1} \sin \omega_1 t. \quad (5)$$

Замечая, что условия симметрии (3) можно приближенно записать и для токов структур I и V при их экстраполяции (пунктир на рис. 3), и исходя из единственности решения задачи Коши, заимствуем из [3] следующее выражение для тока  $i_2(t)$  в структуре I:

$$i_2(t) = \frac{E_{m1}}{\sqrt{(5R)^2 + (\omega Q_{pq})^2}} \left[ \sin(\omega_1 t - \varphi) + \frac{2 \sin \varphi}{1 - \exp\left(-\frac{5\pi R}{\omega_1 Q_{pq}}\right)} \exp\left(-\frac{5Rt}{Q_{pq}}\right) \right], \quad (6)$$

где  $Q_{pq} = 10L_p + 8M_q$ ;  $\varphi = \arctg\left(\frac{\omega_1 Q_{pq}}{5R}\right)$ .

Расчет токов  $i_1, i_2$  в структуре II по системе уравнений (2) значительно упростится, если учесть, что в структуре I ток  $i_1$  вдвое превосходит ток  $i_2$ , в структуре V — наоборот, а в структуре III они равны; кроме того, в структурах II и IV скорости изменения этих токов одинаковы по абсолютному значению и противоположны по знаку (рис. 2, 3). Отсюда нетрудно установить значения токов в структуре III, которое следует выбрать в качестве начального условия при решении системы дифференциальных уравнений (2). Эта система при условии (4) распадается на два независимых уравнения относительно токов  $i_1$  и  $i_2$ :

$$T_{pq} \frac{di_e}{dt} + Ri_e = (-1)^{l+1} E_{m1} \sin \omega_1 t, \quad (7)$$

где  $T_{pq} = 2(L_p - M_q)$ ;  $l = 1, 2$ .

Используя [4] при решении уравнений (7), получаем:

$$i_e(t) = \left( \frac{3E_{m1}}{5\pi R} + \frac{\omega_1 T_{pq} E_{m1}}{R^2 + \omega_1^2 T_{pq}^2} \right) \exp\left(-\frac{Rt}{T_{pq}}\right) + (-1)^{l+1} \frac{E_{m1} \sin(\omega_1 t - \gamma)}{\sqrt{R^2 + \omega_1^2 T_{pq}^2}}, \quad (8)$$

где  $\gamma = \arctg\left(\frac{\omega_1 T_{pq}}{5R}\right)$ .

Если  $\omega_1 T_{pq} \ll R$ ;  $\omega_1 t_1 \ll 2\pi$ ;  $\omega_1 t_2 \approx \pi$ , то

$$i_e(t) \approx \frac{3E_{m1}}{5\pi R} + (-1)^{l+1} \frac{E_{m1} \omega_1 t}{R}. \quad (9)$$

Произведя приближенное разложение кривых токов  $i_1$  и  $i_2$  в ряд Фурье с периодом  $2\pi/\omega_1$  при  $R \ll \omega_1 Q_{pq}$ , получим следующее соотношение для расчета МДС отдельной части ОВГ с числом последовательных витков  $w_{kr}$ :

$$F_{fr}(t) \approx \frac{w_{kr} E_{m1}}{\pi} \left( \frac{3}{5R} + (-1)^{r+1} \frac{\sin \omega_1 t}{5R} - \frac{2 \sin 2\omega_1 t}{3\omega_1 Q_{pq}} \right), \quad (10)$$

где  $r = 1$  для частей КГ1 и КГ2 и  $r = 2$  для КГ3 и КГ4.

Из этого выражения видно, что первая гармоника МДС, создаваемая током  $i_1$ , проходящим через части  $KГ1$  и  $KГ2$ , находится в противофазе с первой гармоникой МДС частей  $KГ3$  и  $KГ4$ .

Полученные соотношения использованы при проектировании генераторов мощностью 4 кВт, подготовленных к серийному производству.

Ниже приведены экспериментальные данные БСГ (степень защиты IP54, класс изоляции В), полученные для продолжительного режима работы.

$P$ , кВт	$U_n$ , В	$I_n$ , А	$\cos \varphi_n$	$\eta$ , %	$\tau_{уст}$ , °С	$\tau_{у.рот}$ , °С
4	400	7,22	0,8	74,0	65	75

Масса генератора 70 кг при изготовлении корпуса и подшипниковых щитов из чугуна.

#### Список литературы

1. Клементьев А.В. Расчет ЭДС, взаимной и собственной индуктивностей обмоток бесконтактного синхронного генератора // Техническая электродинамика. 1996. № 6. С.59—61.
2. Пат. 2091965 РФ. Бесконтактная синхронная электрическая машина/А.В.Клементьев, В.Н.Бондарев.
3. Полупроводниковые выпрямители/Под ред. Ф.И. Ковалева и Г.П.Мостковой. М.: Энергия, 1978.
4. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям М.: Наука, 1976.

## Моделирование токов замыкания элементарных проводников в секционированных обмотках

НОВОЖИЛОВ А.Н., канд. техн.наук

*Рассмотрен метод моделирования токов КЗ элементарных проводников секционированных машин переменного тока, позволяющий просто и с достаточной точностью оценить значения этих токов в зависимости от места расположения замыкания в секции.*

Для снижения электрических потерь в машинах переменного тока проводник секции разделяют на несколько элементарных. Элементарные проводники изолируются по всей длине и соединяются сваркой на выводах секции. При этом, за счет разности ЭДС  $\Delta E_3$  от потоков пазового рассеяния, в параллельно соединенных элементарных проводниках могут возникнуть циркуляционные токи. Применяя транспозицию [1], удастся циркуляционные токи уменьшить практически до нуля.

Короткое замыкание элементарных проводников (рис.1) изменяет схему соединений в секции. В образовавшихся контурах из частей элементарных проводников появляются циркуляционные токи, соизмеримые по значению с рабочими токами. Складываясь с рабочими токами, они вызывают местный перегрев и ускоренное тепловое старение изоляции поврежденной секции [2]. При металлическом КЗ через 1—6 мес. замыкание элементарных проводников переходит в однофазное или междуфазное КЗ. Если проводники замыкаются через дугу, то это время сокращается до нескольких секунд. Таким образом, для нужд релейной защиты оценка этих токов достаточно важна, а порой просто необходима [3].

Замыкание двух элементарных проводников в точке  $K_3$  (рис.1) приводит к образованию в секции двух контуров, по которым потекут токи КЗ. Первый контур образуется между точками  $H$  и  $K_3$ , а второй между  $K_3$  и  $K$ . Значение токов в них зависит от разности ЭДС  $\Delta E_3$  между верхним и ниж-

ним элементарными проводниками в точке  $K_3$ , а также от их активного и индуктивного сопротивлений. Электрическая схема поврежденной секции приведена на рис.2. Точный расчет параметров этой схемы, а следовательно, и токов достаточно сложен. Он значительно упростится, если принять следующие допущения:

1. Токи во всех элементарных проводниках до замыкания равны по значению и совпадают по фазе.

2. Лобовая часть поврежденных элементарных проводников для токов КЗ представляет собой бифилярную обмотку и учитывается только активным сопротивлением, а  $\Delta E_3$  в лобовых частях секции не меняется.

3. Падение магнитного напряжения на стальных участках равно нулю.

4. В расчетной модели при определении ЭДС в элементарных проводниках не учитывается магнитное поле от токов замыкания.

5. Считаем, что высота элементарного проводника  $h_3 = h_1/n_3$ , где  $n_3$  число элементарных проводников, размещаемых по высоте  $h_1$  паза.

С учетом допущений в схеме на рис.2  $i_{31}$  и  $i'_{31}$  — токи КЗ;  $R_{31}$  ( $R'_{31}$ ) и  $R_{32}$  ( $R'_{32}$ ) — активные сопротивления верхнего и нижнего элементарных проводников между точками  $H(K_3)$  и  $K_3(K)$ ;  $L_{31}$  ( $L'_{31}$ ) и  $L_{32}$  ( $L'_{32}$ ) — индуктивности верхнего и нижнего элементарных проводников между точками  $H(K_3)$  и  $K_3(K)$ . Для упрощения процесса нахождения параметров схемы здесь рассмотрена двухвитковая секция из двух элементарных про-

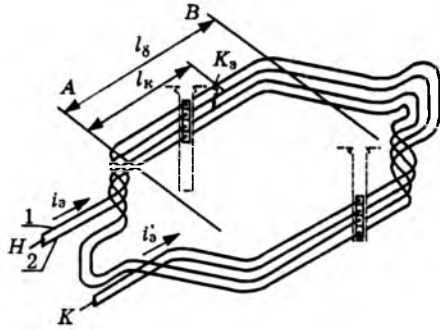


Рис.1. Пространственное расположение проводников секции

водников. Параметры секций более сложной конструкции определяются аналогично.

Из рис.1 и пункта 2 допущений ясно, что распределение  $\Delta E_3$  по эффективным виткам секции соответствует рис.3,б, а ее максимальное значение равно  $\Delta E_{3m}$ .

Магнитодвижущая сила от проводников в пазу [4] в соответствии с пунктом 1 допущений в двухслойной обмотке

$$F_{\Pi} = 2w_c \sqrt{2} I_c,$$

где  $w_c$  и  $I_c$  — число эффективных витков и ток в секции.

С учетом пункта 3 допущений магнитодвижущая сила контура, замыкающегося через проводник в пазу на высоте  $x$  от дна паза прямоугольного сечения, и напряженность магнитного поля в области этого проводника (рис.3,а):

$$F_x = F_{\Pi} \frac{x}{h_1} \quad \text{и} \quad H_x = F_{\Pi} \frac{x}{h_1 b_{\Pi}},$$

где  $b_{\Pi}$  — ширина паза.

Потокоцепление магнитного поля пазового рассеяния [4] пары замкнувшихся элементарных проводников длиной  $l_k$  и координатой точки замыкания по высоте паза равной  $h_k$

$$\Phi_{\varepsilon 1} = \mu_0 \frac{F_{\Pi} l_k}{b_{\Pi} h_1^2} \int_{h_k}^{h_k+h_3} x^2 dx = \frac{\mu_0 F_{\Pi} l_k}{3b_{\Pi} h_1^2} (3h_k^2 h_3 + 3h_k h_3^2 + h_3^3); \quad (1)$$

$$\Phi_{\varepsilon 2} = \mu_0 \frac{F_{\Pi} l_k}{b_{\Pi} h_1^2} \int_{h_k-h_3}^{h_k} x^2 dx = \frac{\mu_0 F_{\Pi} l_k}{3b_{\Pi} h_1^2} (3h_k^2 h_3 + 3h_k h_3^2 - h_3^3).$$

Тогда индуктивность верхнего и нижнего проводников, обусловленная потоками пазового рассеяния от токов  $I_c$ ,

$$L_{\varepsilon 1} = \frac{\Phi_{\varepsilon 1}}{\sqrt{2} I_c} = \frac{2\mu_0 w_c l_k}{3b_{\Pi} h_1^2} (3h_k^2 h_3 + 3h_k h_3^2 + h_3^3); \quad (2)$$

$$L_{\varepsilon 2} = \frac{\Phi_{\varepsilon 2}}{\sqrt{2} I_c} = \frac{2\mu_0 w_c l_k}{3b_{\Pi} h_1^2} (3h_k^2 h_3 - 3h_k h_3^2 + h_3^3).$$

ЭДС верхнего и нижнего элементарных проводников от магнитных потоков пазового рассеяния тока  $I_c$

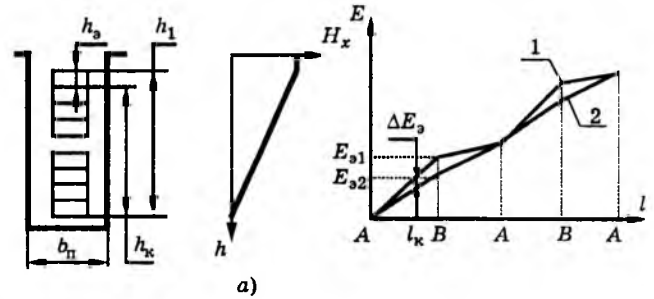


Рис.2. Распределение напряженности поля пазового рассеяния и разности ЭДС элементарных проводников

$$E_{\varepsilon 1} = j\omega L_{\varepsilon 1} \frac{\sqrt{2} I_c}{n_3}; \quad E_{\varepsilon 2} = j\omega L_{\varepsilon 2} \frac{\sqrt{2} I_c}{n_3}.$$

По рис.3,б наибольшего значения  $\Delta E_3$  достигает при  $I_k = I_8$ . Поэтому

$$\begin{aligned} \Delta E_{3m} &= E_{\varepsilon 1} - E_{\varepsilon 2} = j \frac{\mu_0 \omega I_c w_c l_8}{3n_3 b_{\Pi} h_1^2} (6h_1 h_3^2) = \\ &= j \frac{2\mu_0 \omega I_c w_c l_8 h_3^2}{n_3 b_{\Pi} h_1}, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $n_3$  — число элементарных проводников в эффективном;  $l_8$  — длина воздушного зазора.

Активные сопротивления частей элементарных проводников, разделенных точкой  $K_3$ , определяются как (рис.2)

$$R_{\varepsilon 1} = \rho_l \frac{l_{\varepsilon 1}}{s_3}; \quad R_{\varepsilon 2} = R_{\varepsilon 1}; \quad R'_{\varepsilon 1} = \rho_l \frac{l_{\varepsilon 2}}{s_3}; \quad R'_{\varepsilon 2} = R'_{\varepsilon 1}, \quad (4)$$

где  $l_{\varepsilon 1}$  и  $l_{\varepsilon 2}$  — длина элементарного проводника между  $H$  и  $K_3$ , а также  $K_3$  и  $K$ ;  $\rho_l$  — удельное сопротивление материала проводника в зависимости от температуры.

Индуктивные сопротивления  $L_{\varepsilon 1}(L_{\varepsilon 2})$  и  $L'_{\varepsilon 1}(L'_{\varepsilon 2})$  контуров определены магнитными потоками пазового рассеяния от токов замыкания  $i_{\varepsilon 1}$  и  $i'_{\varepsilon 1}$  в контурах. На рис.4 показано направление токов  $i_{\varepsilon 1}$  и  $i'_{\varepsilon 1}$  в левом (рис.4,б) и правом (рис.4,г) пазах секции, а также распределение напряженности магнитного поля пазового рассеяния от проводников первого контура (рис.4,а), проводников второго контура в левом (рис.4,в) и правом (рис.4,д) пазах.

Индуктивность первого контура определена потокоцеплениями двух соединенных последовательно элементарных проводников, в которых токи  $i_{\varepsilon 1}$  направлены встречно (рис.4,а,б). Примем, что напряженность магнитного поля  $H_x$  пазового рассеяния от тока с направлением (\*) положительна, (o) — отрицательна. Тогда распределение напряженности магнитного поля от каждого из проводников первого и их сумма (заштрихована) будут такими, как показано на рис.4,а. Определим индуктивность  $L_{\varepsilon 2}$  нижнего из проводников контура. Магнитодвижущая сила проводника

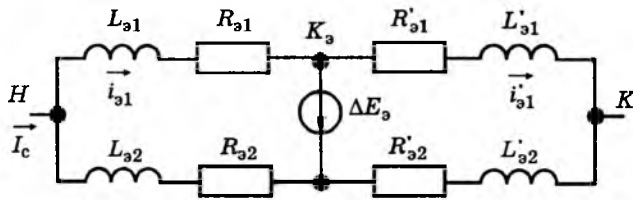


Рис.3. Электрическая схема секции

$$F_{\alpha 2} = F_{\alpha 1} \frac{x}{h_3}, \quad (5)$$

где  $F_{\alpha 1} = \sqrt{2} I_{\alpha 1}$ .

Тогда потокоцепление этого проводника от суммарного поля

$$\Phi_{\alpha 2} = \mu_0 \frac{F_{\alpha 2} l_k h_3}{b_n h_3^2} \int_0^{h_3} x^2 dx = \frac{\mu_0 F_{\alpha 2} l_k h_3^3}{3b_n},$$

а индуктивность

$$L_{\alpha 2} = \frac{\Phi_{\alpha 2}}{\sqrt{2} I_{\alpha 1}} = \frac{\mu_0 l_k h_3^3}{3b_n}. \quad (6)$$

В соответствии с рис.4,а и б  $L_{\alpha 1} = L_{\alpha 2}$  и не зависит от  $h_k$ . Взаимоиндукция проводников равна нулю, так как поток пазового рассеяния верхнего нижний не пересекает. Аналогично определяется индуктивность проводников второго контура, которые лежат в левом пазу (рис.4,в). Из рис.4,б и в видно, что взаимоиנדукция первого и второго контуров равна нулю.

Проводникам с током  $i'_{\alpha 1}$  в правом пазу (рис.4,з) соответствует распределение напряженности магнитного поля, показанное на рис.4,д. По нему легко определить индуктивность элементарных проводников правого паза.

Тогда в соответствии с рис.2 токи КЗ

$$I_{\alpha 1} = \frac{\Delta E}{2(R_{\alpha 1} + j\omega L_{\alpha 1})}; \quad I'_{\alpha 1} = \frac{\Delta E}{2(R'_{\alpha 1} + j\omega L'_{\alpha 1})}. \quad (8)$$

Такой подход к нахождению индуктивностей элементарных проводников позволяет определять их и при любой комбинации расположения проводников в пазу.

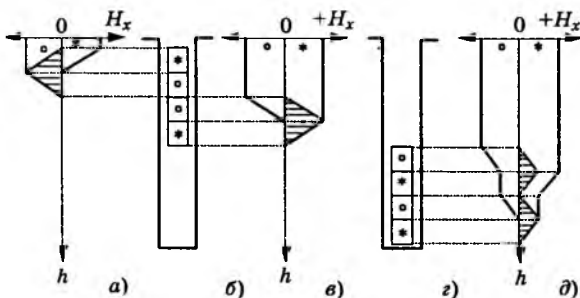


Рис.4. Потокосцепления поврежденных элементарных проводников в левом и правом пазах секции

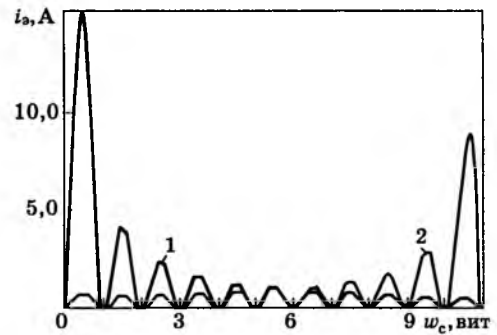


Рис.5. Изменение токов  $i_{\alpha 1}$  и  $i'_{\alpha 1}$  в зависимости от точки КЗ в секции

На рис.5 приведена зависимость изменения токов  $i_{\alpha 1}$  и  $i_{\alpha 2}$  (кривые 1 и 2) от положения точки КЗ  $K_3$  в секции АД АО2-14-69-6, полученная расчетным путем при  $b_n = 0,0143$  м;  $h_1 = 0,102$  м;  $w_c = 11$  вит;  $I_c = 48$  А;  $s_3 = 6,7 \times 1,4$  мм<sup>2</sup>;  $l_8 = 0,790$  м;  $l_n = 0,768$  м;  $n_3 = 2$ ;  $h_3 = h_1/n_3/w_c$ ;  $\rho_l = 0,017$  Ом/мм<sup>2</sup>. Ток замыкания в первом и последнем витках секции имеет наибольшее значение, которое в данном случае составляет около 1/3  $I_c$ . Если, как в [5], не учитывать индуктивное сопротивление проводников, то результаты расчета возрастут на 15–20%.

### Выводы

1. Значения токов замыкания элементарных проводников соизмеримы с значениями рабочих токов.
2. Наибольшее значения токи достигают при замыкании в лобовой части первого и последнего витков с той стороны, где отсутствуют выводы секции.

### Список литературы

1. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980.
2. Кулаковский В.Б. Профилактические испытания и дефекты изоляции крупных электрических машин. М.: Энергия, 1970.
3. Короготский В.Г., Кужекков С.Л., Паперно Л.Б. Релейная защита электродвигателей напряжением выше 1 кВ. М.: Энергоатомиздат, 1987.
4. Брускин Д.Э., Зорохович А.Е., Хвостов В.С. Электрические машины. Т1. М.: Высшая школа, 1987.

Новожилов Александр Николаевич — доцент кафедры «Электроснабжение и электротехника» Павлодарского государственного университета (Казахстан). Окончил Павлодарский индустриальный институт (ПИИ) в 1977 г. по специальности «Электрические сети и системы». Кандидатскую диссертацию по теме «Разработка защиты асинхронных двигателей от витковых замыканий с повышенной чувствительностью» защитил в Уральском политехническом институте им.Кирова (УПИ) в 1986 г.

# Анализ магнитной системы генератора с коммутацией магнитного потока

ГРИНЯГИН В.М.

*КБ машиностроения (г.Коломна)*

*Рассмотрено изменение магнитных потоков во всех участках магнитопровода генератора с коммутацией магнитного потока, влияющих на его характеристики. Показано, что все участки магнитопровода имеют различное магнитное состояние. Предложенные формулы дают возможность вычислить частоту перемагничивания спинок статора, ротора и зубцов ротора.*

Принцип действия генератора с коммутацией магнитного потока (ГКП) описан в [1]. В этой же работе определена частота индуктируемой в обмотках ЭДС. Однако условия работы отдельных участков магнитопровода при работе ГКП освещены в литературе недостаточно, а иногда и неправильно. Например, в [2] указывается, что ротор генератора перемагничивается с той же частотой, что и спинка статора. Как будет видно из приведенных ниже формул, это утверждение ошибочно.

Статья посвящена рассмотрению магнитного состояния всех участков магнитной цепи ГКП при его работе.

Исследование проводится путем построения и анализа графиков магнитного потока в отдельных участках магнитной цепи ГКП при повороте его ротора на один оборот.

Наиболее просты по конструкции и поэтому более широко используются однофазные ГКП при числе зубцов на статоре, равном четырем. Рассмотрим рабочий процесс на примере такого ГКП с шестью зубцами на роторе (рис.1).

При анализе рабочего процесса в ГКП примем допущения:

- генератор работает на холостом ходу;
- в магнитной системе протекают только потоки возбуждения  $\Phi_b$ ;
- ширина зубцов статора и ротора в рабочем воздушном зазоре одинакова.

Считаем, что ротор ГКП вращается по часовой стрелке из положения, показанного на рис.1. При вращении ротора магнитные потоки, протекающие по участкам магнитопровода ГКП, изменяются. Характер изменения магнитных потоков в спинке 1 статора ( $\Phi_{сп.ст.}$ ), соединенной с зубцом А, в зубце А статора ( $\Phi_{з.ст.}$ ), в зубце В ротора ( $\Phi_{з.рот.}$ ) и в спинке 2 ротора на участке между зубцами В—В ( $\Phi_{сп.рот.}$ ) в функции угла поворота ротора показан на рис.2. Проанализируем изменения этих потоков.

Поток в спинке статора при повороте ротора на один оборот (график  $\Phi_{сп.ст.}$  на рис.2) меняется на 6 периодов, т.е. в общем случае на число периодов, равное числу зубцов ротора  $Z_p$ . При вра-

щении ротора механическая угловая частота определяется выражением:

$$\omega_{мех} = 2\pi n/60, \quad (1)$$

где  $n$  — частота вращения ротора, об/мин.

Так как спинка статора за один оборот ротора перемагничивается  $Z_p$  раз, то угловая частота магнитного потока в спинке статора

$$\omega = Z_p \omega_{мех}.$$

Подставив сюда выражение (1), получим:

$$\omega = Z_p \frac{2\pi n}{60}.$$

В то же время угловая частота какой-либо переменной величины определяется равенством:

$$\omega = 2\pi f,$$

где  $f$  — частота изменения магнитного потока в спинке статора.

Приравняв последние два выражения и разделив их на  $2\pi$ , получим формулу, определяющую частоту перемагничивания спинок статора, а значит, и частоту индуктируемой в обмотках ЭДС:

$$f = Z_n/60. \quad (2)$$

Таким образом, магнитное состояние материала спинок статора изменяется по петле динамического перемагничивания с частотой, определяемой выражением (2).

Магнитный поток у зубце А статора (график  $\Phi_{з.ст.}$  на рис.2) имеет вид однополярных импульсов, число которых равно числу зубцов на роторе. Следовательно, при вращении ротора магнитный поток в зубцах статора пульсирует с частотой, определяемой выражением (2). Магнитное состояние материала зубцов статора изменяется по частным динамическим циклам без изменения знака напряженности магнитного поля. Значит зубцы статора не перемагничиваются и поэтому магнитными потерями в них можно пренебречь.

Магнитный поток в зубце В ротора (график  $\Phi_{з.рот.}$  на рис.2) меняется следующим образом. Зубец намагничивается двумя однополярными импульсами, затем он намагничивается двумя такими же импульсами обратной полярности. При

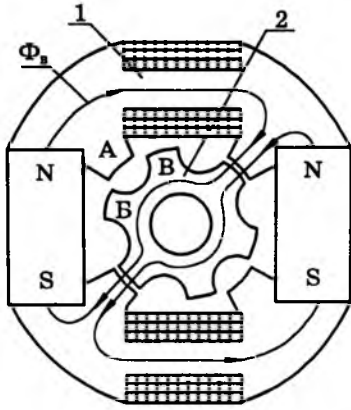


Рис.1. Магнитная система генератора с коммутацией магнитного потока

намагничивании зубца ротора однополярными импульсами магнитного поля магнитное состояние его материала меняется по частным динамическим циклам без изменения знака напряженности магнитного поля, и магнитными потерями в этом случае можно пренебречь. Поэтому два однополярных импульса магнитного поля в зубце ротора можно считать одним полупериодом переменного магнитного поля, а два других однополярных импульса противоположной полярности — вторым полупериодом. Значит при повороте ротора на один оборот его зубцы перемагничиваются один раз, т.е. в  $Z_p$  раз меньше, чем спинки статора. При вращении ротора частота перемагничивания его зубцов будет:

$$f_{з.рот} = f/Z_p.$$

Подставив сюда формулу (2) и выполнив необходимые преобразования, получим:

$$f_{з.рот} = n/60. \quad (3)$$

Из выражения (3) видно, что частота перемагничивания зубцов ротора зависит только от частоты его вращения и не зависит от числа зубцов на нем. Можно считать, что магнитное состояние материала зубцов ротора изменяется по петле динамического перемагничивания с частотой, определяемой выражением (3).

Изменение магнитного потока в спинке ротора между зубцами *Б—В* показано на графике  $\Phi_{сп.рот}$  (рис.2). Магнитный поток в спинке ротора меняется следующим образом: спинка ротора перемагничивается одним периодом переменного магнитного поля, намагничивается несколькими импульсами магнитного поля одной полярности (пачкой импульсов), вновь перемагничивается одним периодом переменного магнитного поля, а затем намагничивается пачкой однополярных импульсов, полярность которых противоположна полярности импульсов первой пачки. Количество однополярных импульсов в пачке

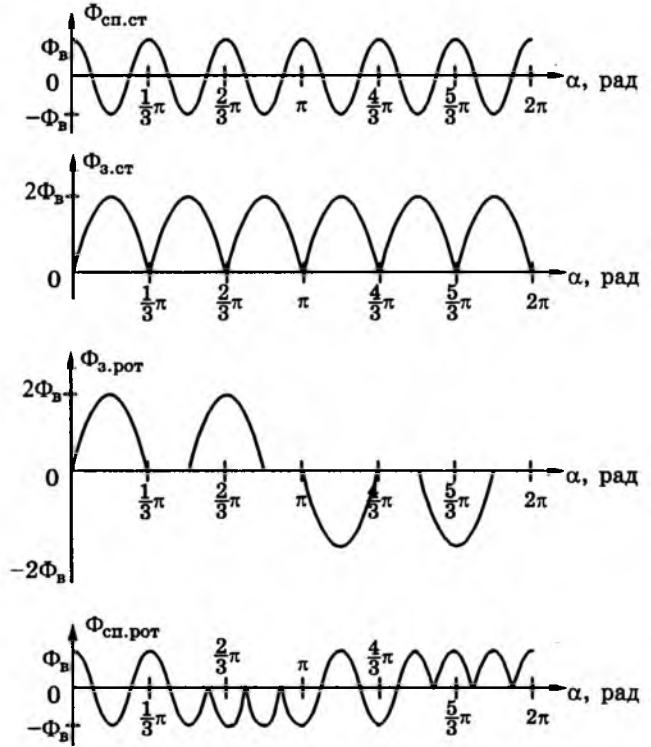


Рис.2. Графики изменения магнитных потоков в магнитной системе генератора

$$m = \frac{Z_p}{2} + 1,$$

а количество периодов знакопеременного поля между пачками импульсов равно:

$$k = \frac{Z_p - m}{2}.$$

При намагничивании спинки ротора пачкой однополярных импульсов магнитное состояние ее материала меняется по частным динамическим циклам без изменения знака напряженности магнитного поля, т.е. при этом магнитными потерями можно пренебречь. Так как после пачки однополярных импульсов на материал спинки ротора воздействует переменное магнитное поле, то пачку однополярных импульсов можно принять за один полупериод переменного магнитного поля. С учетом этого допущения из графика  $\Phi_{сп.рот}$  на рис.2 видно, что магнитный поток в спинке ротора за один его оборот меняется в два раза меньше, чем в спинке статора. Следовательно, при вращении ротора частота перемагничивания его спинки определяется из выражения:

$$f_{сп.рот} = f/2.$$

Подставив сюда формулу (2), получим:

$$f_{сп.рот} = \frac{Z_p n}{120}. \quad (4)$$

Значит магнитное состояние материала спинки ротора меняется по петле динамического перемагничивания с частотой, определяемой выражением (4).

Так как в зубцах статора магнитные потоки магнитов складываются, то при работе ГКП на холостом ходу амплитуда магнитного потока в зубцах статора и ротора в два раза больше, чем в спинках статора и ротора (рис.2).

### Выводы

При работе ГКП все участки магнитопровода перемагничиваются с разными частотами:

— частота перемагничивания спинок статора пропорциональна числу зубцов на роторе и частоте вращения последнего;

— зубцы статора не перемагничиваются, поэтому магнитными потерями в них можно пренебречь;

— частота перемагничивания зубцов ротора зависит только от частоты его вращения и на зави-

сит от числа зубцов на нем;

— частота перемагничивания спинок ротора в два раза меньше, чем спинки статора;

— амплитуда магнитного потока в зубцах статора и ротора в два раза больше, чем в их спинках.

Эти обстоятельства необходимо учитывать при расчете и конструировании магнитной системы ГКП для максимального использования магнитных свойств материала магнитопровода с целью получения минимальных габаритов машины.

### Список литературы

1. Rauch S.E., Johnson L.J. Design Principles of Flux-Switch Alternators//AIEE Transactions, 1955. Pt.3. Vol. 74. P.1261—1268.

2. Шаров В.С. Электромашинные индукторные генераторы. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961.

## ИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ

### Разработка методов увеличения жизнеспособности компаундов

ВАКСЕР Н.М., СТОРОВОЙТЕНКОВ В.В., СТУПИНА В.К.

#### СПБГТУ

*Приведены результаты исследований по оценке и контролю свойств пропиточных составов, систем изоляции в процессе пропитки. Выбран критерий оценки процесса пропитки. Некоторые результаты исследований по влиянию электрического поля на данный процесс показывают его влияние на длительность процесса пропитки.*

При производстве систем изоляции типа монолит с рабочей температурой 130—150°C, основанных на вакуум-нагнетательной технологии пропитки, используются эпоксидные компаунды. Большой производственный опыт применения этих компаундов показал, что существенным их недостатком является ограниченный срок технологического использования. Трудности поддержания постоянной вязкости в течение длительного времени и при многократном использовании пропиточного состава (ПС) могут привести к нестабильности процесса пропитки и ухудшению качества изделий.

Для устранения этого недостатка многими исследователями [1—3] ведутся разработки разбавителей для эпоксидных компаундов с целью увеличения его срока жизни, снижения температуры пропитки и, следовательно, стабилизации процесса.

В настоящей работе предлагаются иные пути решения проблемы:

1. Непрерывный контроль вязкости компаундов в процессе пропитки.

2. Непрерывный контроль самого процесса пропитки (степени насыщения изоляции пропиточным составом).

3. Применение при пропитке изоляции сил электрического поля, способствующих направленному перемещению компаунда в глубь обмотки даже при пониженной температуре и высокой вязкости состава.

Для контроля вязкости в процессе пропитки может быть использована проводимость. Известно, что значение полной проводимости  $Y$  существенно зависит от частоты приложенного напряжения. Для выбора частоты напряжения проведены измерения полной проводимости в диапазоне частот от 50 до  $10^5$  Гц.

При измерении на частотах выше 10 кГц влияние температуры на  $Y$  не фиксируется. Чувствительность метода существенно повышается при уменьшении частоты, о чем свидетельствует максимальное различие полной проводимости ПС при различных температурах (рис.1). Частоту  $f = 50$  Гц использовать нецелесообразно, так как влияние

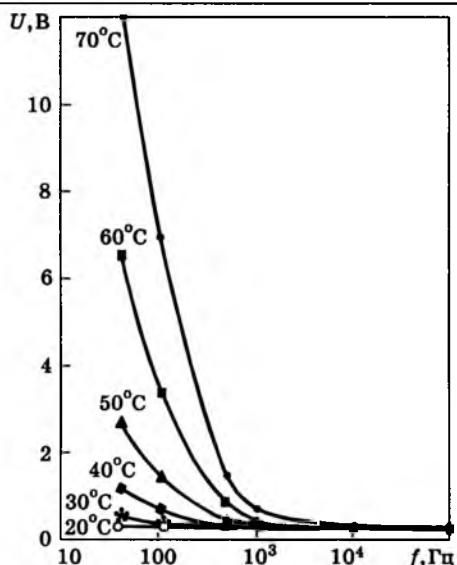


Рис.1. Зависимость полной проводимости от частоты при различных температурах компаунда

помех на измеряемую величину максимально.

Проведенные исследования показали, что полная проводимость, измеренная на частоте 100 Гц ( $Y_{100}$ ), хорошо коррелирует с вязкостью, так же, как и чисто активная проводимость. На рис.2 представлена характерная для компаундов зависимость кинематической вязкости  $\nu$  от активной проводимости  $G$ . Зависимость вязкости от  $Y_{100}$  носит аналогичный характер. Предпочтение отдается активной проводимости вследствие возможности непрерывного контроля при помощи существующих автоматических приборов.

Для осуществления непрерывного контроля процесса пропитки предлагается методика, основанная на измерении полной проводимости. Блок-схема экспериментальной установки показана на рис.3. В положении выключателя 3 производится измерение активной проводимости для контроля вязкости компаунда. В положении 2 — включается измерительная схема, предназначен-

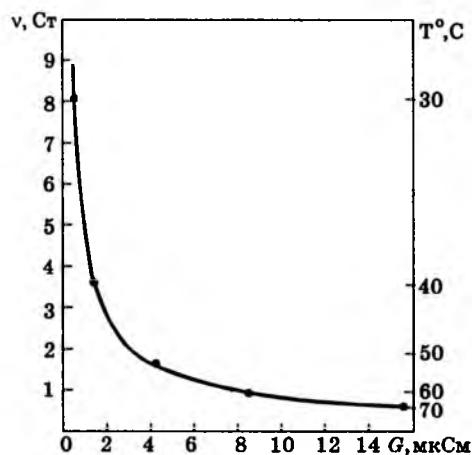


Рис.2. Зависимость проводимости от вязкости компаунда

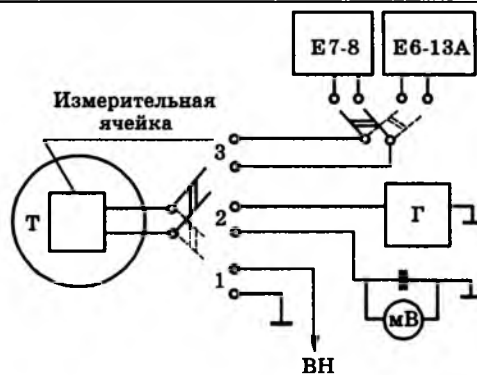


Рис.3. Блок-схема экспериментальной установки:  $T$  — термостат;  $E7-8$  — измеритель цифровой;  $E6-13$  — тераомметр;  $\Gamma$  — генератор

ная для контроля пропитки. Физический смысл измеряемого напряжения заключается в его зависимости от явлений, происходящих в изоляции в процессе пропитки, так как они существенно отражаются на значении диэлектрических потерь. Напряжение на измерительном конденсаторе  $C_n$  пропорционально полной проводимости. При выборе параметров схемы выполнено условие:  $C_n \geq C_x$ , где  $C_x$  — емкость испытуемого объекта. Для анализа кинетики пропитки использовался коэффициент пропитки ( $K_{пр}$ ), являющийся отношением полных проводимостей образца в пропитанном ( $Y_{пр}$ ) и сухом состояниях ( $Y_0$ ):

$$K_{пр} = Y_{пр}/Y_0 = U_{пр}/U_0.$$

Исследования показали, что абсолютное значение коэффициента пропитки не может быть принято за достоверный критерий, так как оно зависит от ряда случайных факторов (плотности намотки, температуры пропитки). Поэтому за критерий оценки принято время начала насыщения. Таким образом, выход кривой коэффициента пропитки на насыщение свидетельствует о завершении пропитки.

Совершенствование технологии пропитки диктуется также такими задачами, как ускорение процесса и снижение температуры пропитки при неизменных свойствах изоляции. С этой целью проведено исследование влияния переменного электрического поля на данный процесс теоретически и экспериментально. Производилось компьютерное моделирование процесса при помощи программы Quick Field 3.40 Санкт-Петербургской фирмы «Tera Analysis». Строилась упрощенная модель макета обмотки с однослойной изоляцией, намотанной вполнахлеста. Размер и параметры выбирались из соображений наиболее точного совпадения с реальной моделью и указаны на рис.4. Фольговый электрод заземлялся, а на медь подавалось высокое напряжение. Во всех вариантах расчета  $\epsilon_{изол} = 1$ ;  $\epsilon_{возд} = 1$ ;  $\epsilon_{проп} = 4-8$  (позиция 1); размеры

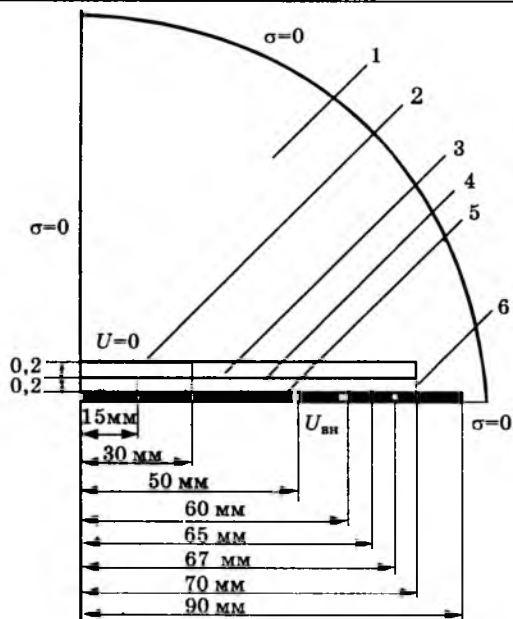


Рис.4. Участок макета изоляции, смоделированный с помощью программы Quick Field:

1 — пропитывающий состав; 2 — фольговый электрод; 3 — изоляция; 4 — воздушный фронт; 5 — медь; 6 — расчетный контур (фронт пропитывающего состава)

модели оставались неизменными за исключением координаты фронта, которая изменялась от  $x_{фр.н} = 70$  мм (начальная стадия пропитки) до  $x_{фр.н} = 15$  мм (стадия пропитки близка к завершению).

Программа позволяет производить расчет электростатического поля, а также различных интегральных величин, в частности, механической силы электростатического поля в любой точке расчетной области.

Проведены расчеты распределения напряженности поля и удельной механической силы вдоль оси  $Y$  на фронте пропитывающего состава. Чтобы смоделировать процесс пропитки фронт передвигался к началу координат. Также варьировались значения приложенного к изоляции напряжения  $U_{вн}$  в диапазоне 1–3 кВ и  $\epsilon$  пропитываемого состава.

Поскольку для используемой модели конфигурация электрического поля является резко неоднородной, возникают механические силы, действующие на элементы системы в направлении вглубь обмотки.

На рис.5 приведена зависимость силы, действующей на  $1 \text{ мм}^2$  поверхности фронта пропиточного состава, от его координаты вдоль оси  $x$ . Видно, что повышение значения  $U_{вн}$  приводит к заметному увеличению действующих сил, а влияние полярности жидкого диэлектрика заметно ниже в области до границы верхнего электрода.

По мере продвижения пропиточного состава под верхний электрод влияние диэлектрической проницаемости на силу исчезает.

Для экспериментальных исследований по влиянию электрического поля на процесс пропитки

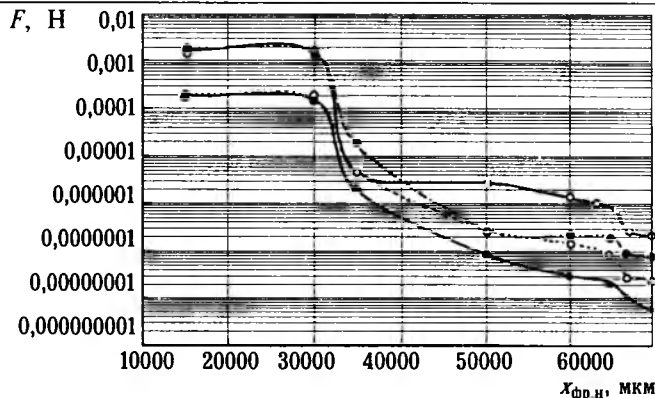


Рис.5. Зависимость силы, действующей на площадь  $1 \text{ мм}^2$ , от координаты фронта:

—○—  $U = 3 \text{ кВ}, \epsilon = 14$ ; --●--  $U = 3 \text{ кВ}, \epsilon = 8$ ; --○--  $U = 1 \text{ кВ}, \epsilon = 14$ ; —●—  $U = 1 \text{ кВ}, \epsilon = 8$

были изготовлены макеты обмоток, представляющие собой собранные четыре медные шины с непрерывно намотанной на них изоляцией (лента ЛСКН-160ТТ 0,13 мм 4 слоя вполнахлеста + 1 слой ЛЭС 0,1×0,2 вполнахлеста; общая толщина изоляции 1,24 мм, условное обозначение СЛ). На поверхность изоляции накладывался электрод, представляющий собой многожильную медную проволоку, выполненную в виде спирали. Указанная система электродов выбрана для обеспечения выхода воздуха из обмотки в процессе пропитки. В качестве пропиточного состава использовался эпоксидный компаунд ПК-11. Пропитка осуществлялась методом погружения без предварительной вакуумной сушки.

Методика исследования кинетики пропитки в электрическом поле заключается в следующем: сначала измеряется  $U_{н}$  непропитанной изоляции, нагретой до температуры пропитки по схеме рис.3 — в положении переключателя 1 (рис.3); затем образцы погружаются в ПС и в начальный момент времени фиксируется  $U_{н}$ . После чего переключатель (рис.3) переводится в положение 2, к стержню подводится высоковольтный провод, а электрод по поверхности изоляции заземляется. Затем подается напряжение, значение которого выбирается исходя из задач эксперимента. Создаваемое электрическое поле поддерживается постоянно в процессе пропитки с короткими интервалами для проведения измерений.

В табл.1 представлены результаты экспериментов: время выхода кривой  $K_{пр}(t)$  на насыщение.

Таблица 1

U, кВ	Среднее время пропитки в электрическом поле СЛ изоляции, мин		
	$T, ^\circ\text{C}$		
	50	60	70
0	125	75	45
1	100	55	45
3	105	60	45

Видно, что приложение электрического поля приводит к сокращению времени пропитки в среднем на 25% при относительно невысоких температурах 50—60°C. При этом повышение приложенного напряжения с 1 до 3 кВ для данной системы изоляции не влияет на скорость пропитки. При температуре 70°C влияния электрического поля на скорость пропитки обнаружено не было, что связано с уменьшением вязкости и увеличением проникающей способности компаунда в толщину изоляции и при отсутствии электрического поля. Однако данный режим не может быть признан оптимальным из-за существенного снижения жизнеспособности компаундов при длительном воздействии повышенных температур.

Как видно из теоретического расчета сил вдоль обмотки (рис.5), механическая сила электрического поля много больше под поверхностным электродом, чем на краю обмоток. Экспериментальные исследования этого факта были проведены на макетах стеклослюдинитовой изоляции (лента ЛСКН-160ТТ 0,18 мм 4 слоя вполнахлеста +1 слой ЛЭС 0,1×2,0 вполнахлеста, общая толщина изоляции 1,64 мм, условное обозначение СЛт). В качестве пропитывающего состава использовалась модельная жидкость — касторовое масло. Ее выбор обусловлен доступностью, экологической безопасностью и достаточно большим сроком технологического использования и хранения, а также вязкостью, соизмеримой с вязкостью компаунда ПК-11.

Полученные результаты представлены в табл.2, откуда видно, что действительно, при увеличении протяженности электрода по поверхности изоляции время пропитки сокращается.

Таблица 2

U, кВ	Среднее время пропитки в электрическом поле и без него для разной протяженности электрода по поверхности изоляции СЛт, мин	
	Длина электрода, мм	
	60	110
0	150	150
1	130	120
3	100	90

Проведены исследования влияния значения приложенного к изоляции напряжения во время пропитки на скорость пропитки для систем изоляции (СИ) различной пористости — СЛ, СЛт и ПМ. Наибольшее влияние напряжения наблюдается для мелкопористой СЛт и пленочной ПМ

изоляции, что связано, возможно, с механизмом пропитки изоляции такого типа (табл.3).

Таблица 3

СИ	Среднее время пропитки в модельной жидкости под воздействием электрического поля различных СИ, мин		
	U, кВ		
	0	1	3
СЛт	150	120	90
СЛ	70	55	55
ПМ	130	70	30

Дальнейшие исследования механизма влияния электрического поля на процесс пропитки позволят существенно сократить время пропитки, уменьшить температуру пропитки и, соответственно, увеличить жизнеспособность компаунда. Технология пропитки в электрическом поле может быть эффективна при отсутствии вакуумных установок, при ремонтных работах, а также при пропитке некоторых типов изоляции.

#### Список литературы

1. Финкель В.В., Окнин Н.С., Орлов В.Г., Куница Н.В. Усовершенствованный вариант изоляции монолит-2//Электротехника. 1990. № 12. С.15—17.
2. Огоньков В.Г., Кардаш И.Е., Финкель В.В., Хофбауэр Э.М. Новый эпоксидный пропитанный компаунд//Пластмассы. 1987. № 5. С.49—50.
3. Белинская Ю.Е., Родина Т.А., Турчин П.А., Штеренберг А.Б. Новые разработки в области электрической изоляции. Л.: Энергоатомиздат, 1991. С.27.

**Ваксер Нина Михайловна** — доцент кафедры «Электрическая изоляция, кабели и конденсаторы» Санкт-Петербургского государственного технического университета. Окончила Ленинградский политехнический институт в 1957 г. Кандидатскую диссертацию на тему «Исследование слюдопластов повышенной нагревостойкости» защитила в 1974 г.

**Старовойтенков Виктор Валентинович** — доцент кафедры «Электрическая изоляция, кабели и конденсаторы» Санкт-Петербургского государственного технического университета. Окончил Ленинградский политехнический институт в 1979 г. Кандидатскую диссертацию на тему «Влияние сильного электрического поля на свойства жидких диэлектриков» защитил в 1990 г.

**Ступина Виктория Константиновна** — аспирант кафедры «Электрическая изоляция, кабели и конденсаторы» Санкт-Петербургского государственного технического университета. Окончила Санкт-Петербургский государственный технический университет в 1997 г.

# Изменение электрофизических характеристик пропитанной полипропиленовой пленки при термоэлектрическом воздействии

АНДРЕЕВ А.М., канд. техн. наук, доц., БОРИСОВА М.Э., доктор техн. наук, проф.,  
ЖУРАВЛЕВА Н.М., канд. техн. наук, доц., ИНОЗЕМЦЕВ Н.Ю., инж.

## СПбГТУ

*Исследованы электрическая прочность и температурная зависимость проводимости от времени старения пленок полипропилена исходных и пропитанных конденсаторными жидкостями ФКЭ и ПМС. Установлено, что изменения электрических свойств пропитанных пленок в процессе старения различны в зависимости от типа жидкости, что обусловлено взаимодействием пропитывающей жидкости с полимерной пленкой.*

В настоящее время двухосноориентированные полипропиленовые (ПП) пленки широко используются в пропитанной изоляции силовых конденсаторов промышленной частоты. Однако низкие значения диэлектрических потерь и высокая электрическая прочность, характерные для ПП-пленок в исходном состоянии, не являются достаточным условием для обеспечения высокой надежности силовых конденсаторов. Для прогнозирования их работоспособности необходима дополнительная информация о закономерностях разрушения компонентов изоляции в эксплуатационных условиях.

Диэлектрики современных типов пленочной конденсаторной изоляции подвергаются жесткому многофакторному воздействию, включающему электрическую, тепловую и механическую нагрузку. Рабочая напряженность электрического поля в конденсаторной секции может достигать 50 кВ/мм, температура — (70—80)°С, а радиальная механическая напряженность, возникающая при намотке и пропитке, — (0,5—2,0) Н/мм<sup>2</sup> [1]. В таких условиях старение пропитанных ПП-пленок сопровождается ухудшением электрических свойств за счет образования субмикротрещин на поверхности и в объеме пленок. Растрескивание может явиться результатом действия каждого из воздействующих факторов, однако в области значений электрического и теплового полей, которые сами по себе способны вызвать разрушение ПП-пленки только в течение длительного времени, роль пропитывающей жидкости приобретает первостепенное значение.

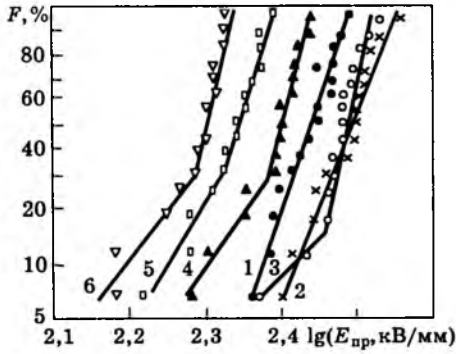
В работе изучались процессы старения ПП-пленки, пропитанной различными электроизоля-

ционными жидкостями, в условиях теплового и термоэлектрического воздействий. Исследовались образцы двухосноориентированной ПП-пленки (ТУ619-051-615-87) толщиной 12 мкм, характеризующейся значением степени кристалличности 55—60%. Для пропитки использовались конденсаторные электроизоляционные жидкости (табл.1), обладающие разной сорбционной активностью по отношению к ПП-пленке. Максимальная степень набухания ПП-пленки в фенилксилэтаноле (ФКЭ), углеводородной жидкости ароматического строения составляет 15—20%. С полидиметилсилоксановой жидкостью (ПМС-5) ПП-пленка практически не взаимодействует — степень ее набухания не превышает 1% [2].

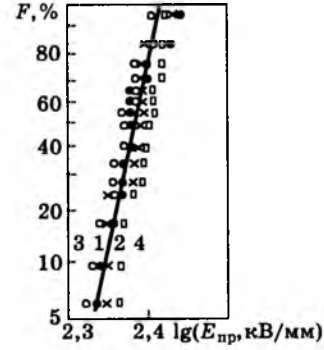
Старение проводилось с использованием однослойных модельных образцов в режимах, максимально приближенных к эксплуатационным: при напряженности электрического поля (50 Гц) 40 кВ/мм и температуре 80°С. В процессе старения определялось изменение кратковременной электрической прочности ( $E_{пр}$ ) и температурной зависимости удельной проводимости  $\gamma = f(T)$  ПП-пленок. Испытания на пробой проводили на переменном напряжении 50 Гц с использованием цилиндрических электродов диаметром 6 и 20 мм при фиксированной скорости повышения испытательного напряжения 1 кВ/с. Поскольку значения  $E_{пр}$  полимерных пленок имеют существенный разброс, наиболее полной характеристикой электрической прочности является функция распределения  $F(E_{пр})$ , рассчитываемая нами для эмпирической выборки образцов 15—20 шт., испытанных в одинаковых условиях. Установлено, что распределение по  $E_{пр}$  как для исходных, так и

Таблица 1

Образец	$\rho$ , $10^{-4}$ , кг/м <sup>3</sup> (20°С)	$\epsilon$ , (20°С)	$\text{tg } \delta \cdot 10^3$ (100°С)	$\eta$ , сСТ (20°С/100°С)	$T_{заст}$ , °С	$U_{пр}$ , кВ/2,5 мм (20°С)
ФКЭ	0,99	2,5	8	6,5/1,6	-50	$\geq 70$
ПМС-5	0,94	2,6	3	5/1,7	-60	$\geq 50$



**Рис.1.** Функции распределения  $E_{пр}$  ПП-пленки в зависимости от времени старения ( $100^{\circ}\text{C}$ ) в контакте с ФКЭ: 1 — исходное состояние (•); 2 — 100 ч (x); 3 — 200 ч (o); 4 — 300 ч (▲); 5 — 400 ч (□); 6 — 600 ч (▽)



**Рис.2.** Функции распределения  $E_{пр}$  ПП-пленки в зависимости от времени старения ( $100^{\circ}\text{C}$ ,  $E = 40$  кВ/мм) в контакте с ПМС-5: 1 — исходное состояние (•); 2 — 100 ч (x); 3 — 200 ч (o); 4 — 400 ч (□)

для состаренных образцов может быть представлено законом Вейбулла [2]. Зависимость удельной проводимости от температуры  $\gamma = f(T)$  пропитанных ПП-пленок измерялись в режиме повышения температуры с постоянной скоростью  $\beta = 2$  К/мин при напряженности электрического поля в образце 25 кВ/мм с использованием накладных плоских электродов из алюминиевой фольги диаметром 15 мм [4,5].

На рис.1 и 2 приведены функции распределения Вейбулла кратковременной электрической прочности  $F(E_{пр})$  образцов пропитанной ПП-пленки до и после термического старения, а на рис.3 — зависимости изменения  $E_{пр}$ , соответствующие вероятности 0,63 от времени старения. Как следует из приведенных результатов, характер изменения  $E_{пр}$  пропитанных ПП-пленок от времени старения определяется сорбционной способностью пленки. В случае контакта пленки с ФКЭ, жидкостью в которой ПП-пленка набухает, на начальном этапе старения наблюдается рост  $E_{пр}$  пленки. Такое поведение, очевидно связано с вытеснением воздуха из технологических дефектов (микропор и микротрещин), неизбежно присутствующих в ПП-пленке. Проникновение ФКЭ на начальном этапе старения делает структуру пленки более однородной. Дальнейшее старение (более 200 ч) ПП-пленок, пропитанных ФКЭ, приводит к снижению  $E_{пр}$  (рис.3), а вид функции распределения  $E_{пр}$  (рис.1) изменяется, приобретая форму, соответствующую смешанному распределению Вейбулла:

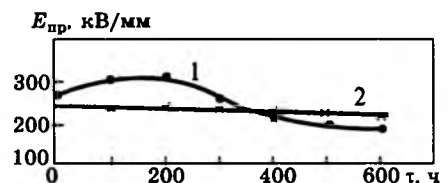
$$F(E_{пр}) = 1 - \exp \left[ - \left( \frac{E}{E_{пр01}} \right)^{\alpha_1} - \left( \frac{E}{E_{пр02}} \right)^{\alpha_2} \right].$$

Подобный вид  $F(E_{пр})$  характерен для дефектных образцов электроизоляционных материалов. Отрезки прямых, аппроксимирующих  $F(E_{пр})$  состаренных ПП-пленок, в области низких вероятностей пробоя (ниже 20) характеризуют электрическую прочность образцов ПП-пленки со вновь

сформированными в процессе старения дефектами. Одной из причин такого дефектообразования является разрыхление надмолекулярной структуры в результате экстракции низкомолекулярных атактических фракций полипропилена из аморфной фазы в пропитывающую жидкость, о чем свидетельствует рост  $\text{tg } \delta$  исследуемых образцов в процессе старения. Хромато-масс-спектрометрический анализ проб ФКЭ, состаренных в контакте с ПП-пленками, продемонстрировал наличие в них полипропиленсодержащих составляющих.

При старении в полидиметилсилоксановых жидкостях (ПМС-5), не сорбируемых пленками, а лишь смачивающих их поверхность, значение  $E_{пр}$  ПП-пленок в процессе старения практически не изменяется и находится в пределах разброса экспериментальных данных (рис.2, 3). Постоянство значений  $E_{пр}$  и вида функций распределения  $E_{пр}$  состаренных ПП-пленок, пропитанных ПМС-5, свидетельствует об отсутствии дефектообразования в процессе старения.

На рис.4 приведены температурные зависимости удельной проводимости пропитанных ПП-пленок от времени старения, подвергнутых термическому и термоэлектрическому старению. Старение проводилось при отсутствии критических ЧР. Контакт с ФКЭ при тепловом и особенно термоэлектрическом старении в течение 100 ч приводит к увеличению удельной проводимости пленок на два-три порядка. Температурная зависимость проводимости исходных и состаренных пленок описывается экспоненциальным законом:



**Рис.3.** Зависимость  $E_{пр}$  (50 Гц) ПП-пленки от времени старения ( $100^{\circ}\text{C}$ ) в контакте с ФКЭ (1) и ПМС-5 (2)

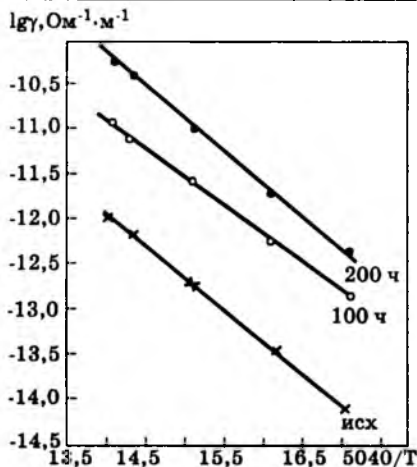


Рис.4. Зависимости  $\lg \gamma = f(1/T)$  исходных и подвергнутых термоэлектрическому старению ( $E=40$  кВ/мм,  $T = 80^\circ\text{C}$ ) в контакте с ФКЭ пленок ПП

$$\gamma = \gamma_0 \exp\left(-\frac{W_a}{kT}\right).$$

Энергия активации  $W_a$ , определенная по наклону прямых  $\lg \gamma = f(1/T)$ , не меняется в процессе старения и составляет 0,5—0,7 эВ (табл.2).

Удельная проводимость ПП-пленок, пропитанных ПМС-5, незначительно возрастает даже в процессе термоэлектрического старения в течение 100 ч (рис.5). При этом зависимость удельной проводимости от температуры исходных и состаренных пленок описывается кривой с изломом, когда

$$\gamma = \gamma_{01} \exp\left(-\frac{W_{a1}}{kT}\right) + \gamma_{02} \exp\left(-\frac{W_{a2}}{kT}\right).$$

Энергии активации в области низких ( $W_{a1}$ ) и высоких ( $W_{a2}$ ) температур в процессе старения практически не изменяются и составляют  $W_{a1} \approx 0,4$  эВ,  $W_{a2} \approx 1$  эВ. Низкие значения  $\gamma$  ПП-пленок, пропитанных ПМС-5, и сохранение характера зависимости  $\gamma = f(1/T)$  в процессе электрического старения обусловлены отсутствием нарушения надмолекулярной структуры пленки в процессе ее старения и чрезвычайно низкой сорбцией кремнийорганических жидкостей в ПП-пленку.

Эффект увеличения электропроводности ПП-пленок, пропитанных ФКЭ, может быть вызван рядом причин, основными из которых являются сорбция ФКЭ в объем ПП-пленки и нарушение ее надмолекулярной структуры. Наложение внешнего электрического поля увеличивает интенсив-

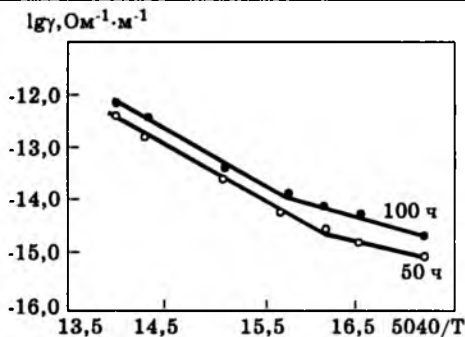


Рис.5. Зависимости  $\lg \gamma = f(1/T)$  подвергнутых термоэлектрическому старению ( $E = 40$  кВ/мм,  $T = 80^\circ\text{C}$ ) в контакте с ПМС-5 пленок ПП

ность сорбции вследствие снижения термодинамического сродства. Сорбция ФКЭ увеличивает концентрацию и подвижность ионов в ПП-пленке за счет интенсификации теплового движения в ПП-пленке при ее набухании.

Разрыхление надмолекулярной структуры набухших в ФКЭ ПП-пленок приводит к снижению степени кристалличности и образованию дефектов в виде сквозных каналов, заполненных жидкостью, что, в свою очередь, вызывает увеличение электропроводности.

Следовательно, характер и интенсивность изменения электрофизических свойств пропитанных ПП-пленок в процессе старения определяются, главным образом, типом пропитывающей жидкости. Синтетические углеводородные жидкости ароматического строения, характеризующиеся высокой интенсивностью взаимодействия с ПП-пленками, приводят к снижению  $E_{пр}$  и росту  $\gamma$  пленок. Пропитывающие жидкости, лишь смачивающие поверхность, но не проникающие в объем ПП-пленок, практически не влияют на  $E_{пр}$  и  $\gamma$  ПП-пленок, поскольку не приводят к изменению их структуры и образованию дефектов в процессе старения.

Список литературы

1. Кучинский Г.С., Назаров Н.И. Силовые электрические конденсаторы. М.: Энергоатомиздат, 1992.
2. Андреев А.М., Журавлева Н.М., Евтич М. Термостабильность пленки на основе полипропилена, пропитанной синтетическими жидкими углеводородами// Пластические массы. 1992. № 3. С.14—16.
3. Хаутильд В., Мош В. Статистика для электротехников в приложении к технике высоких напряжений. Л.: Энергоатомиздат, 1989.
4. Pokorny J., Kvet V. Potenciometricka metoda pro hodnoceni korozni odolnosti oceli plynovdu//3 mezinar. Techn. kolok. Technicky vybor. Praha, 1994. S.49—54.
5. Andreev A., Borisova M., Inozemtsev N., Zchuravleva N. Influtnce of the temperature and electrical field on the ageing of impregnated polypropelene films// 12th Int. Conf. Dielectric and insulating systems in electrical engineering. Bratislava, 1998. P.199—202.

Таблица 2

Исследуемый образец	$W_a$ , эВ
ПП-пленка+ПМС-5 (80°C, 50 ч, 40 кВ/мм)	0,4; 1,0
ПП-пленка+ПМС-5 (80°C, 100 ч, 40 кВ/мм)	0,4; 1,0

## Механизм и стадии развития электрического пробоя твердых диэлектриков

РОЖКОВ В.М.

СибГУТИ

*Рассмотрены стадии электрического пробоя твердых диэлектриков толщиной 0,01—1 мм, начиная с момента достижения испытательным напряжением уровня пробивного. В стадии развития разряда в результате ударной ионизации около анода образуется область перехода материала твердого диэлектрика в плазму твердого тела. В стадии образования канала первичного пробоя плазменная область прорастает от анода к катоду под действием компенсационного электрического поля.*

Под механизмом электрического пробоя (ЭП) твердых диэлектриков (ТД) будем понимать процессы в диэлектрике, начинающиеся с момента достижения испытательным напряжением  $U_{исп}$  уровня пробивного. При этом не ставится задача определения электрической прочности  $E_{пр}$  ТД и, следовательно, учета многообразия факторов, влияющих на напряжение пробоя  $U_{пр}$ . Наиболее полно механизм ЭП описывается лавинно-стримерной [1] или ионизационной [2], термодинамической или энергетической [3,4] и кинетической [5] теориями.

Согласно лавинно-стримерной теории процесс ЭП делится на три стадии: стадию формирования канала разряда, заканчивающуюся замыканием стримером электродной системы; стадию завершения разряда, когда напряжение на ТД падает практически до нулевого значения; послепробойную стадию. Возможна детализация первой стадии на две — до и после возникновения стримера [1, 2, 6]. Если возникновение лавины электронов за счет ударной ионизации признается большинством специалистов как действительное явление в первой стадии ЭП, то возникновение и движение стримера в ТД, взятое по аналогии из теории газового разряда, вызывает большие сомнения в достоверности [3]. Кроме того, названная теория не дает анализа процессов в ТД во второй стадии пробоя.

В термодинамической теории тоже говорится о трех стадиях ЭП, однако там не дается оценки длительности стадии формирования разряда и стадии завершения разряда по отдельности. Не дается количественной оценки начальных процессов движения зарядов, например в виде количества зарядов. Не учитывается статистическое время запаздывания ЭП, что не позволяет оценить время развития ЭП в ТД с толщиной 0,01—0,05 мм.

Кинетическая теория, как теория механического разрушения, не предусматривает формаль-

ного деления ЭП на стадии, однако в [5] подчеркивается, что теория не рассматривает начальные процессы ЭП в ТД.

Ниже предлагаются новый вариант описания механизма ЭП ТД и новые определения стадий пробоя, основанные на анализе изменения тока через диэлектрик во времени. Рассматриваются ТД в виде изоляционных материалов толщиной 0,01—1 мм с электрической прочностью  $10^8$  В/м и выше. Используются лавинно-стримерная и термодинамическая теории вместе и закономерности электродинамики плазменных процессов.

Предположим, что ТД находится в слабонеоднородном электрическом поле или в поле типа «положительное острие — плоскость». В таком поле характер изменения тока в ТД подчиняется экспоненциальному закону. Аналогичный характер изменения тока может наблюдаться в системе с плоскими электродами, когда измеряется  $E_{пр}$  указанных ТД постоянным напряжением в технологических условиях. При повышении  $U_{исп}$  постепенно появляется предпробивной ток, возникающий за счет ионизационных процессов в самом ТД, а также за счет электронов, инжектируемых катодом. Появляется отрицательный объемный заряд около катода [1, 3, 7, 8]. Все это приводит к возникновению внутреннего электрического поля, максимум которого расположен между анодом и областью отрицательного объемного заряда. Результирующее поле становится резко неоднородным, даже если электродная система обеспечивала бы идеально однородное исходное электрическое поле.

Как только  $U_{исп}$  становится равным  $U_{пр}$ , начинается первая стадия ЭП, которую предлагается назвать стадией развития разряда. В этой стадии главными являются процесс ударной ионизации и лавинное увеличение количества электронов в межэлектродном промежутке. Длительность  $t_c$  стадии развития разряда зависит от двух составляющих:

$$t_p = t_{ст} + t_{\phi} = \frac{d_{кр}}{v_{ср}} + \frac{d}{v_{ср}}, \quad (1)$$

где  $t_{ст}$  — статистическое время запаздывания разряда;  $t_{\phi}$  — время формирования разряда;  $d$  — толщина диэлектрика;  $v_{ср}$  — средняя скорость движения электронов в ТД.

В [1]  $t_{ст}$  определяется как время от момента, когда  $U_{исп}$  становится равным  $U_{пр}$ , до момента появления первого эффективного электрона, т.е. электрона, способного создать мощную электронную лавину, достаточную для возникновения стримера. Учитывая неопределенность момента появления такого электрона, даем новое определение  $t_{ст}$ , основанное на понятиях критической толщины  $d_{кр}$  ТД и критического количества электронов  $n_{кр}$  в канале разряда:

$$d_{кр} = \lambda_{и.э} \frac{\ln n_{кр}}{\ln 2}, \quad (2)$$

где  $\lambda_{и.э}$  — длина свободного пробега электронов, взятая из обобщенной зависимости  $\lambda_{и.э} = f(E_{пр})$ .

Величина  $d_{кр}$  означает минимальную толщину диэлектрика, при которой электрон, пройдя путь  $d_{кр}$  от катода к аноду, создаст лавину с количеством электронов  $n_{кр}$ , достаточным для возникновения ЭП или стримера при лавинно-стримерном механизме описания ЭП. В последнем случае условие возникновения ЭП, взятое из [1], позволяет рассчитать  $n_{кр}$  для заданного ТД:

$$E_{пр} = \frac{en}{k \cdot 4\pi\epsilon_0\epsilon\lambda_{и.э}^2} = \frac{en_{кр}}{2\pi\epsilon_0\epsilon\lambda_{и.э}^2}, \quad (3)$$

где  $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл — заряд электрона;  $\epsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-12}$  Ф/м — электрическая постоянная;  $\epsilon$  — диэлектрическая постоянная;  $k = 0,1 \div 1$  — коэффициент, введенный в [1].

Погрешность в расчетах  $d_{кр}$  из-за влияния  $k$  будет не более 14%, если принять  $k = 0,5$ .

Критическая толщина делит ТД на «толстые» и «тонкие». Было получено, что для «толстых» ТД  $d_{кр} = 6 \div 20$  мкм в зависимости от материала ТД. Если рассматривать «тонкие» диэлектрики с толщиной  $d < 6 \div 20$  мкм, то рассчитанное для них по (2) и (3)  $d_{кр} = 30 \div 110$  мкм и носит характер гипотетической толщины, необходимой для накопления  $n_{кр}$  количества электронов в прианодной области.

Для «толстых» диэлектриков статистическое время запаздывания мало и им в (1) можно пренебречь. У «тонких» — время  $t_{ст}$  становится больше времени  $t_{\phi}$ , поэтому его учет в (1) обязателен, и именно влиянием  $t_{ст}$  объясняется увеличение времени ЭП у «тонких» ТД.

Ток через диэлектрик начинается еще при  $U_{исп} < U_{пр}$ , имеет малое значение (5—500 мкА) и носит дискретный характер [8], поэтому допустимо считать, что в момент  $t = 0$  начала стадии развития разряда, т.е. в момент, когда  $U_{исп} = U_{пр}$ ,

ток возникает скачком и имеет значение  $I_0$ . У «толстых» ТД

$$I_0 = 2,8k\pi v_{ср} \epsilon_0 \epsilon \lambda_{и.э} E_{пр} = 78 \cdot 10^{-8} k \epsilon \lambda_{и.э} E_{пр} \quad (4)$$

и определяется электронной лавиной, прошедшей путь  $d_{кр}$  до анода, а не через всю толщину диэлектрика, и имеющей  $n_{кр}$  электронов. В (4) принято, что  $v_{ср} = 10^4$  м/с.

У «тонких» ТД

$$I_0 = \frac{ev_{ср}n_1 \ln n_1}{d}, \quad (5)$$

где  $n_1$  — количество электронов в лавине, прошедшей путь  $d$ , равный толщине диэлектрика.

Значение  $n_1$  находится из решения transcendентного уравнения, полученного из (3):

$$n_1 = 2^{\frac{d}{\lambda_{и.э}}} = \frac{k \cdot 4\pi\epsilon_0\epsilon E_{пр} \lambda_{и.э}^2}{e}. \quad (6)$$

При расчетах было получено  $I_0 = 20 \div 210$  мкА для указанных толщин ТД. Таким образом, начало первой стадии ЭП описывается с помощью лавинно-стримерной теории. Но процесс ударной ионизации продолжается и продолжается увеличение количества электронов в межэлектродном промежутке. Исходя из термодинамической теории, при определенной концентрации электронов в разрядном канале начинается процесс превращения материала ТД в плазменное состояние. В [3] показано, что максимальная концентрация электронов наблюдается в прианодной области в виде начального объема  $V_0$ , определяемого одной длиной свободного пробега электронов. В этом объеме и начинается переход материала ТД в плазменное состояние как только количество электронов в нем достигнет начального значения

$$n_n = 3,56 \cdot 10^{13} T A_c^0 \frac{d}{E_{пр}^2}, \quad (7)$$

где  $T$  — абсолютная температура, К;  $A_c^0$  — удельная работа каналаобразования, ккал/см;  $E_{пр}$ , кВ/см;  $d$ , см.

Количество электронов  $n_n$  является характерной величиной и для «толстых» и для «тонких» ТД. Характерной величиной будет являться и время формирования разряда  $t_{\phi}$  в (1). Оно отражает изменение количества электронов в прианодной области от  $n_{кр}$  до  $n_n$  за счет электронной лавины, возникшей на пути  $d$  от катода к аноду (размерами отрицательного объемного заряда здесь допустимо пренебречь). При этом не имеет значения одним или несколькими электронами создается эта лавина, на что справедливо указано в [3]. Изменение количества электронов в лавине происходит за счет ударной ионизации и поэтому подчиняется экспоненциальному закону. По такому же закону будет изменяться и ток пробоя. Возникновение плазмы в начальном объеме  $V_0$  можно назвать возникновением канала первичного пробоя

(КПП). В момент возникновения КПП заканчивается первая стадия ЭП и начинается вторая.

Во второй стадии — стадии образования КПП (а не стадии завершения разряда) кинетическая энергия электронов в объеме  $V_0$  в терминах термодинамики становится внутренней энергией  $\Delta U$  тела (объема  $V_0$ ). На основании первого закона термодинамики изменение внутренней энергии  $\Delta U$  тела связано с совершением этим телом работы  $\Delta A$  и передачей тепла  $\Delta Q$  внешним телам, под которыми следует понимать остальную часть ТД:

$$\Delta U = \Delta Q + \Delta A.$$

Учитывая, что ЭП развивается значительно быстрее, чем передача тепла, принимаем  $\Delta Q = 0$ , а это означает, что в объеме  $V_0$  будет протекать адиабатический процесс. Работа тела при адиабатическом процессе приводит к повышению температуры тела. В объеме  $V_0$  температура по расчетам может доходить до  $4,5 \cdot 10^4$  К. Анализ электродинамических параметров вещества ТД в объеме  $V_0$  показывает, что при такой температуре оно представляет собой квазинейтральную плазму твердого тела (ПТТ). Известно, что носителями тепла и электричества в плазме являются электроны. Как только  $n_n$  электронов из объема  $V_0$  уйдут на анод, нарушится нейтральность ПТТ и на границах ее возникает компенсационное электрическое поле с напряженностью  $E_k$ , которое будет стремиться устранить нарушение нейтральности:

$$E_k = 4\pi N e l_k, \quad (8)$$

где  $N$  — плотность электронов в плазме;  $l_k$  — линейный размер плазмы.

В объеме  $V_0$  напряженность  $E_k$  может достигать  $10^{10}$  В/м, что значительно больше  $E_{np}$  известных ТД, поэтому процесс ударной ионизации в диэлектрике усилится и количество электронов, достигающих области  $V_0$ , будет больше  $n_n$ . Тогда сама область  $V_0$  должна увеличиться так, чтобы плотность электронов в ней осталась прежней. Увеличение области  $V_0$  идет в сторону катода, т.е. происходит прорастание КПП от анода к катоду. В момент достижения каналом катода заканчивается вторая стадия ЭП ТД. Длительность этой стадии

$$\Delta t_{кпп} = \frac{dE_{np}}{v_{cp} E_k} \quad (9)$$

составляет единицы и доли наносекунды, т.е. меньше, чем длительность стадии развития разряда за счет увеличения скорости движения электронов под действием компенсационного поля. Ток через диэлектрик определяется током через плазму КПП:

$$I = \sigma E_{пл} \pi r_k^2, \quad (10)$$

где  $\sigma$  — электропроводность плазмы;  $E_{пл}$  — напряженность электрического поля на плазменном

участке;  $r_k$  — радиус КПП.

Очевидно, что  $E_{пл}$  имеет разные значения в начале и в конце стадии образования КПП, так как зависит от распределения напряжения  $U_{исп} = U_{np}$  между плазменным участком КПП и неплазменным. В момент, когда КПП замыкает электроды,  $E_{пл} = E_{np}$ . Расчеты по (10) показали, что в этом случае ток  $I = I_2$  и превышает 300 А, например, у полиэтилена толщиной 1 мм, что нереально. Тогда следует принять, что увеличение тока во второй стадии ЭП приводит к перераспределению  $U_{исп}$  между ТД и элементами внешней цепи, т.е. к снижению напряжения на ТД и, следовательно, к снижению  $E_{пл}$  и тока  $I_2$ . Уменьшение напряжения на ТД наблюдается в экспериментах и соответствует известному определению второй стадии ЭП.

Возможность снижения напряжения на ТД вытекает из самой сущности электродинамического процесса, при котором прорастание КПП осуществляется за счет компенсационного поля (8), не зависящего от напряжения на ТД. Однако, если напряжение на ТД упадет до нуля, то процесс ЭП прекратится. Именно этим объясняется возникновение неполных пробоев диэлектриков при испытании их короткими импульсами, когда процесс ЭП прекращается в момент окончания импульса [1]. Ток  $I_1$  в начале второй стадии может быть рассчитан не только по (10) при соответствующем значении  $E_{пл}$ , но и исходя из количества электронов в начале и в конце первой стадии:

$$I_1 = I_0 n_n / n_{кр}. \quad (11)$$

Значения  $I_1$ , полученные по (10) и (11), отличаются между собой в 1—4 раза для различных ТД толщиной 0,01—1 мм.

Траектория прорастания плазменного КПП определяется направлением захвата электронов из материала ТД. Главное направление — со стороны катода, но захватываются электроны и с боковых направлений. Тогда легко объяснить микрофотографии неполных пробоев, полученных при импульсных испытаниях каменной соли [1, рис.50]. Там кроме канала неполного пробоя наблюдается область значительной толщины, отличающаяся некоторым изменением в структуре по сравнению с остальной частью кристалла соли. Эти изменения и следует объяснять захватом боковых электронов.

В третьей, слепопробойной, стадии ЭП ток через ТД определяется параметрами внешней цепи, а КПП принимает окончательные размеры канала пробоя.

Предложенное описание механизма ЭП ТД позволяет высказать предположение, что необратимые процессы разрушения материала ТД начинаются только во второй стадии ЭП после возникновения плазменного КПП. А если так, то становится понятным почему многие авторы оцени-

вают длительность ЭП ТД в экспериментах единицами и долями наносекунд [1, 8]. Понимая под пробоем разрушение материала ТД, они фиксировали только вторую стадию ЭП, а первую, видимо, относили к предпробойному состоянию, тем более, что возникновение ударной ионизации еще не означает начала ЭП. Подтверждением обратимости процессов в стадии развития разряда служат эксперименты по неразрушающему измерению напряжения пробоя изоляционных материалов, основанные на фиксации ЭП до начала необратимого разрушения материала диэлектрика и описанные в [9].

Что касается ТД, имеющих  $d > 1$  мм и  $E_{пр} < 10^8$  В/м, то известно, что при  $E_{пр} < 10^8$  В/м ударная ионизация в ТД может и не возникнуть, следовательно, не будет экспоненциального характера увеличения тока. При  $d > 1$  мм в ТД, особенно органических, наблюдается ветвистый характер пробоя, и тогда необходимо учитывать захват боковых электронов при анализе процесса прорастания КПП через ТД. Помимо этого следует учесть, что время развития разряда при  $d > 1$  мм может быть меньше рассчитанного по (1) за счет уменьшения времени  $t_{ф}$ , так как накопление количества электронов, необходимого для возникновения КПП, будет обеспечиваться лавиной, прошедшей не через всю толщину  $d$  диэлектрика, а только через часть  $d$ . В целом же рассмотренные механизм и стадии развития ЭП могут быть распространены на все ТД.

Следует также отметить, что экспериментальные исследования ЭП ТД, с использованием результатов которых разрабатывались известные теории пробоя, проводились с помощью наносекундных импульсов напряжения. Но импульсные испытания не обеспечивают чистоту эксперимента, так как ТД испытывают ударный эффект от импульса, вызывающий дополнительные физические процессы в ТД [10]. Кроме того, амплитуда импульса почти всегда больше статического испытательного напряжения, что отражается коэффициентом перенапряжения при импульсных испытаниях. Последствия же перенапряжения — неизвестны.

Поэтому одним из возможных путей дальнейшего исследования ЭП ТД является метод неразрушающего измерения напряжения пробоя ТД [9].

#### Выводы

1. Предложены новые определения первых двух стадий ЭП ТД. Первая — стадия развития разряда, вторая — стадия образования канала первичного пробоя.

2. Механизм ЭП описывается путем анализа изменения тока через ТД во времени. Ток в мо-

мент начала первой стадии рассчитывается с помощью лавинно-стримерной теории, в момент окончания — определяется количеством электронов в прианодной области, вызывающим превращение материала диэлектрика из твердого состояния в плазму твердого тела. Ток во второй стадии определяется прорастанием плазменного канала первичного пробоя от анода к катоду и зависит от напряженности поля, действующего на плазменном участке.

3. Прорастание канала первичного пробоя обусловлено возникновением компенсационного электрического поля в плазме и не зависит от напряжения на диэлектрике, поэтому последнее может уменьшаться.

4. Длительность второй стадии ЭП составляет единицы и доли наносекунды.

#### Список литературы

1. Воробьев А.А., Воробьев Г.А. Электрический пробой и разрушение твердых диэлектриков. М.: Высшая школа, 1966.
2. O'Dwyer J.J. Breakdown in Solid Dielectrics//IEEE Transaction on Electrical Insulation. 1982. Vol. E1—17. № 6. P.484.
3. Вершинин Ю.Н. Электрический пробой твердых диэлектриков. Новосибирск: Наука, 1968.
4. Вершинин Ю.Н. Термодинамические уравнения пробоя диэлектриков//Доклады АН СССР. 1984. Т.279. № 4. С.880.
5. Ермилов И.В. Кинетическая теория электрической прочности твердых диэлектриков//Электричество. 1994. № 9. С.1.
6. Рожков В.М. Ампер-секундная характеристика электрического пробоя твердых диэлектриков//Электротехника. 1997. № 5. С.54.
7. Борисова М.Э., Марченко М.С. Электрическая прочность пленок полиимида//Электротехника. 1998. № 5. С.4.
8. Воробьев А.А. Возбуждение и электрический пробой твердых диэлектриков//Известия вузов. Физика. 1980. № 5. С.32.
9. Рожков В.М. Исследование неразрушающего метода измерения напряжения пробоя изоляционных материалов//Электротехника. 1996. № 6. С.47.
10. Вершинин Ю.Н. Сжимаемость твердого диэлектрика как параметр динамики импульсного пробоя//Доклады АН РФ. 1996. Т. 347, № 5. С.614.

Рожков Виктор Михайлович — доцент кафедры теории электрических цепей Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики. Закончил факультет радиосвязи и радиовещания Новосибирского электротехнического института в 1959 г. В 1970 г. защитил кандидатскую диссертацию по исследованию работы и применению ламп с разрывно-гистерезисными характеристиками.

# Определение эмиссионных способностей кольцевой газоразрядной плазмы в импульсном режиме

НАРХИНОВ В. И.

*Экспериментально определена возможность эмиссии электронов из кольцевой газоразрядной плазмы в режиме одиночных импульсов напряжения.*

Наиболее перспективным считается применение пеннинговского и магнетронного разрядов в плазменных источниках электронов в связи с их устойчивой работой в широком диапазоне давлений и токов. В основу таких источников положено высоковольтное извлечение электронов в вакуум с границы плазмы низковольтного разряда, возбуждаемого при повышенном давлении в разрядной камере. Это обеспечивает более значительные плотности эмиссионных токов в непрерывном режиме, чем источники электронов на основе высоковольтного тлеющего разряда.

Экспериментальные исследования сильнооточного тлеющего разряда в электродной структуре стержневых катодов с полым анодом [1] позволили разработать и реализовать плазменный источник электронов с радиально сходящимся пучком [2].

Вводя в схему легкоосъемные дополнительные (сетчатый и пластинчатый) электроды и используя внутренний цилиндр полого анода, образовали камеру основного разряда. Эмиссионные свойства плазмы объемного разряда оценивались по зависимостям эмиссионного электронного и ионного токов от разрядного тока и ускоряющего (извлекающего) напряжения [3].

Предложенные варианты плазменных эмиттеров позволяют получать электронные и ионные пучки двух форм. Видоизменение формы пучка технически несложно и достигается перегруппировкой электродов [4].

В настоящей работе сделана попытка высоковольтного извлечения электронов из кольцевой плазмы внутри системы подачи одиночных импульсов.

На рис.1 представлена схема эксперимента. Коаксиально эмиттерному электроду 4 (анод разрядной камеры) устанавливался сетчатый цилиндр 3 высотой 100 мм, диаметром 100 мм геометрической прозрачностью 0,6. Заряд конденсатора  $C$  емкостью 0,25 мкФ производился от повысительно-выпрямительного устройства типа АФАС-80-250 с последующим его разрядом через разрядник  $P$  на вакуумный промежуток между сеткой и анодом с эмиссионной щелью примерно 2 мм. Следует отметить, что диаметр сетчатого цилиндра 3 в разных сериях эксперимента менялся, увеличивая вакуумный промежуток. Цилиндрический коллектор 7 из алюминия диаметром 40 мм и высотой 120 мм устанавливался коаксиально сетчатому электроду. Разряд зажигался и горел от стабилизированного источника тока с плавно регулируемым выходным напряжением

0—1,5 в. После установления определенного тока разряда и давления подавался импульс ускоряющего напряжения отрицательной полярности длиной волны 10 мкс. В первой группе экспериментов, когда коаксиальный промежуток менялся от 2,5 до 27 мм, происходил пробой вакуумного промежутка. Для установления импульсной электрической прочности промежутка подавалось не менее 100 импульсов напряжения. Давление остаточного газа (воздух) было в пределах  $5 \cdot 10^{-2}$ — $1 \cdot 10^{-2}$  Па.

При включении полной схемы и подачи на промежуток (27 мм) импульсного напряжения амплитудой 30 кВ пробоя не происходило, получен ток на коллекторе. На рис.2 представлены вольт-амперные характеристики при различных токах разряда. Надо отметить, что извлеченный ток на коллектор — это ток за сеткой, т.е. часть полного тока, а эксперименты без сетчатого электрода приводили к пробоем ускоряющего промежутка.

В ускорителях электронов с плазменными эмиттерами, генерирующих пучки микросекундной длительностью импульса, ток пучка обычно

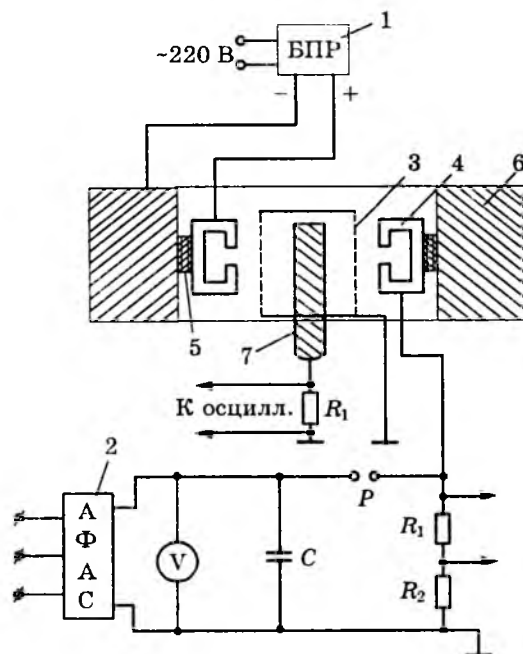


Рис.1. Схема эксперимента:

1 — блок питания разряда; 2 — повысительно-выпрямительное устройство; 3 — сетчатый электрод; 4 — анод; 5 — изолятор; 6 — катод; 7 — цилиндрический коллектор;  $C$  — конденсатор ИК-100-0,25;  $V$  — киловольтметр С 196

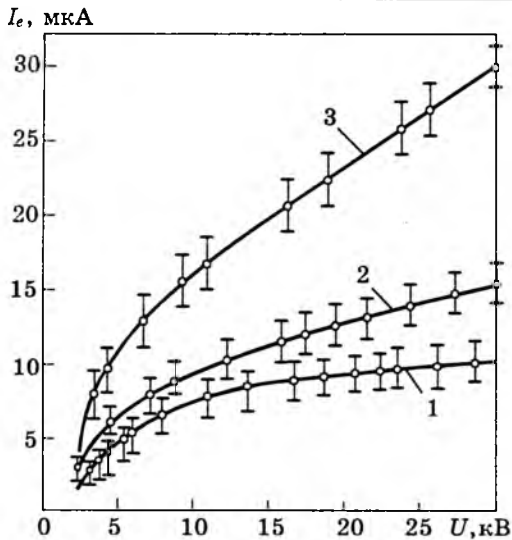


Рис.2. Вольт-амперные зависимости при  $P=(6-8) \cdot 10^{-2}$  Па:  
 1 —  $I_p = 50$  мА; 2 —  $I_p = 100$  мА; 3 —  $I_p = 200$  мА

моделируется импульсным горением разряда. В реальных разрядных системах, используемых в плазменных эмиттерах электронов, время формирования плазмы составляет 1—10 мкс, а время ее распада может достигать сотен микросекунд, поэтому максимальная частота следования импульсов ограничена в основном процессом распада плазмы [5]

Вопросы эмиссии электронов из стационарной кольцевой газоразрядной плазмы по предложенной схеме требуют разрешения ряда технико-технологических проблем, в результате определения эмиссионных возможностей они явно обозначились, принципиальный характер экспериментально подтвердился. В [6] отмечается, что в импульсных распылительных системах целесообразно поддерживать непрерывный слаботочный подготови-

тельный или «сторожевой» разряд, который обеспечивает стабильное возбуждение импульсного сильноточного разряда и позволяет осуществлять ультрафиолетовое и ионное облучения поверхности наносимого покрытия в паузе между импульсами.

В дальнейших экспериментах этот немаловажный факт следует учитывать.

#### Список литературы

1. Семенов А.П., Нархинов В.П. Сильноточный глеющий разряд в электродной структуре стержневых катодов с полым анодом // ЖТФ. 1993. Т.63. Вып.8. С.17—24.
2. Семенов А.П., Нархинов В.П. Плазменный источник электронов с радиально сходящимся пучком // ПТЭ. 1993. № 2. С.131—136.
3. Семенов А.П., Нархинов В.П. Плазменный источник электронов и ионов с большой имитирующей поверхностью // Труды Украинского вакуумного общества. Киев. 1995. Т.1. С.109—112.
4. Нархинов В.П., Семенов А.П. Два типа плазменных эмиттеров на основе разряда с холодным катодом // Тезисы докладов IV Всероссийской конференции по модификации свойств конструкционных материалов пучками заряженных частиц. Томск, 1996. С.80—82.
5. Источники заряженных частиц с плазменным эмиттером / Под ред. П.М.Щанина. Екатеринбург: УИФ Наука, 1993.
6. Кузьмичев А.И. Переходные процессы в цепях питания импульсных распылительных систем // Труды Украинского вакуумного общества. Киев. 1995. Т.1. С.112—115.

**Нархинов Валерий Прокопьевич** — старший научный сотрудник отдела физических проблем Бурятского НЦ СО РАН. Закончил электротехнический факультет Восточно-Сибирского технологического института в 1971 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме «Генерирование радиально-сходящегося пучка в источнике электронов на основе разряда с холодным катодом» в Томском политехническом университете в 1993 г.

## Приближенный расчет сопротивления растекания заземляющих устройств электроустановок<sup>1</sup>

БАМБИЗОВ А.Г., МОЖАЕВ Н.С.

*Описан метод, позволяющий приближенно рассчитывать сопротивление растекания заземлителей, расположенных в многослойных средах. Метод базируется на расчете параметров электрического поля тока заземлителей путем решения интегрального уравнения. При этом точное интегральное уравнение заменяется приближенным. Получаемая погрешность существенно меньше, чем погрешность, достигаемая при решении точного уравнения численными методами.*

Защитное заземление было и остается важнейшим элементом основной системы технических способов защиты в стационарных и передвижных

электроустановках. Выбору конструкции и размеров заземляющего устройства, обеспечивающего безопасную эксплуатацию электроустановки, всегда предшествует расчет. В этой области, по мнению авторов статьи, сложился односторонний

<sup>1</sup> Печатается в порядке обсуждения.

подход к расчету сопротивления растекания заземлителей. В наиболее полном виде этот подход изложен в хорошо известной специалистам книге [1]. Оставляя в стороне метод расчета сопротивления растекания заземляющих устройств, основанный на использовании естественной системы координат, который, как справедливо отмечают авторы [1], имеет сравнительно узкую область применения, мы хотим обратить внимание на метод наведенного потенциала, который и составляет основное содержание этой работы. Содержание метода наведенного потенциала сводится к установлению связи между током, выходящим в землю из окрестности точки  $a$  поверхности заземлителя, и потенциалом  $d\varphi_M$ , наведенным этим током в произвольной точке  $M$  проводящего пространства, под которым понимается земля:

$$\varphi_M = \int_S J_a \psi_{Ma} dS_a, \quad (1)$$

где  $J_a$  — плотность тока заземляющего устройства в точке  $a$ ;  $\psi_{Ma}$  — функция пропорциональности между  $J_a dS_a$  и  $d\varphi_M$ .

В дальнейшем авторы [1] проводят расчет электрического поля и характеристик заземлителей в неоднородной среде (земле) на основе замещения заземлителя совокупностью точечных источников тока и использования метода наведенного потенциала.

Указанный подход широко используется в практике расчетов и проектирования заземляющих устройств. Он стал привычным. Однако понятие «привычный» не всегда означает правильный или, по крайней мере, единственно правильный. Расчет заземляющих устройств методом наведенного потенциала не лишен ряда существенных недостатков. Во-первых, это использование модели источника тока. Источники тока, как известно, в природе не встречаются, это физически не реализуемая модель. Ее применение может привести к получению принципиально неверного результата. Покажем это. Если рассматривая вертикальный цилиндрический заземлитель в неоднородной (многослойной) среде с границами разделов сред, перпендикулярными оси симметрии заземлителя, мы помещаем один из точечных источников тока, которым замещается заземлитель, на границу раздела сред, то это сразу же приводит к нарушению выполнения граничного условия — непрерывности тангенциальной составляющей вектора напряженности электрического поля тока на границе раздела сред. Действительно, использование модели источника тока позволяет говорить о том, что тангенциальные составляющие векторы плотности тока по обе стороны границы раздела сред будут одинаковыми  $J_{\tau 1} = J_{\tau 2}$  в любой точке этой границы, а поскольку удельные электрические проводимости сред отличаются  $\gamma_1 \neq \gamma_2$  (иначе не существовало бы границы), то это и приводит к нарушению указанного гра-

ничного условия, т.е.

$$J_{\tau 1} / \gamma_1 = J_{\tau 2} / \gamma_2.$$

Во-вторых, авторы [1], устанавливая количественную связь между током, стекающим с элемента заземляющего устройства, и наводимым им потенциалом, по сути дела проигнорировали тот факт, что такая связь уже существует, она устанавливается теоремой Гаусса. То, что авторы [1] обошли в своей работе молчанием такое известное положение электротехники, как теорема Гаусса, свидетельствует, конечно же, не о том, что они отрицают ее справедливость для электрического поля тока, а о том, что с ее помощью можно аналитически рассчитать сопротивления растекания заземлителей, обладающих геометрически правильной формой.

Теорема Гаусса устанавливает связь между силой тока, стекающего с электрода, и зарядом электрода. Выразив заряд электрода через его поверхностную или линейную плотность, легко получить связь между плотностью заряда и потенциалом, наводимым заземлителем в произвольной точке полупроводящей среды (земли). Таким образом, искомая связь между током и потенциалом устанавливается через промежуточную величину — заряд электрода. Данный подход, подробно изложенный в [2], положен в основу предлагаемого метода приближенного расчета сопротивления растекания заземлителей. Следует оговориться, что под зарядом электрода понимается избыточный заряд, который появляется на поверхности заземляющего устройства в результате его соприкосновения с землей. При этом заземлитель находится под некоторым потенциалом  $\varphi_0$  и с него стекает ток  $I$ . В рамках расчета сопротивления растекания заземлителей на основе использования теоремы Гаусса уже нет необходимости пользоваться моделью источника тока. В качестве входных величин такой математической модели фигурируют: форма и размеры заземляющего устройства, его потенциал, удельные электрические проводимости и относительные диэлектрические проницаемости сред, формы границ разделов сред (если считать землю неоднородной средой).

Изложим содержание предлагаемого метода на примере расчета сопротивления растекания горизонтального цилиндрического электрода, находящегося вблизи плоской границы раздела двух полупроводящих сред (рис.1), а затем проведем сравнение теоретических платформ двух методов. К модели, показанной на рис.1, приводит, например, задача о проектировании заземляющих устройств передвижных электроустановок. В полевых условиях бывает удобно разместить заземляющие электроды на дне естественных водоемов. Таким образом, необходимо решить задачу о расчете параметров электрического поля тока в многослойной среде воздух-вода-грунт (дно водоема). В целом ряде работ было показано, что наилуч-

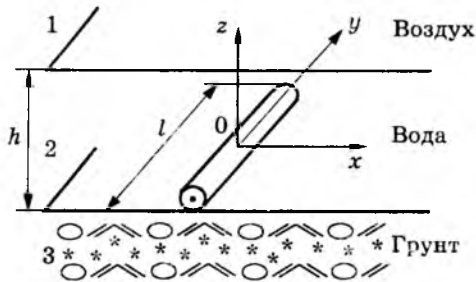


Рис.1. Прямолинейный цилиндрический проводник на дне водоема

ший путь решения таких задач — использование метода интегральных уравнений [3]. Особенностью данной задачи и некоторых других аналогичных является то, что условия на всех границах раздела сред не могут быть заданы одинаково. Так, электрод, находящийся в воде (рис.1), можно рассматривать как эквипотенциальную поверхность и задать граничное условие в виде значения потенциала электрода  $\varphi_0$ .

Условия на граница раздела сред воздух—вода и вода—грунт могут быть заданы только в виде:

$$\delta_{n12} = \delta_{n21}; \delta_{n23} = \delta_{n32}, \quad (2)$$

где  $\delta_{n12}, \delta_{n21}, \delta_{n23}, \delta_{n32}$  — нормальные составляющие вектора плотности тока на соответствующей границе раздела сред по обе стороны от нее.

При сведении решения интегрального уравнения к системе линейных алгебраических неизбежно получаем матрицу системы и матрицу-столбец правой части, содержащие большое количество нулевых элементов. Даже современные математические системы, такие как MATLAB [4], плохо справляются с численным решением таких систем уравнений из-за плохой обусловленности и разреженности матрицы системы. Это происходит даже несмотря на то, что современные версии системы MATLAB обладают способностью автоматически выбирать численный метод решения системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), наилучшим образом соответствующий матрице системы с учетом всех особенностей.

Время решения СЛАУ с указанными свойствами, содержащей сто и более неизвестных (плотности зарядов элементов поверхности электрода и границы раздела сред), становится недопустимо большим даже при использовании компьютеров типа PENTIUM из-за плохой сходимости решения. Получаемый при этом результат обладает чаще всего настолько большой погрешностью, что его невозможно даже приближенно считать правильным. Причиной такого поведения решения СЛАУ является одновременный учет граничных условий в виде значения потенциала электрода и в виде (2).

Для преодоления указанной трудности авторами данной статьи был предложен и апробирован метод приближенного учета граничных условий.

Суть его состоит в следующем. На первом этапе пренебрегаем существованием границы раздела вода—грунт, условно полагая, что обе эти среды имеют одинаковые электрические свойства, тогда обеспечить выполнение граничных условий (2) на границе раздела воздух—вода можно введением зеркального изображения электрода, находящегося под точно таким же значением потенциала  $\varphi_0$ . При этом полагаем, что граница раздела сред вода—воздух является плоской, воздух — непроводящая среда, а радиус заземляющего электрода  $r_0$  и его длина  $l$  находятся в соотношении

$$r_0 \ll l. \quad (3)$$

Последнее позволяет перейти от поверхностной плотности заряда на электроде к линейной плотности  $\tau(y)$ . Распределение потенциала электрического поля тока в воде можно найти через линейные плотности зарядов на электроде  $\tau(y_1)$  и его зеркальном изображении  $\tau(y_2)$ , которые, в свою очередь, определяются как решение интегрального уравнения:

$$\varphi_0 = \int_{-l/2}^{l/2} \frac{\tau(y_1)dy_1}{-1/2 \cdot 4\pi\epsilon_2\epsilon_0\sqrt{(x_1 - x_n)^2 + (y_1 - y_n)^2 + (z_1 - z_n)^2}} + \int_{-l/2}^{l/2} \frac{\tau(y_2)dy_2}{-1/2 \cdot 4\pi\epsilon_2\epsilon_0\sqrt{(x_2 - x_n)^2 + (y_2 - y_n)^2 + (z_1 - z_n)^2}}, \quad (4)$$

где  $\tau(y_1) = \tau(y_2)$  при  $y_1 = y_2$ ;  $x_n, y_n, z_n$  — декартовы координаты точек наблюдения;  $x_1, y_1, z_1$  и  $x_2, y_2, z_2$  — декартовы координаты точек истока, расположенных на «заземляющем» электроде и его зеркальном изображении, соответственно;  $\epsilon_2$  — относительная диэлектрическая проницаемость воды.

Система линейных алгебраических уравнений, к которой сводится уравнение (4) в ходе численного решения, хорошо обусловлена. Решение этой системы с помощью пакета программ MATLAB получается очень быстро и имеет достаточно высокую точность. Докажем, что расчет потенциала в воде по найденным в результате решения (4) значениям  $\tau(y_1)$  и  $\tau(y_2)$  соответствует решению задачи о расчете потенциала электрического поля тока. Распределение потенциала электрического поля стационарного тока описывается уравнением Лапласа [2, 5]. Выражение

вида  $\frac{k\tau(y)}{r}$ , если под  $y$  понимать фиксированное значение координаты, удовлетворяет этому уравнению [2]. Здесь  $r$  — расстояние от точки истока до точки наблюдения,  $k$  — некоторый коэффициент. Подынтегральное выражение в (4) также имеет вид  $\frac{k\tau(y)}{r}$ , при этом выражение для  $r$  записано в декартовой системе координат. Суперпозиция (сумма, интеграл) таких решений тоже

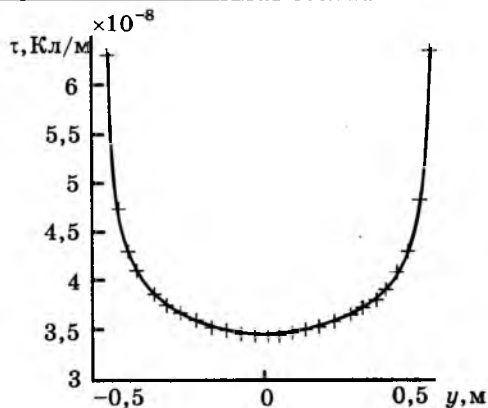


Рис.2. Распределение линейной плотности зарядов на "заземляющем" электроде ( $\varphi_0 = 100$  В,  $l = 1$  м,  $h = 0,15$  м,  $\epsilon_2 = 81$ ,  $\gamma_2 = 0,035$  См/м)

является решением уравнений Лапласа [2]. В (4), как и в уравнении Лапласа, отсутствует удельная электрическая проводимость среды. Равенство потенциалов электрода и его зеркального изображения

обеспечивает выполнение условия  $\frac{d\varphi}{dz} = 0$  в

любой точке границы раздела сред вода—воздух (ось  $z$  совпадает с направлением нормали к этой границе), что соответствует выполнению граничного условия  $\delta_{n21} = 0$ . Подобным образом метод зеркальных изображений применен в [6] для расчета потенциального поля в проводящей среде. Таким образом, правая часть выражения (4), если под точкой наблюдения понимать уже не точку, помещаемую на поверхности электрода, а произвольную точку водной среды, удовлетворяет как решению уравнения Лапласа, так и соответствующему граничному условию для электрического поля тока, следовательно, по значениям  $\tau(y_1)$  и  $\tau(y_2)$  можно рассчитывать потенциал электрического поля тока в воде в произвольной точке. Правда, в (4) присутствует  $\epsilon_2$ , это создает видимость зависимости потенциала электрического поля тока от относительной диэлектрической проницаемости воды. В действительности эта зависимость лишь кажущаяся. Так, из (4) следует, что  $\tau(y) \cong \varphi_0 \epsilon_2$ , но ведь потенциал произвольной точки  $\varphi \cong \frac{\tau(y)}{\epsilon_2}$ , таким образом  $\varphi$  не зависит от

$\epsilon_2$ . Отметим, однако, что на данном этапе среда рассматривается еще как однородная.

Численное решение интегрального уравнения (4) показывает, что в центре электрода ( $y = 0$ ) функция  $\tau(y_1)$  имеет минимум (рис.2).

Если полагать, что линейная плотность тока (ток, стекающий с электрода единичной длины) на всем протяжении заземляющего устройства такая же, как и в его центральной части, т.е. там, где функция  $\tau(y_1)$  достигает минимального значения, то оказывается, что такая ситуация при-

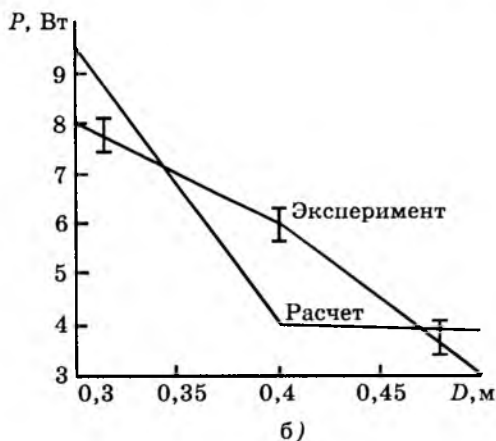
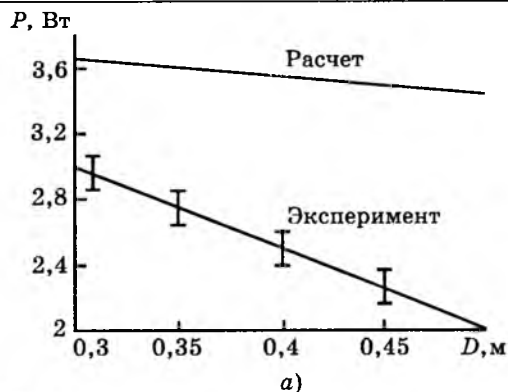


Рис.3. Зависимость мощности, расходуемой на нагрев воды от расстояния между электродами и уровня воды в гидрлотке:

$a$  — уровень воды  $h = 0,05$  м;  $b$  —  $h = 0,1$  м

ближенно соответствует электроду, лежащему на непроводящем грунте (дне водоема).

Данное положение было экспериментально проверено путем измерения мощности, расходуемой на нагрев воды, залитой в гидрлоток, дно и стенки которого выполнены из электроизоляционного материала. На дно гидрлотка были помещены два цилиндрических электрода длиной 0,18 м и радиусом 0,0035 м. Результаты измерений и соответствующие им данные расчетов графически представлены на рис.3.

Полученное отличие экспериментальных и теоретических данных следует считать допустимым, поскольку проектирование заземляющих устройств такого типа связано с некоторой неточностью определения значений удельных электрических проводимостей грунта и воды.

Различие в кривизне зависимостей, построенных по экспериментальным и расчетным данным, вызвано ограниченностью размеров гидрлотка, в котором проводились измерения.

На втором этапе рассчитывается ток заземляющего устройства, попадающий через воду в грунт. Другими словами, на данном этапе осуществляется возврат к расчету параметров электрического поля тока в многослойной среде. Рас-

чет тока заземлителя в грунте осуществляется через промежуточную величину — поверхностную плотность зарядов  $\sigma_{23}$  на границе раздела вода — грунт. Для произвольной точки наблюдения, находящейся на границе раздела сред вода — грунт, которую также приближенно будем полагать плоской и имеющей координаты  $(x_n, y_n, z_n)$ , поверхностная плотность зарядов  $\sigma_{23}$  рассчитывается из уравнения:

$$E_{n2}\gamma_2 + \frac{\sigma_{23}\gamma_2}{2\epsilon_2\epsilon_0} = E_{n3}\gamma_3 + \frac{\sigma_{23}\gamma_3}{2\epsilon_3\epsilon_0}, \quad (5)$$

где  $\epsilon_2, \epsilon_3, \gamma_2, \gamma_3$  — соответственно относительные диэлектрические проницаемости и проводимости сред;  $E_{n2}, E_{n3}$  — нормальные составляющие вектора напряженности электрического поля тока по обе стороны границы раздела сред вода—грунт, создаваемые зарядами на электроде и его зеркальном изображении.

Смысл выражения (5) состоит в следующем: поверхностная плотность зарядов на границе раздела сред вода — грунт должна быть такой, чтобы в каждой точке выполнялось граничное условие (2). Вклад поверхностной плотности зарядов в нормальную составляющую вектора напряженности электрического поля тока определяется с помощью теоремы Гаусса. Подставляя в (5) выражения для  $E_{n2}$  и  $E_{n3}$ , получаем:

$$\begin{aligned} & \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \frac{\tau(y_1)(\vec{r}_{1n}, \vec{N})\gamma_2 dy_1}{4\pi\epsilon_2\epsilon_0 \left[ \sqrt{(x_1 - x_n)^2 + (y_1 - y_n)^2 + (z_1 - z_n)^2} \right]} + \\ & + \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \frac{\tau(y_2)(\vec{r}_{2n}, \vec{N})\gamma_2 dy_2}{4\pi\epsilon_2\epsilon_0 \left[ \sqrt{(x_2 - x_n)^2 + (y_2 - y_n)^2 + (z_2 - z_n)^2} \right]} + \\ & + \frac{\sigma_{23}\gamma_2}{2\epsilon_2\epsilon_0} = \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \frac{\tau(y_1)(\vec{r}_{1n}, \vec{N})\gamma_3 dy_1}{4\pi\epsilon_3\epsilon_0 \left[ \sqrt{(x_1 - x_n)^2 + (y_1 - y_n)^2 + (z_1 - z_n)^2} \right]} + \\ & + \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \frac{\tau(y_2)(\vec{r}_{2n}, \vec{N})\gamma_3 dy_2}{4\pi\epsilon_3\epsilon_0 \left[ \sqrt{(x_2 - x_n)^2 + (y_2 - y_n)^2 + (z_2 - z_n)^2} \right]} - \frac{\sigma_{23}\gamma_3}{2\epsilon_3\epsilon_0}, \quad (6) \end{aligned}$$

где  $\vec{r}_{1n}, \vec{r}_{2n}$  — единичные радиус-векторы, направленные из точек истоков (точек расположения зарядов на электроде и его зеркальном изображении) в точку наблюдения;  $\vec{N}$  — единичный вектор, нормальный к поверхности раздела сред вода—грунт.

Таким образом, приближенно полагаем, что поверхностно распределенные заряды на границе раздела сред вода — грунт не оказывают влияния на заряды, линейно распределенные вдоль «заземляющего» электрода. Данное допущение вы-

полняется тем точнее, чем меньше разница в значениях удельных электрических проводимостей воды и грунта. На практике это отличие всегда незначительно из-за пропиток верхних слоев грунта водой. Каждая часть уравнения (5) представляет собой нормальную составляющую плотности тока на границе раздела вода—грунт  $\delta_{n23}$ , ее интеграл по площади поверхности раздела этих сред и дает искомое значение тока  $I_{23}$ , попадающего из воды в грунт:

$$I_{23} = \int_S \delta_{n23} dS. \quad (7)$$

Нетрудно доказать, используя логические рассуждения, приведенные выше, что по найденным из (6) значениям  $\sigma_{23}$  можно рассчитывать параметры электрического поля тока (потенциал электрического поля тока, определенный с помощью  $\sigma_{23}$ , удовлетворяет уравнению Лапласа, а  $\sigma_{23}$  рассчитана так, чтобы выполнялись граничные условия для электрического поля тока). Следовательно, можно считать доказанным, что поле, рассчитываемое с помощью значений величин  $\tau(y_1), \tau(y_2)$  и  $\sigma_{23}(x, y)$ , есть не что иное, как электрическое поле тока.

Ток, стекающий с «заземляющего» электрода в воду при условии, что дно водоема считается непроводящим, рассчитывается с помощью теоремы Гаусса:

$$I_2 = \frac{\tau(0)\gamma_2 l}{\epsilon_2\epsilon_0}. \quad (8)$$

Тогда сопротивление растекания рассматриваемого электрода

$$R = \frac{\Phi_0}{I_2 + I_{23}}. \quad (9)$$

Результаты расчетов сопротивлений растекания заземляющих устройств, использующих естественные водоемы, на основе описанного здесь метода хорошо согласуются с результатами их последующих измерений.

Алгоритм предложенного метода во многом совпадает с алгоритмом первой итерации численного решения системы линейных алгебраических уравнений, соответствующей точным интегральным уравнениям, описывающим электрическое поле тока в рассматриваемой многослойной среде.

Предлагаемый метод рассчитан на использование современной вычислительной техники и может быть успешно применен для расчета сопротивления растекания сложных заземлителей, расположенных в неоднородной среде с произвольным числом слоев, отличающихся друг от друга электрическими свойствами ( $\gamma, \epsilon$ ).

Принципиальное различие данного метода и метода наведенного потенциала, описанного в [1], внешне проявляется в том, что данный метод при расчете сопротивления растекания заземлителей, находящихся в многослойных средах, учитывает

не только проводимости сред, но и их диэлектрические проницаемости. Именно на этот факт, в первую очередь, обращают внимание специалисты при ознакомлении с ним. Несмотря на то, что выше было строго доказано, что все результаты, получающиеся при реализации данного метода (с учетом приближенного использования граничных условий), соответствуют результатам расчета именно электрического поля тока, стоит дополнительно остановиться на сравнительном анализе методов, изложенных в [1] и в данной статье.

Как было уже показано, модель источника тока, используемая в [1] для расчета сопротивления растекания заземлителей, некорректна. При расчете протяженных заземлителей в неоднородной среде авторы [1] замещают их системой точечных источников тока. При этом они добиваются обеспечения выполнения условий на границах разделов сред, используя решение уравнения Лапласа для потенциала, создаваемого точечным источником тока, расположенным в многослойной среде. Неизвестные постоянные коэффициенты, получающиеся в ходе аналитического решения уравнения Лапласа определяются на основе выполнения граничных условий в местах соприкосновения сред и стремления потенциала к нулю при неограниченном возрастании координаты.

Следовательно, такая система точечных источников тока не может обеспечить выполнение условия эквипотенциальности поверхности заземлителя. Это тоже граничное условие и оно несовместимо с известными условиями для составляющих вектора напряженности электрического поля тока на границах разделов сред. Одна и та же система точечных источников тока не может обеспечивать одновременное выполнение двух несовместимых условий. Это принципиальная ошибка, допущенная в [1]. Вопрос о том, насколько сильно влияет эта ошибка на точность получаемых в [1] результатов, в данной статье не рассматривается, но подлежит дальнейшему обсуждению.

В предложенном методе, рассчитывая параметры электрического поля тока через заряды на основе использования известных соотношений теории поля, мы сразу же обеспечиваем выполнение отмеченного граничного условия и не накладываем на искомые распределения зарядов  $\tau(y)$

никакого другого условия, кроме обеспечения эквипотенциальности поверхности электрода.

С другой стороны, использование в [1] модели источника тока автоматически не дало возможности использования ими теоремы Гаусса, которая по существу является теоретическим обоснованием правильности нашего подхода. Таким образом, необходимо признать, что авторы [1] не в полной мере опирались на законы электротехники. Указанные два обстоятельства и являются причиной различия соотношений, по которым рассчитываются сопротивления растекания заземляющих устройств.

Тем не менее, метод наведенного потенциала, несмотря на присущие ему недостатки и ограниченность, имеет полное право на дальнейшее существование и применение, так как позволяет получать результаты, точность которых вполне приемлема. Сравнение результатов, даваемых обоими методами, должно быть продолжено, так как в данной статье авторы ограничились сравнением их теоретических платформ.

#### Список литературы

1. Бургсдорф В.В., Якобс А.И. Заземляющие устройства электроустановок. М.: Энергоатомиздат, 1987.
2. Терлецкий Я.П., Рыбаков Ю.П. Электродинамика. М.: Высшая школа, 1990.
3. Колечитский Е.С. Расчет электрических полей устройств высокого напряжения. М.: Энергоатомиздат, 1983.
4. Потемкин В.Г. Система MATLAB: Справочное пособие. М.: Диалог-МИФИ, 1997.
5. Иродов И.Е. Основные законы электромагнетизма. М.: Высшая школа, 1991.
6. Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники. Ч.3. Теория электромагнитного поля. М.: Энергия, 1969.

**Бамбизов Александр Геннадьевич** — адъюнкт Военно-инженерного университета. В 1991 г. закончил Калининградское Высшее Инженерное училище инженерных войск.

**Можаяев Николай Сергеевич** — докторант Военно-инженерного университета. В 1982 г. окончил Московский инженерно-физический институт. В 1991 г. защитил кандидатскую диссертацию по вопросам электроснабжения.

# Расчет режима скоростного индукционного нагрева цилиндрических заготовок с учетом ограничений по термическим напряжениям

КУВАЛДИН А.Б., доктор техн.наук, проф. (МЭИ), ЛЕПЕШКИН А.Р., канд. техн. наук (ЦИАМ)

*Рассмотрены особенности расчета режима скоростного индукционного нагрева цилиндрических заготовок с учетом ограничений по упруго-пластическим термическим напряжениям. Показаны возможности разработанного комплекса программ для расчета индукционного нагрева, теплового и термонапряженного состояния заготовок с использованием метода конечных элементов. Приведены методические рекомендации по выбору режима скоростного индукционного нагрева с учетом допустимых перепадов температур по поперечному сечению заготовок в начале процесса нагрева. Представлены результаты расчетно-экспериментальных исследований режимов индукционного нагрева заготовок из разных материалов (ферромагнитной и аустенитной стали, титана, силумина, меди) в зависимости от частоты тока, размера диаметров и времени нагрева.*

Широкое применение индукционного нагрева в промышленности для различных технологических процессов (нагрев под обработку давлением, поверхностная закалка, сварка и др.) ставит перед разработчиками и производителями задачи повышения производительности электротермических установок (ЭТУ) при сохранении высокого качества продукции.

Основными лимитирующими факторами при индукционном нагреве заготовок и деталей в различных технологических процессах обычно являются: температура нагрева материала, скорость нагрева, допустимые перепады температур по сечению заготовок в ходе и в конце нагрева и другие факторы. При обычном нагреве заготовок с постоянным тепловым потоком и, следовательно, невысокими скоростями нагрева для обеспечения требуемой равномерности нагрева увеличивается общее время нагрева заготовок и снижается производительность ЭТУ. При повышении скорости нагрева растут перепады температуры в сечении и необходимо учитывать возникающие в заготовках термонапряжения, которые могут привести к браку.

Данная работа посвящена исследованию процесса скоростного индукционного нагрева [1,2] заготовок в ЭТУ для различных технологических целей с учетом ограничений по термическим напряжениям.

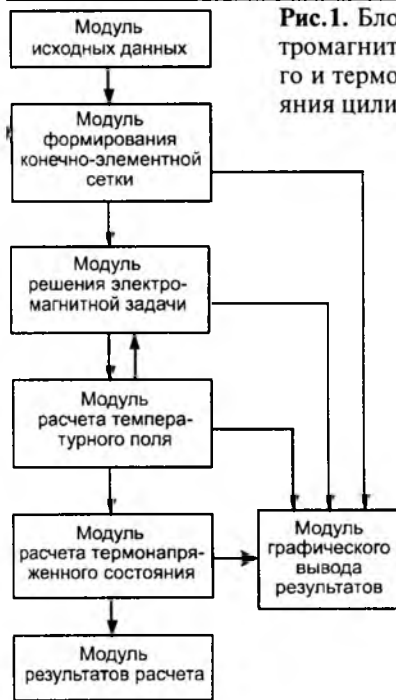
Аналитические расчеты температурных напряжений в цилиндрических заготовках при обычном нагреве представлены, например, в [3]. В [4—7] с учетом положений [3] проведены расчетно-экспериментальные исследования температурных напряжений при индукционном нагреве цилиндрических заготовок с использованием упрощенного аналитического расчета удельной мощности внутренних источников теплоты.

В [4] представлены способ и результаты исследований осевых температурных напряжений с

использованием специально разработанного устройства для измерения упруго-пластической деформации при индукционном нагреве. Способ исследования [4] позволяет получить значения напряжений только в одной точке (на оси заготовки). В [5] приведены способ и более полные результаты экспериментальных исследований напряжений в нескольких точках на поверхности заготовок с применением тензорезисторов. Способ исследования [6] имеет ограничения и дает достоверные результаты термонапряжений только в упругой области с учетом ограниченного температурного диапазона работы тензорезисторов. В [7] проведены детальные экспериментальные исследования теплового состояния заготовки с учетом измерений температуры непосредственно в центре заготовки при индукционном нагреве. В целом анализ расчетных и экспериментальных данных [4—7] показывает большое расхождение полученных термонапряжений. Прежде сего, это объясняется аналитическим расчетом термонапряжений только в упругой области без учета пластического состояния материала и влияния температуры на модуль упругости и коэффициент линейного температурного расширения материала. Кроме того, значения термонапряжений в заготовках в указанных работах сравнивались только с пределом прочности материала.

В [8] для расчета термических напряжений в цилиндрических заготовках при индукционном нагреве использованы современные численные методы. Это позволило повысить точность определения термонапряжений в заготовках. Однако в [8] отсутствует анализ допустимых перепадов температур по сечению цилиндрических заготовок из разных материалов в зависимости от режимов индукционного нагрева и прочностных свойств материала.

Учитывая изложенное, в данной работе поставлены задачи по исследованию оптимальных и ско-



**Рис. 1.** Блок-схема расчета электромагнитной задачи, теплового и термонапряженного состояния цилиндрических заготовок

ростных режимов нагрева с анализом промежуточных значений перепадов температур и термонапряжений по сечению заготовок в ходе всего процесса нагрева. Следует учитывать, что при скоростном нагреве (нагрев с большими удельными мощностями  $p_0$ ) возникают значительные перепады температур по сечению заготовок и появляются ограничения на значения термонапряжений.

Для проведения исследований разработан комплекс программ расчета на ПЭВМ параметров электромагнитного поля, режима индукционного нагрева и термонапряженного состояния цилиндрических заготовок.

Блок-схема решения электромагнитной задачи и расчета теплового и термонапряженного состояния цилиндрических заготовок приведена на рис. 1 и состоит из следующих модулей:

1. Модуль исходных данных.
2. Модуль формирования конечно-элементной сетки.
3. Модуль решения электромагнитной задачи.
4. Модуль расчета температурного поля.
5. Модуль расчета термонапряженного состояния.
6. Модуль графического вывода результатов.
7. Модуль результатов расчета.

Для учета ферромагнитных свойств и электропроводности материала заготовки в зависимости от температуры на рис. 1 показана обратная связь от модуля расчета температурного поля к модулю решения электромагнитной задачи.

Общий алгоритм указанного расчета основывается на сопряженном численном решении дифференциальных уравнений электромагнитных и тепловых процессов.

Процесс индукционного нагрева заготовок описывается нелинейным дифференциальным урав-

нением относительно напряженности магнитного поля

$$\nabla^2 H = (-j\omega\mu\mu_0/\rho)H \quad (1)$$

и нестационарным уравнением теплопроводности

$$c\gamma\partial t/\partial\tau = \text{div}(-\lambda\text{grad}t) + w \quad (2)$$

с учетом потерь с поверхности

$$q = \alpha(t_{\text{п}} - t_{\text{в}}), \quad (3)$$

где  $H$  — напряженность магнитного поля;  $\omega$  — круговая частота электрического тока;  $\rho = \rho(t)$  — удельное электрическое сопротивление материала;  $\mu = \mu(t, H)$  — относительная магнитная проницаемость материала;  $\mu_0$  — магнитная постоянная;  $t$  — температура заготовки;  $c = c(t)$  — теплоемкость материала;  $\gamma = \gamma(t)$  — плотность материала;  $\lambda = \lambda(t)$  — теплопроводность материала;  $w = w(t, r)$  — удельная мощность внутренних источников тепла;  $q$  — тепловой поток;  $\alpha$  — коэффициент теплоотдачи;  $t_{\text{п}}$  — температура на поверхности заготовки;  $t_{\text{в}}$  — температура окружающей среды.

Расчет термонапряженного состояния цилиндрических заготовок проводится с использованием формул [12]:

$$\sigma_r = (E/(1-\nu^2))[(F(R)-F(r)]; \quad (4)$$

$$\sigma_0 = (E/(1-\nu^2))[(F(R)+F(r)-\alpha(1+\nu)\Delta t(r)], \quad (5)$$

где

$$F(r) = (1/r^2) \int_0^r r\alpha\Delta t(r)dr; \quad (6)$$

$$F(R) = (1/R^2) \int_0^R r\alpha\Delta t(r)dr; \quad (7)$$

$$\Delta t(r) = t(r) - t_0. \quad (8)$$

В (4)–(8):  $R$  — радиус цилиндрической заготовки;  $r$  — текущий радиус;  $E = E(t)$  — модуль упругости материала;  $\nu$  — коэффициент Пуассона;  $\alpha = \alpha(t)$  — коэффициент термического расширения материала;  $t(r)$  — температура заготовки в зависимости от ее радиуса;  $\Delta t(r)$  — изменение температуры заготовки в зависимости от ее радиуса;  $t_0$  — температура в центре заготовки.

В алгоритмах двумерного расчета параметров электромагнитного поля и теплового состояния заготовок использован метод конечных элементов. Исследуемая область заготовки автоматически разбивалась на конечные четырехузловые элементы. В алгоритме расчета упругопластического термонапряженного состояния заготовок использован метод численного интегрирования для решения осесимметричной задачи.

Комплекс программ предоставляет пользователю широкие возможности для проведения расчетов и получения визуальной информации с использованием развитого графического интерфейса о процессе индукционного нагрева при изменении геометрии заготовки, конструкции индуктора и при любом изменении физических свойств материала.

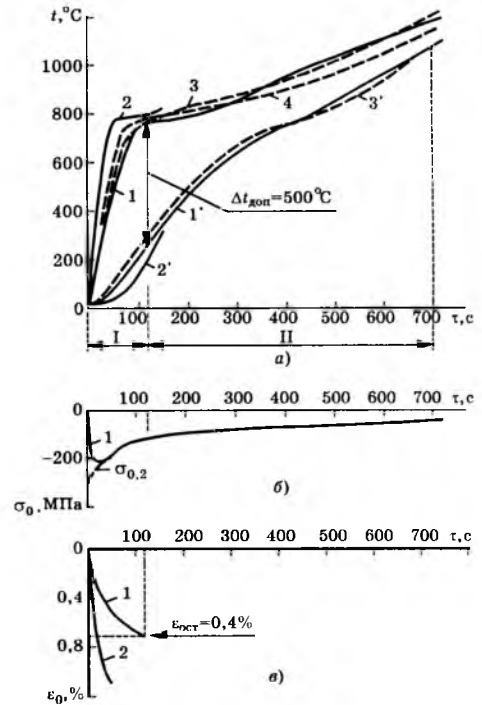
Структура интерактивного меню головной программы состоит из нескольких этапов. Приведем ниже некоторые из этих этапов. На первом этапе в качестве исходной информации в комплекс программ вводятся электрические, тепловые характеристики материалов, размеры заготовки и индуктора. При необходимости задаются степени полиномов для аппроксимации электрических и тепловых характеристик материалов.

На втором этапе по желанию пользователя выводится подробная графическая информация об отображении конечно-элементной сетки исследуемой области сечения детали. На третьем этапе вводятся информация о начальном распределении температуры заготовки, энергетические характеристики индукционного нагрева, параметры дискретизации процесса нагрева по времени, конечная температура нагрева и другие граничные условия. В результате расчета на данном этапе определяются параметры электромагнитного поля и ток в индукторе и выводится в числовом или в графическом виде информация с визуализацией изолиний температур теплового состояния заготовки. Интерактивный режим работы позволяет проводить многовариантные расчеты, не обращаясь к предыдущим этапам (если часть исходных данных не меняется), с внесением изменений в моделирование процесса нагрева заготовки на третьем этапе. На последнем этапе вводятся исходные данные по прочностным характеристикам материала и выводятся результаты расчета: распределения окружных  $\sigma_\theta$  и радиальных  $\sigma_r$  термонапряжений по радиусу заготовки.

Был исследован процесс нагрева цилиндрических заготовок из разных материалов (стали, титана, силумина, меди и др.) в зависимости от частоты тока, мощности, скорости нагрева, разного диаметра заготовок для выявления допустимых перепадов температур, максимальных термонапряжений, не превышающих предела текучести материала при данной температуре. Исследования были проведены с помощью разработанного комплекса программ.

Расчеты режимов индукционного нагрева из ферромагнитной стали проводились с учетом специфики ее нагрева: учитывалось изменение при нагреве удельного электрического сопротивления и относительной магнитной проницаемости и, следовательно, глубины проникновения электромагнитной волны.

Расчет индукционного нагрева заготовки из стали 45 с диаметром  $D = 160$  мм был проведен на частоте 500 Гц в две стадии. На первой стадии при  $\mu \gg 1$  нагрев осуществлялся с удельной мощностью  $p_0 = 300$  кВт/м<sup>2</sup> до точки Кюри и на второй стадии при  $\mu = 1$  с  $p_0 = 150$  кВт/м<sup>2</sup> после точки Кюри. Результаты данного расчета приведены на рис.2, там же показаны экспериментальные данные [7] нагрева указанной заготовки в двух



**Рис.2.** Зависимости температур (а), термонапряжений (б), деформаций (в) цилиндрической заготовки из стали 45 от времени нагрева (I — первая стадия нагрева, II — вторая стадия нагрева):

а — расчетные (1,2) и экспериментальные (3,4) зависимости на поверхности, расчетные (1',2) и экспериментальная (3') зависимости в центре (1,1' — при  $p_0=300$  кВт/м<sup>2</sup>, 2,2' — при  $p_0=550$  кВт/м<sup>2</sup>); б — расчетная зависимость (1);  $\sigma_{0,2}$  — кривая предела текучести; в — расчетная зависимость (1) при  $p_0=300$  кВт/м<sup>2</sup>, расчетная зависимость (2) при  $p_0=550$  кВт/м<sup>2</sup>

точках на ее поверхности и в центре. Из сравнения расчетных и экспериментальных данных следует хорошее совпадение расчетных кривых нагрева заготовки с экспериментальными. В момент времени  $\tau_1 = 120$  с (рис.2,а) наблюдался максимальный перепад температур  $\Delta t = t_{II} - t_{I} = 770^\circ\text{C} - -270^\circ\text{C} = 500^\circ\text{C}$  по сечению заготовки, а также и тепловое состояние заготовки в области точки Кюри. Термонапряженное состояние заготовки рассчитывалось по данным ее теплового состояния по разработанной программе. На рис.2,б представлена кривая термонапряжений в зависимости от времени нагрева. Поскольку расчет проводился в упругопластической области, максимум термонапряжений  $\sigma_{01} = -220$  МПа на поверхности заготовки наблюдался в момент времени  $\tau = 20$  с, т.е. до момента времени, соответствующего максимальному перепаду температур по сечению заготовки. Использование критерия предельных напряжений по остаточной деформации  $\epsilon_{ост} = 0,4\%$  в виде предельной кривой (кривая 1 на рис.2,в) показывает, что расчетные термонапряжения в заготовке не превышают указанного допустимого предела. В данном конкретном случае кривая предельных напряжений совпадает с кривой термонапряжений на поверхности заготовки в момент

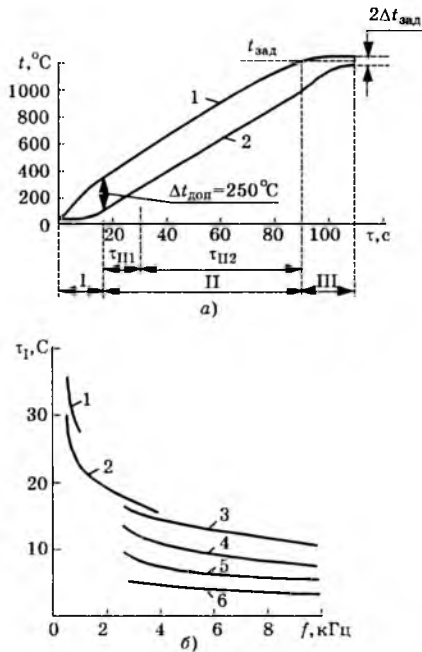


Рис.3. Зависимости температур (а) от времени нагрева и кривые времени нагрева (б) заготовок из стали X18N10T в зависимости от частоты тока, размера диаметров и удельных мощностей  $p_0$  до достижения  $\Delta t_{\text{доп}} = 250^\circ\text{C}$ :

а — расчетные зависимости на поверхности (1) и в центре (2) заготовки, I стадия нагрева —  $p_0=840 \text{ кВт/м}^2$ ; II — на интервале времени  $\tau_{\text{II1}}$  —  $p_0=640 \text{ кВт/м}^2$ , на  $\tau_{\text{II2}}$  —  $p_0=800 \text{ кВт/м}^2$ ; III —  $p_0=350 \text{ кВт/м}^2$ ; б — 1 —  $D=160 \text{ мм}$  ( $500 \text{ кВт/м}^2$ ); 2 —  $D=100 \text{ мм}$  ( $600 \text{ кВт/м}^2$ ); 3 —  $D=60 \text{ мм}$  ( $800 \text{ кВт/м}^2$ ); 4 —  $D=50 \text{ мм}$  ( $1000 \text{ кВт/м}^2$ ); 5 —  $D=40 \text{ мм}$  ( $1300 \text{ кВт/м}^2$ ); 6 —  $D=30 \text{ мм}$  ( $2000 \text{ кВт/м}^2$ )

времени  $\tau_1 = 120 \text{ с}$ . Любое повышение удельной мощности индукционного нагрева на первой стадии нагрева выше  $p_0 = 300 \text{ кВт/м}^2$  приведет к напряженно-деформированному состоянию заготовки, которое превысит допустимый предельный критерий. Например, при  $p_0 = 550 \text{ кВт/м}^2$ , соответствующей кривым нагрева на поверхности (кривая 2 на рис.2,а) и в центре (кривая 2' на рис.2,а) заготовки, получается максимальный перепад температуры  $\Delta t = 730^\circ\text{C}$  в момент времени  $\tau_1 = 50 \text{ с}$ . При этом значение деформаций (кривая 2 на рис.2,б) в данный момент времени значительно превышает кривую предельных значений  $\epsilon_{\text{ост}} = 0,4\%$ .

Во многих работах, например [7], при теоретических и экспериментальных исследованиях основное внимание уделялось общему времени нагрева заготовок при разных процессах индукционного нагрева и разных диаметрах заготовок. В данной работе проведены детальные исследования режимов индукционного нагрева заготовок в самом начале процесса нагрева, который характеризуется максимальными термонапряжениями, в зависимости от разных параметров процесса нагрева и диаметров заготовок.

Исследования режимов индукционного нагрева аустенитной стали проводились с учетом особенностей ее нагрева, которые отличались от нагрева ферромагнитной стали.

При этом глубина проникновения электрического тока в холодную сталь мало отличается от глубины проникновения в горячую сталь. Кроме того, вследствие того, что теплопроводность аустенитной стали меньше, чем у углеродистой, происходит меньший теплоотвод от поверхности в центр заготовки.

В данной работе процесс индукционного нагрева заготовок из аустенитной стали и других материалов предлагается проводить в три стадии по следующей методике. На первой стадии осуществляется нагрев с максимальной удельной мощностью до достижения допустимого перепада температуры по поперечному сечению заготовки, т.е.  $\Delta t = \Delta t_{\text{доп}}$ . В начале второй стадии удельную мощность необходимо сразу понизить на 20—30%, чтобы не превысить  $\Delta t_{\text{доп}}$ . Далее на остальной (большей) части второй стадии устанавливается прежнее значение удельной мощности, соответствующее значению первой стадии, для обеспечения допустимого перепада температуры  $\Delta t = (0,8 \div 1,0) \Delta t_{\text{доп}}$  до достижения заданной температуры нагрева  $t = t_{\text{зад}}$  на поверхности заготовки. На третьей стадии с необходимой минимальной удельной мощностью тепловое состояние заготовки поддерживается с заданной точностью  $\Delta t_{\text{зад}}$ , т.е.  $t = t_{\text{зад}} \pm \Delta t_{\text{зад}}$ . При указанном процессе достигается максимальное быстродействие нагрева заготовок, повышается производительность установок индукционного нагрева с учетом ограничений термических напряжений.

На примере расчета скоростного индукционного нагрева заготовки из стали X18N10T с диаметром  $D=60 \text{ мм}$  на частоте 2400 Гц с удельной мощностью  $p_0=840 \text{ кВт/м}^2$  (на первой стадии) продемонстрирована реализация предлагаемой методики. На рис.3,а показан процесс указанного нагрева заготовки в три стадии. На первой стадии был реализован нагрев с  $p_0=840 \text{ кВт/м}^2$  со скоростью  $v=20^\circ\text{C/с}$  до достижения допустимого перепада температур  $\Delta t_{\text{доп}}=250^\circ\text{C}$  за время  $\tau_1=16 \text{ с}$ . В начале второй стадии удельная мощность была снижена до  $p_0=640 \text{ кВт/м}^2$  в течение интервала времени  $\tau_{\text{II1}}=15 \text{ с}$ . Далее на второй стадии нагрев до достижения конечной температуры  $t_{\text{зад}} \approx 1200^\circ\text{C}$  в течение интервала времени  $\tau_{\text{II2}}=60 \text{ с}$  был осуществлен с  $p_0=800 \text{ кВт/м}^2$  при  $\Delta t \approx \Delta t_{\text{доп}}$ . На третьей стадии для поддержания теплового состояния заготовки на заданном уровне потребовалась минимальная удельная мощность  $p_0=350 \text{ кВт/м}^2$ . В конце третьей стадии температура заготовки была получена с точностью  $\Delta t_{\text{зад}} = \pm 25^\circ\text{C}$ .

На рис.3,б представлены результаты расчетных исследований режимов скоростного индукционного нагрева заготовок из стали X18N10T для разных диаметров 30, 40, 50, 60, 100 мм при час-

тотах тока от 500 до 10000 Гц на первой стадии процесса нагрева до достижения допустимого перепада температур. Из приведенной номограммы (рис.3,б) можно получить рекомендации по выбору времени нагрева  $\tau_1$  в зависимости от частоты, удельной мощности индукционного нагрева на поверхности заготовок и диаметров заготовок для не превышения допустимого перепада температур и предельных термонапряжений.

В процессе моделирования на ПЭВМ индукционного нагрева заготовок из других материалов получены допустимые перепады температур, распределения температур и термонапряжений по радиусу заготовок. Например, при нагреве под обработку давлением (конечная температура  $t_k = 400^\circ\text{C}$ ) с частотой тока  $f=1000$  Гц и со средней скоростью нагрева  $v=30^\circ\text{C}/\text{с}$  цилиндрической заготовкой из силумина ( $D=80$  мм) с удельной мощностью  $p_0=2000$  кВт/м<sup>2</sup> на 5-й секунде нагрева (температура поверхности  $t_{11} = 200^\circ\text{C}$ ) получен допустимый перепад по сечению заготовки  $\Delta t = 130^\circ\text{C}$  (максимальное термонапряжение на поверхности заготовки  $\sigma_0 = -210$  МПа). При нагреве заготовки ( $D = 60$  мм) из технического титана с параметрами  $t_k = 950^\circ\text{C}$ ,  $f = 2400$  Гц,  $v = 20^\circ\text{C}/\text{с}$ ,  $p_0 = 2000$  кВт/м<sup>2</sup>,  $\tau = 10$  с,  $t_{11} = 325^\circ\text{C}$  получен допустимый перепад по сечению заготовки  $\Delta t = 250^\circ\text{C}$  ( $\sigma_0 = -170$  МПа). Кроме того, получены также кривые изменения температур и термонапряжений заготовки в зависимости от времени, функциональные зависимости перепада температур по сечению заготовки и термонапряжений на поверхности указанных заготовок в зависимости от частоты тока и диаметра заготовок.

Окончательные результаты расчетов по определению допустимых перепадов температур для разных материалов приведены в таблице

Материал	$\Delta t_{\text{доп}}, ^\circ\text{C}$ по критерию <sup>1</sup> 0,2%(0,4%)
Жаропрочный сплав	ЖС-6 400
Сталь X18H9T	250
Сталь 45	300 (500)
Силумин АЛ4	130
Титан BT1	250
Медь	100

<sup>1</sup> По критерию предела текучести (по остаточной деформации 0,2% (0,4%)).

По экспериментальным данным [5] для стали X18H10T и титана при индукционном нагреве максимальные перепады температур  $\Delta t = 200^\circ\text{C}$ . Нагрев можно ускорить и более полно использовать прочностные свойства материалов.

Для стали 45 приведен допустимый перепад температуры по критерию 0,4%, который подтвержден экспериментально. Достижение указанного перепада температур в начале процесса позволяет уменьшить общее время нагрева заготовки и по-

высить производительность установок индукционного нагрева.

## Выводы

1. Разработан комплекс программ расчета на ПЭВМ параметров электромагнитного поля, индукционного нагрева и термонапряженного состояния цилиндрических заготовок, а также электрических характеристик индуктора с использованием метода конечных элементов для обеспечения заданного теплового режима заготовок с учетом допустимых перепадов температур по поперечному сечению заготовок в начале и в конце процесса нагрева.

2. На основе проведенных исследований с помощью разработанного комплекса программ при варьировании напряженности магнитного поля осуществлен выбор требуемого режима скоростного индукционного нагрева заготовок и определены оптимальные параметры электромагнитного поля и значения тока в индукторе, получены допустимые перепады температур в начале процесса нагрева для разных марок ферромагнитной и аустенитной стали и других материалов.

3. Сравнение расчетных и экспериментальных кривых нагрева заготовки из ферромагнитной стали показало хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных.

4. В результате исследования режимов скоростного индукционного нагрева заготовок из разных материалов (стали, титана, силумина, меди) при варьировании напряженностью магнитного поля, частотой тока, временем нагрева заготовок для каждого диаметра получены номограммы, по которым можно определить необходимое время нагрева заготовки до достижения допустимого перепада температур (в начале процесса нагрева) в зависимости от диаметра заготовки, удельной поверхностной мощности (тока в индукторе) и частоты тока.

5. Полученные результаты и рекомендации могут быть использованы при разработке режимов индукционного нагрева заготовок в различных технологических процессах и машиностроительной промышленности.

## Список литературы

1. Кувалдин А.Б. Индукционный нагрев ферромагнитной стали. М.: Энергоатомиздат. 1988.
2. Кувалдин А.Б., Лепешкин А.Р. Исследование индукционного нагрева цилиндрических заготовок с учетом упругопластического термонапряженного состояния//Сборник тезисов III международной научно-технической конференции. «Электромеханика и электротехнологии». ИСЭЕ-98. Клязьма, 1998.
3. Тайц Н.Ю. Технология нагрева стали. М.: Металлургиздат, 1962.
4. Яицков С.А. Экспериментальное определение температурных напряжений в стальных цилиндрических

заготовках при индукционном нагреве//Электротермия. 1970. Вып. 102. С.11—14.

5. Сосинов Ю.И., Эрман А.Э., Чайкин П.М., Яицков С.А. Расчет термических напряжений при индукционном нагреве цилиндрических заготовок//Электротермия. 1971. Вып.106. С.25—27.

6. Сосинов Ю.И., Чайкин П.М., Эрман А.Э., Смялянский М.Я. Исследование температурных напряжений при индукционном нагреве цилиндрических заготовок.//Электротермия. 1974. Вып. 9, С.14—17.

7. Безручко И.И. Индукционный нагрев для объемной штамповки. Л.: Машиностроение, 1987.

8. Hitzschke R.P., Andre W. Numerische Berechnung thermischer Spannungen in induktiv erwärmten Körpern// 31. Intern. Wiss. Koll. Votrtragsreihe A5 «Elektrotechnologische Verfahren». Ilmenau, 27—31.10.1986. TH1, H.2. S. 113—11.

Кувалдин Александр Борисович — профессор кафедры «Автоматизированные электротехнологические установки и системы» МЭИ (Технический университет). Окончил факультет электрификации промышленности и транспорта МЭИ в 1959 г. В 1966 г. защитил кандидатскую диссертацию, а в 1988 г. — докторскую диссертацию по теме «Устройства индукционного нагрева ферромагнитной стали».

Лепешкин Александр Роальдович — старший научный сотрудник ЦИАМ имени П.И.Баранова. Окончил электротехнический факультет МЭИ в 1982 г. В 1997 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Разработка расчетно-экспериментальной методологии моделирования термомеханического нагружения дисков и лопаток турбин с использованием индукционного нагрева».

## Феррохэссор — конвертор тепловой энергии в электрическую<sup>1</sup>

Н.Е.ЗАЕВ, канд. техн. наук

Для конверсии тепловой энергии в электрическую предлагался редкоземельный феррит-гранат, в котором при переходе через температуру  $T_n$  ( $\alpha$ -превращение) изменяется намагниченность, и если он в катушке, то энергия спонтанного намагничивания превращается в ней в электрическую. Эффективность этого метода крайне низка [1], и он не применяется.

По определению  $\mu = \frac{B}{H\mu_0}$  и ему правомерно придать вид

$$\mu = \frac{BH}{\mu_0 H^2}. \quad (1)$$

Здесь и далее обозначения  $L, i, t, R, H, B, \mu$  — общепринятые в электротехнике.

Тогда  $\mu$  показывает отношение энергии в  $1 \text{ м}^3$  магнетика к энергии, вызвавшей намагничивание. Если магнетик в индуктивности, то при  $\mu_{нач} = 1$  энергия размагничивания катушки ( $\text{дж}/\text{м}^3$ )

$$A_p = \frac{1}{2} \mu_0 H^2 (\mu - 1). \quad (2)$$

Но фактически

$$A_p = \frac{1}{2} \mu_0 H^2 \left( \frac{\mu_{max}}{\mu_{нач}} - 1 \right). \quad (3)$$

Поэтому если  $\mu_{нач}$  — значение  $\mu$  в начале  $H$ , то подлежащий обнаружению в опыте коэффициент конверсии

$$\varphi = \frac{\mu_{max} - \mu_{нач}}{\mu_{нач}} = \left( \frac{\mu_{max}}{\mu_{нач}} - 1 \right), \quad (4)$$

причем  $H \leq 1,2 H_c$ , где  $H_c$  — напряженность поля, которая обуславливает  $\mu_{max}$  в данном магнетике.

В [2,3] показана возможность генерации энергии нелинейными диэлектриками и ферромагнетиками за счет их охлаждения (и притока тепла окружающей среды). Для получения  $\varphi > 1$  из (1) очевидно требование полного превращения энергии тока намагничивания ( $H$ ) в магнитную энергию. Согласно [4] при намагничивании индуктивности  $L = \text{const}$  от источника тока с напряжением  $U_0 = \text{const}$  в магнитную энергию  $M$  превращается лишь 0,06089 ее, остальная часть ее (0,93911) расходуется на джоулево тепло  $\theta$ . Отношение

$\frac{M}{\theta} \gg 1$  достигается при максимальном  $\eta$ , если

$x = \frac{t_n}{\tau_n}$  ( $t_n$  — длительность намагничивания;  $\tau_n$  — постоянная времени), т.е.

$$\eta = \frac{M}{\theta_n} = \frac{0,5Li^2}{R \int_0^t i^2 dt} = \frac{0,5(1 - e^{-x})^2}{x - 2(1 - e^{-x}) + 0,5(1 - e^{-2x})}. \quad (5)$$

Расчет по (5) дает ряд  $\eta$  в зависимости от  $x$  при постоянстве  $U_0, L$  (таблица).

$x$	0,05	0,1	0,2	0,4	1	2	5	10
$\eta$	14,88	7,55	5,466	3,51	1,187	0,49	0,143	0,0588
$\eta, \%$	93,7	88,3	84,5	77,8	54,26	32,8	12,5	5,55

Чем меньшую часть постоянной времени  $L/R$  длится импульс напряжения, тем большая часть энергии его обращается в магнитную: при  $x \rightarrow 0$

<sup>1</sup> Печатается в порядке обсуждения.

$\eta \gg 1$ . Физический смысл этого условия в том, что носители заряда «едва» лишь начинают движение (а только оно и обуславливает выделение тепла) в проводнике, а мгновенно возникший в нем ток смещения создает магнитное поле без джоулева тепла (по его определению). Абсолютная малость  $x$  не означает  $t_n \rightarrow 0$ : при большой  $L$   $t_n$  далека от 0. Такое представление наполняет физическим содержанием и «переходную проводимость цепи», и саму «импульсную функцию», и «импульсную характеристику» [5, с. 381—382], вывод которых столь «тонок», что авторам фундаментальных курсов приходится призвать образ «преходящего (свободного)» тока, текущего без ЭДС в цепи.

Сила тока первородна в возникновении магнитного поля напряженностью  $H$  при любом его виде: ток смещения, конвекционный ток или ток носителей в проводнике. И весь магнитный поток целиком произведен от  $H$ :  $\Phi = Li$ , где  $L$  — не более, как преходящий, изменяющийся [ $L = f(H)$ ,  $\mu = f(H)$ ] коэффициент уровня взаимодействия, связи  $H$  с окружающей средой.

Для видения энергетических аспектов процессов в цикле намагничивание-размагничивание надо объяснить равенство ЭДС самоиндукции  $E$  приложенному к  $L$  напряжению, не прибегая к образам  $t = 0_-$  и  $t = 0_+$  в момент включения  $U_0$  [5, 6]. Продуктивнее принять, что в мгновенные включения  $U_0$  по цепи  $L$  течет ток смещения (образнее — ток поляризации [2,3]). Его магнитное поле инициирует лавинообразное («мгновенное») намагничивание магнетика, обеспечивающее  $E \approx U_0$ . С момента уменьшения скорости  $d\Phi/dt$  (возникновения отрицательного «ускорения»  $d^2\Phi/dt^2$ ) начинается рост активного тока проводимости, спад  $E$ . Вклад энергии источника тока в возникшую энергию магнетика может быть исчезающе малым, а  $\phi$  по (4) — очень большим, ибо ток смещения (поляризации) не выделяет джоулева тепла.

В обоснование  $\phi > 1$  приведем не отмечавшуюся ранее особенность энергетики цикла намагничивание-размагничивание: намагничивание совершается «впрыском» внешней энергии  $A_n$ , малой, лишь инициирующей процесс спонтанного намагничивания. Этап размагничивания совершается только под атакующим воздействием фактора  $kT$  ( $k$  — постоянная Больцмана,  $T$  — температура, К), т.е. только за счет собственной энергии магнетика.

**Пример.** Индуктивность с нагрузкой  $R_n$  имеет магнитопровод с зазором. Подносим к нему слабый постоянный магнит. Он втягивается в зазор; на  $R_n$  два импульса энергии (при росте и спаде  $d\psi/dt$ ), на них извне не было затраты энергии. Очевидно, одна из системы магнит-магнитопровод. Разомкнув цепь, извлечем магнит с меньшей тратой энергии. Итог — выигрыш энергии.

Измерения походились на индуктивности в виде тора с двумя совершенно идентичными обмотками по 60 витков каждая на сердечнике из пермаллоя 79НМ (в полимерной капсуле). Объем пермаллоя  $17,9 \text{ см}^3$ , сечение  $1,2 \text{ см}^2$ , средняя длина магнитного пути  $15 \text{ см}$ , согласно стандартным измерениям  $\mu_{\text{нач}} = 20 \cdot 10^3$ ,  $\mu_{\text{max}} = 130 \cdot 10^3$ , т.е.  $\Phi_{\text{max}} \approx 5,5$ . Этапы намагничивания и размагничивания разделены тем, что во вторичной цепи стоит диод, открытый лишь при размагничивании на нагрузку  $R_2$ ; ток в первичной цепи ( $x$ ) измеряется на  $R_1$ . Сопротивление обмоток одинаковое и равно  $0,23 \text{ Ом}$ . Первичная обмотка 1 питалась через  $r = 6 \text{ Ом}$  униполярными прямоугольными импульсами напряжения  $U_1$  длительностью  $t_n$  с балластной емкостью  $4500 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$  с помощью электронного транзисторного ключа КТ839А и генератора управляющих импульсов;  $L = 1,256 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$ ,  $R_1 = R_1 + 6 = 58 + 6 = 64 \text{ Ом}$ . Вторичная обмотка соединена с нагрузкой  $R_2$  через диод, открытый при размагничивании. Измерения  $U_1$ ,  $U_{R_1}$ ,  $U_{R_2}$  — с экрана осциллографа при частоте импульсов  $f$ . Импульс тока (как импульс напряжения на  $R_1$ ) в первичной обмотке имеет вид прямоугольного треугольника с основанием длительностью  $t_1$ , гипотенузой  $i(t)$  и катетом  $i_{\text{max}}$ , так что эффективный

ток  $i_1$  (из заряда  $i_{\text{max}} t_1 0,5$ ) равен  $0,5 \frac{U_{R_1}(\text{max})}{R_1}$ ;  $U_1$

— обычно прямоугольник при  $t_2 \gg t_1$ . Энергия импульса намагничивания  $A_n = U_1 i_1 t_1$ , энергия размаг-

ничивания  $A_p = \frac{U_p^2 \tau_2}{2R_2} \left( 1 - e^{-\frac{2t_2}{\tau_2}} \right)$ , где  $\tau_2$  — посто-

янная времени вторичной обмотки, равная  $L_2/R_2$ ;  $t_2$  — фактическая длительность размагничивания;  $\tau_2 = t_0/3,5$  с, если  $t_0$  — длительность полного размагничивания;  $U_2$  — максимальное значение ЭДС

на  $R_2$ . При  $t_0 = t_2$ ,  $A_2 = \frac{U_2^2 \tau_2}{2R_2}$ ,  $L = 1,256 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$ .

Ошибки измерений — на уровне  $\pm 10\%$ . Измерения велись в комнатных условиях. Поскольку магнитные свойства пермаллоя в принципе переменны, воспроизводимость результатов подвержена колебаниям.

1.  $f = 15 \text{ кГц}$ ,  $t_1 = 2 \cdot 10^{-6} \text{ с}$ ,  $R_1 = 6 + R_1 = 6 + 58 = 64 \text{ Ом}$ ,  $U_1 = 50 \text{ В}$ , прямоугольный импульс,  $i_1 = 34 \cdot 10^{-3} \text{ А}$ . Оценочно, при  $\mu \sim 5 \cdot 10^4$   $L = 6,28 \cdot 10^{-2} \text{ Гн}$ ,  $\tau_1 \approx 1 \cdot 10^{-3} \text{ с}$ ,  $x = 2 \cdot 10^{-3}$  и потому  $\eta \gg 1$ : вся энергия импульса превращается в магнитную.  $A_1 = 34 \cdot 10^{-7} \text{ Дж}$ ,  $W_1 = A_1 f = 51 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}$ ,  $t_2 = 64 \cdot 10^{-6} \text{ с}$ ,  $R_2 = 300 \text{ Ом}$ ,  $U_{2\text{max}} = 17 \text{ В}$ , полное размагничивание,  $t_0 = 64 \cdot 10^{-6} \text{ с}$ ,

$$\tau_2 = \frac{64 \cdot 10^{-6}}{3,5} = 18,28 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$W_2 = \frac{17^2 \cdot 18,28 \cdot 10^{-6} \cdot 1,5 \cdot 10^{-4}}{600} = 134,2 \cdot 10^{-3} \text{ Вт};$$

$$\phi = 2,62.$$

2.  $f=15$  кГц,  $t_1=2 \cdot 10^{-6}$  с,  $U_1=50$  В, импульс имеет вид прямоугольного треугольника с основанием  $2 \cdot 10^{-6}$  с, так что эффективное  $U_1=25$  В,  $i_1=34 \cdot 10^{-3}$  А,  $\tau_1 \approx 1 \cdot 10^{-3}$  с,  $W_1=26 \cdot 10^{-3}$  Вт,  $\eta \gg 1$ ,

$$W_2 = \frac{15^2 \cdot 18,55 \cdot 10^{-6} \cdot 1,5 \cdot 10^{-4}}{600} = 104,3 \cdot 10^{-3} \text{ Вт};$$

$\varphi = 4$ ,  $R_2 = 300$  Ом;  $R_2$  в калориметре имел  $W_2=134,25 \cdot 10^{-3}$  Вт, т.е.  $\varphi = 5,2$  в соответствии с оценкой по (4). Удельная мощность генерации

$$\text{на } 79 \text{ НМ } W_{уд} = \frac{(134,2 - 26) \cdot 10^{-3} \text{ Вт}}{17,9 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3} = 6 \frac{\text{кВт}}{\text{м}^3}.$$

3. Индуктивность в виде тороида, сердечник — пермаллой 65 НП (4 кольца,  $D=20$  мм,  $d=10,5$  мм,  $h=4 \times 11,5$  мм), объем  $6 \text{ см}^3$ , одна обмотка, 90 витков провода ПЭВ,  $\varnothing=0,3$  мм,  $r=0,7$  Ом;  $\mu_1 \sim 1500$ ,  $\mu_{\max}=100000$ ,  $H_c \sim 0,13$  А/м (расчетный ток импульса не более  $32 \cdot 10^{-3}$  А). Нагрузка  $R_2$  соединена с концами обмотки через диод, что обеспечило раздельное измерение  $W_1$  и  $W_2$ ,  $L=7,8 \cdot 10^{-9}$  Гн.

**Пример:**  $U_1=40$  В,  $f=2$  кГц,  $t_1=1 \cdot 10^{-6}$  с,  $R_1=5,6$  Ом,  $i_1=25 \cdot 10^{-3}$  А,  $W_1=4 \cdot 10^{-3}$  Вт,  $R_1=R_1+6=11,6$  Ом,  $R_2=50$  Ом,  $U_{R_2}=3,5$  В(max),  $t_0=450 \cdot 10^{-6}$  с (полное

размагничивание),  $\tau_2 = \frac{450 \cdot 10^{-6}}{3,5} = 128,6 \cdot 10^{-6}$  с,

$$\eta \gg 1, W_2 = \frac{3,5^2 \cdot 128,6 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^3}{100} = 31,5 \cdot 10^{-3} \text{ Вт},$$

$\varphi=7,9$ ; по калориметру  $W_2=51,2 \cdot 10^{-3}$  Вт,  $\varphi=12,8$ .

Удельная мощность

$$W_{уд} = \frac{(31,5 - 4) \cdot 10^{-3} \text{ Вт}}{6 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3} \approx 4,60 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Вт}}{\text{м}^3} = 4,6 \frac{\text{кВт}}{\text{м}^3}$$

при обеспечении теплопровода извне к магнетик.

Преимущества пермаллой 65 НП следуют из (3), и опыт их подтверждает, но не в полной мере реализован ожидаемый потенциал 65НП:  $\varphi \sim 60 \div 100$ .

Впервые возможность взаимоконверсии тепла и электроэнергии установил Б.Б.Голицын в уравнении внутренней энергии вещества [2,3]. Способность «деформируемой» среды не поглощать, а «производить», т.е. тратить свою запасенную энергию, провидчески обосновал П.А.Флоренский в начале 20-х годов [7].

Практическое применение феррохэссоров видится прежде всего в качестве автономных источников дешевой электроэнергии в частных домах, квартирах, с единичной мощностью 2—5 кВт. Они устанавливаются снаружи, защищенные от осадков (или погружены в воду озера, реки). С появлением феррохэссоров потребуются магнетики с высоким значением  $\mu_{\max}/\mu_{\text{нач}}$ , что стимулирует их разработку и приведет к повышению их удельной мощности. Главной частью феррохэссора станет индуктивная система из сотен идентичных индуктивностей  $L_i$  (с одной или двумя обмотками) — каждая со своим диодом на размагничивание, работающих параллельно на общую нагрузку. Объем магнетика в  $L_i$  не более 30—50  $\text{см}^3$  для обеспечения полного промагничивания. Размагничивание, по-видимому, должно быть полным, хотя это ведет к снижению частоты циклов, уменьшению  $W_2$ . Но неполное размагничивание обусловит циркуляцию части мощности в цепи намагничивания, что ведет к потерям и снижению  $\varphi$ . Потребуется блок отбора размагничивания энергии  $A_n$  от  $W_2$  (размагничивание), блок формирования импульсов намагничивания ( $U$ ), блок отбора полезной мощности  $W_3$  от  $W_2$  (размагничивание), устройство первичного запуска феррохэссора от внешнего источника  $W_1$ . Весь этот объем ОКР вполне под силу многим заводским КБ и вряд ли более трудоемок, чем разработка какого-либо магнитного усилителя. Спрос на феррохэссоры с ростом  $W_{уд}$  и  $\varphi$  вскоре превзойдет спрос на холодильники или телевизоры.

#### Список литературы

1. Белов К.П. Редкоземельные магнетики и их применение. М.: Наука, 1980.
2. Заев Н.Е. Новые грани физики. М.: Общественное пользование. 1996. С.73—77.
3. Заев Н.Е. Условия генерации энергии нелинейными диэлектриками и ферритами//Журнал Русского физического Общества. 1991. № 1. С.49—52.
4. Заев Н.Е. Генезис энергии индуктивности//Электротехника. 1997. № 10.
5. Нейман Л.Р., Демирчян Н.С. Теоретические основы электротехники. Т.2. Л., 1975. С.382.
6. Электрический взрыв проводников и его применение в электрофизических установках/Бурцев В.А. и др. М.: Энергоатомиздат, 1990. С.157.
7. Флоренский П.А. Диэлектрики и их техническое применение. М.: Кубуч, 1924. С.214—215.

# Математическое моделирование систем ремонта электроцентробежных нефтенасосов

МЕССЕНЖНИК Я.Э., доктор техн.наук, проф. (НПО «ВНИИКП»), ПРУТ Л.Я., канд.техн.наук (Сургутский ГУ)

*Рассматривается интенсивность отказов элементов установок электроцентробежных нефтенасосов (УЭЦН) различных типов при эксплуатации в Западно-Сибирском нефтяном регионе. С использованием метода целочисленного математического программирования дается расчет оптимизации трудовых ресурсов при ремонте элементов УЭЦН. Анализируется возможность использования различных алгоритмов теории очередей для оптимизации сроков ремонта УЭЦН.*

Установки электроцентробежных нефтенасосов (УЭЦН) представляют собой систему последовательно соединенных элементов: кабель основной — кабель соединительный (удлинитель) — погружной электродвигатель (ПЭД) — нефтенасос. Ремонт элементов УЭЦН производится как на предприятиях нефтяников в месте эксплуатации, так и при капитальном ремонте в ряде случаев на специализированных предприятиях машиностроителей. Если надежность УЭЦН исследована достаточно подробно [1,2], то исследования, посвященные ремонту УЭЦН, практически отсутствуют.

Обычно при ремонте технических систем применяются стратегии ремонта по наработке или по техническому состоянию. При использовании стратегии ремонта по наработке подразумевается, что математическое ожидание основных параметров изделия, определяющих надежность, имеет явно выраженную временную зависимость. Для выбора стратегии ремонта элементов УЭЦН необходимо рассмотреть физические процессы, приводящие к отказам и последующим ремонтам этих элементов. Так, надежность кабелей для нефтенасосов в процессе эксплуатации в нефтяных скважинах в значительной степени определяется качеством спуско-подъемных операций, при проведении которых может произойти повреждение изоляции кабелей. При эксплуатации УЭЦН происходит также термобарическое старение изоляции кабелей. Отказы ПЭД происходят в основном из-за потери герметичности, определяемой качеством гидрозащиты, которая отличается для различных УЭЦН. При этом у отказавших ПЭД имеется большой запас по надежности изоляции статорной обмотки. Так, проведенные исследования показали, что кратковременная электрическая прочность полиимидно-фторопластовой изоляции обмоточных проводов марки ППИ-У статорной обмотки ПЭД-32 после 10000 ч эксплуатации в нефтяных скважинах АО «Сургутнефтегаз» снизилась незначительно.

Отказы нефтенасосов связаны как с износом рабочих органов механическими примесями, так и заклиниванием рабочих органов при отложении парафина или солей, содержащихся в скважин-

ной жидкости. Степень износа рабочих органов нефтенасосов также зависит от обводненности скважин. Повышенное содержание свободного газа в скважинной жидкости в месте подвески УЭЦН в скважине приводит как к снижению герметичности гидрозащиты, так и срыву подачи откачиваемой скважинной жидкости и отказам УЭЦН. Содержание парафина, солей, механических примесей, степень обводненности скважинной жидкости и концентрация газа в месте подвески УЭЦН значительно отличаются в различных нефтяных скважинах. Следовательно, при одной и той же наработке УЭЦН в скважинах с различными свойствами скважинной жидкости при различных качествах гидрозащиты ПЭД и различиях в соблюдении технологии спуско-подъемных операций состояние элементов УЭЦН, поступающих в ремонт, будет значительно отличаться. Таким образом, отказы элементов УЭЦН не имеют явно выраженной временной зависимости. К ним следует применять стратегию ремонта по техническому состоянию, когда перечень операций при ремонте определяется диагностическими параметрами.

Для кабелей марок КПБП, КПБК с изоляцией из полиэтилена высокой плотности в качестве диагностического параметра может рассматриваться сквозной ток проводимости изоляции. Для ПЭД в качестве диагностирующего параметра используется электрическое сопротивление изоляции. Диагностирование насосов при ремонте производится путем определения степени износа рабочих органов.

Система ремонта УЭЦН относится к классу больших систем, анализ которых связан с построением математически моделей. К наиболее распространенным математическим моделями ремонта относятся следующие: модели математического программирования, сетевые модели, модели систем массового обслуживания. Использование этих моделей позволяет оптимизировать ремонт элементов УЭЦН.

Математическое программирование, например, решает задачу создания эффективной структуры ремонта элементов УЭЦН путем оптимиза-

ции распределения трудовых ресурсов. При этом предполагается, что имеется  $m$  рабочих подразделений, например бригад, и  $n$  типов ремонтируемого оборудования. Для УЭЦН число типов элементов  $n=3$  (кабель, ПЭД, насос).

Рассмотренные типы элементов УЭЦН отличаются, например, по расходам  $C_j$  на ремонтные работы или по доходам  $C_j$ , получаемым за производимый ремонт. Вероятность  $P$  ремонтпригодности элементов УЭЦН составляет: для кабелей марок КПБП, КПБК  $P_k = 0,6$ ; для ПЭД  $P_{пэд} = 0,9$ ; для насосов  $P_n = 0,7$ . Низкая ремонтпригодность кабелей марок КПБП, КПБК связана с большой вероятностью повреждения изоляции этих кабелей при спуско-подъемных операциях. Эти повреждения приводят достаточно часто к невозможности восстановления строительной длины или ее части. При спуско-подъемных операциях кабелей производства западных фирм используют специальные протекторы, защищающие кабели от повреждения. В то же время при достаточно сложной конструкции кабели западных фирм с многослойной изоляцией, в качестве которой в ряде случаев используют эластомеры, в значительной степени уступают по ремонтпригодности кабелям марок КПБК, КПБК с изоляцией из полиэтилена высокой плотности. Так, для кабелей западных фирм при отсутствии защитных протекторов  $P_k = 0,5$ . Некоторые конструкции ПЭД западных фирм, например «REDA», с герметизированной специальным компаундом статорной обмоткой, являются неремонтпригодными. В то же время ПЭД производства заводов России выпускаются без герметизации статорной обмотки, что обеспечивает их высокую ремонтпригодность ( $P_{пэд} = 0,9$ ), но, к сожалению, снижает надежность по сравнению с ПЭД западных фирм с герметизированной статорной обмоткой. Аналогичные ремонтпригодные конструкции ПЭД выпускают и некоторые западные фирмы, например, «Gentrilift» ( $P_{пэд} = 0,9$ )

После уточнения  $P$ ,  $n$ ,  $c$ ,  $m$  задача оптимизации трудовых ресурсов при ремонте элементов УЭЦН решается методом целочисленного математического программирования. Она сводится к выбору вектора  $k$ , характеризующего количество рабочих подразделений, выделяемых на ремонт  $j$ -го типа элементов. При этом оптимизируются суммарный доход или расход на ремонт, которые представляются целевой функцией  $F(k)$  задачи целочисленного математического программирования. Эта задача может быть представлена следующим образом

$$\max(\min)F(k) = \sum_{j=1}^n C_j [1 - (1 - p_j)^{k_j}] \quad (1)$$

при ограничениях

$$K_j - \text{целые положительные числа } (j=1,3); \quad (2)$$

$$\sum_{j=1}^n K_j = m. \quad (3)$$

Из (3) следует, что при любом распределении рабочих подразделений общее число  $m$  остается неизменным. Решение этой задачи целочисленного программирования заключается в выборе такого набора  $K_j$ , чтобы целевая функция  $F(K)$  была максимальной при рассматриваемых ограничениях. Задача решается методом итераций. задается начальный вектор  $K = (0,0...0)$ . На каждом последующем шаге оценивается приращение  $\Delta\phi_j$  функции  $F(K)$ , которое получается от приращения единицы (одного подразделения) к каждому из компонентов начального вектора. Выбирается то значение  $J$ , приращение которого дает наибольшее приращение целевой функции. Для  $L+1$  шага итерации получим:

$$\Delta\phi(K_{js}^{(s)}) = \max\{C(1 - P_j^{k_j})P_j\}. \quad (4)$$

Обычно задача решается на ЭВМ, например, с применением ППП QSBP, представляющего русифицированную версию пакета QSB. При небольшом числе  $m$  и  $n$  задача может решаться без применения ЭВМ. Для элементов УЭЦН, когда  $n=3$ , при предположениях что  $m=5$ ;  $P_j=(P_k=0,6$ ;  $P_{пэд}=0,9$ ;  $P_n=0,7)$ ;  $C_j=(C_k=5$  у.е.;  $C_{пэд}=10$  у.е.;  $C_n=4$  у.е.), задача решается методом итераций.

1. задается начальный вектор  $K = (K_k, K_{пэд}, K_n) = (0, 0, 0)$ .

2. Первая итерация дает:  $\Delta\phi_k(0) = C_k P_k = 3$ ;  $\Delta\phi_{пэд}(0) = C_{пэд} P_{пэд} = 9$ ;  $\Delta\phi_n(0) = C_n P_n = 2,8$ ;  $\Delta\phi(k) = \max(3; 9; 2,8) = 9 \rightarrow K_{пэд}$ ;  $K = (K_k^{(1)}, K_{пэд}^{(1)}, K_n^{(1)}) = (0; 1; 0)$ .

3. Вторая итерация:  $\Delta\phi_k(0) = 3$ ;  $\Delta\phi_{пэд}(1) = C_{пэд} P_{пэд} (1 - P_{пэд}) = 0,9$ ;  $\Delta\phi_n(1) = 2,8$ ;  $\Delta\phi(K^{(2)}) = \max(3; 0,9; 2,8) = 3,0 \rightarrow K_k$ ;  $K = (1, 1, 0)$ .

Продолжая вычисления до пятой итерации ( $m = 5$ ), получаем  $K = (2, 2, 1)$ . Таким образом, для ремонта кабелей и ПЭД нужно выделить по два ремонтных подразделения, а насосов — одно ремонтное подразделение с целью максимизировать прибыль, получаемую при ремонте элементов УЭЦН.

Согласно формуле (1) максимальная суммарная прибыль при ремонте УЭЦН

$$F(K) = C_k [1 - (1 - P_k)^2] + C_{пэд} [1 - (1 - P_{пэд})^2] + C_n [1 - (1 - P_n)] = 16,9 \text{ у.е.}$$

Технологическую схему ремонта элементов УЭЦН можно представить в виде сети и, решив задачу о максимальном потоке, определить максимальную пропускную способность ремонтной схемы. Технологическая схема ремонта элементов УЭЦН состоит из большого числа технологических операций, каждая из которых может выполняться одновременно на нескольких технологических приспособлениях (приборах). Так, технология ремонта насосов состоит из 12 основных операций, каждая из которых содержит от 5 до

30 вспомогательных операций. Следовательно, структура орграфа, характеризующего ремонтную систему элементов УЭЦН, будет достаточно сложна. В этом случае возможно построение более простого изоморфного орграфа путем упорядочения вершин или дуг сети при помощи алгоритма Фалкерсона. При этом, используя алгоритм решения задачи о максимальном потоке в сети, основанный на применении теоремы Форда-Фалкерсона, можно определить максимальную пропускную способность технологической схемы ремонта элементов УЭЦН.

Наибольший интерес представляет использование теории массового обслуживания (ТМО) или теории расписаний для построения математических моделей ремонта элементов УЭЦН. Используя сокращенные обозначения, принятые в ТМО [3—5], технологию ремонта элементов УЭЦН можно записать в виде:  $A \setminus B \setminus m$ , где  $A$  и  $B$  описывают соответственно законы распределения промежутков времени между поступлениями элементов УЭЦН в ремонт и распределения времени обслуживания, т.е. ремонта, где  $m$  — число обслуживающих ремонт приспособлений (приборов). При этом, могут рассматриваться модели как одновременного, так и непрерывного поступления элементов на ремонт.

Целью использования ТМО при построении математических моделей ремонта элементов УЭЦН является минимизация сроков и стоимости ремонта. При рассмотрении непрерывного процесса поступления элементов УЭЦН в ремонт в случайные моменты времени используются представления теории случайных процессов.

Если закон распределения наработки до отказа элементов УЭЦН экспоненциальный с интенсивностью  $\lambda(t)$ , то поток отказов, поступающих на ремонт элементов, будет пуассоновский с интенсивностью

$$\lambda(t) = n\lambda(t), \quad (5)$$

где  $n$  — число одновременно работающих элементов УЭЦН данного типа.

Ремонт кабелей, ПЭД и насосов осуществляется по отдельным технологическим схемам. В таблице приведены данные о  $\lambda(t)$  элементов УЭЦН, эксплуатирующихся в нефтяных скважинах Западной Сибири. Теория массового обслуживания позволяет оптимизировать сроки и стоимость ремонта элементов УЭЦН разных типов, используя данные таблицы

Результаты эксплуатации ПЭД в АО «Сургутнефтегаз» показали, что отличие в наработке но-

вых и ранее ремонтируемых ПЭД незначимо на уровне значимости 0,05, и они имеют одинаковую  $\lambda(t)$ . Ремонт насосов осуществляется в большинстве случаев путем замены до 80% изношенных рабочих органов. После такой замены  $\lambda(t)$  ранее ремонтировавшихся насосов не отличается от  $\lambda(t)$  новых насосов. Следовательно, пуассоновский поток непрерывно поступающих в ремонт новых и ранее ремонтировавшихся ПЭД и насосов будет иметь одинаковое значение  $\lambda(t)$  при одинаковом  $n$ .

В Западно-Сибирском нефтяном регионе предельно допустимая рабочая температура изоляции кабелей марок КПБП, КПБК близка к температуре скважин в месте подвески УЭЦН и происходит значительное термобарическое старение изоляции кабелей при длительной эксплуатации их в скважинах. Возможно также повреждение изоляции кабелей при спуско-подъемных операциях УЭЦН в скважинах. В результате наблюдается различие  $\lambda(t)$  поступающих в ремонт, ранее ремонтировавшихся и не ремонтировавшихся кабелей марки КПБК, что отражено в таблице. Так, новые кабели марки КПБК имеют на 30% большую наработку до отказа, чем ремонтируемые. В этом случае в ТМО математические модели должны строиться специально для ранее ремонтировавшихся и не ремонтировавшихся кабелей.

Анализ отказов кабелей марок КПБП, КПБК, поступающих ежегодно в ремонт после эксплуатации в АО «Сургутнефтегаз» в 1995—1998 гг., показал, что 40—45% этих кабелей ранее не ремонтировались (новые). Такая ежегодная статистика прослеживается за рассматриваемый промежуток времени достаточно стабильно.

Количество скважин, в которых эксплуатируются УЭЦН, за эти годы в АО «Сургутнефтегаз» значительно не изменилось. Ежегодная стабильность впервые и повторно ремонтируемых кабелей марок КПБП, КПБК может свидетельствовать о том, что надежность этих кабелей не изменилась за рассматриваемый период. Это хорошо коррелирует с данными, изложенными в [6] о стабильной надежности УЭЦН, эксплуатируемых в АО «Сургутнефтегаз». Длительность периодов занятости при ремонте имеет экспоненциальное распределение и не зависит от правила выбора из очереди.

Состояние системы ремонта элементов УЭЦН оценивается суммой длительности нахождения заявки в очереди и длительностью ремонта. В теории очередей применяются более двух десятков алгоритмов выбора заявки из очереди. Моделирование на ЭВМ задач теории расписаний позво-

УЭЦН	ПЭД-32	ПЭД-45	ПЭД-63	ПЭД-90	ЭЦНМ-50	ЭЦНМ-80	ЭЦНМ-125	КПБК (новый)	КПБК (ремонтный)
$\lambda(t)$	0,00346	0,00312	0,00310	0,00325	0,00324	0,00317	0,00261	0,00302	0,00433

ляет определить преимущества и недостатки различных алгоритмов. Так, при моделировании работы сети, состоящей из 9 последовательных этапов ремонта, при использовании алгоритма SPT приоритет отдается заявке, имеющей минимальную длительность ремонта) или алгоритма WORK (приоритетна заявка, имеющая минимальную суммарную длительность всех этапов) сумма длительности всех заявок в два раза меньше, чем при использовании алгоритма RANDON (приоритет назначается случайно), который обычно используется при ремонте элементов УЭЦН.

При использовании алгоритма SPT точная предварительная информация о длительности этапов ремонта известна лишь после окончания ремонта. В то же время погрешность 100% истинного значения длительности этапов ремонта позволяет сохранить 90% преимуществ алгоритма SPT перед алгоритмом RANDON. Технологическую схему ремонта элементов УЭЦН можно представить в виде системы массового обслуживания (СМО) типа  $M \setminus M \setminus m$ , где  $M$  — экспоненциальное распределение,  $m$  — число обслуживающих при проведении ремонтных работ технологических приспособлений (приборов). Согласно теореме Берка [3] исходящий поток стационарной системы массового обслуживания типа  $M \setminus M \setminus m$  с пуассоновским входящим потоком с интенсивностью  $\lambda$  и экспоненциальным распределением времени обслуживания (ремонта) с интенсивностью  $\mu$  в каждом из  $m$  приборов является пуассоновским потоком с интенсивностью  $\lambda$ . Таким образом, технологическую систему ремонта элементов УЭЦН можно представить как систему  $m$  обслуживающих единичных приборов. Для каждого из них входящий пуассоновский поток элементов УЭЦН имеет интенсивность  $\lambda$ , определяемую из таблицы и формулы (5).

В случае СМО типа  $M \setminus G \setminus 1$  ( $G$  — распределение общего вида) для каждого обслуживающего прибора согласно формуле Полчека-Хинчина [3] преобразование Лапласа  $W^*(S)$  и  $B^*(S)$  для плотностей распределения среднего времени ожидания в очереди на ремонт  $W(t)$  и среднего времени обслуживающего (ремонта)  $B(t)$  выражается следующим образом:

$$W^*(S) = \frac{S(1-\rho)}{S - \lambda + \lambda B^*(S)}; \quad (6)$$

$$B^*(S) = \int_0^{\infty} e^{-st} dB(t), \quad (7)$$

где  $\rho = \lambda \bar{t}$ ;  $\bar{t}$  — среднее время пребывания элемента УЭЦН в технологическом приспособлении при ремонте (обычно задается в технической документации на ремонт);  $S$  — комплексная переменная.

Снижение интенсивности  $\lambda$  пуассоновского потока поступающих на ремонт элементов УЭЦН

можно получить в результате ряда технологических операций, позволяющих предотвратить срыв подачи откачиваемой УЭЦН скважинной жидкости, что позволит повысить их надежность. К числу таких технологических операций относятся: повышение нефтеотдачи пласта, определение динамического уровня жидкости в нефтяных скважинах акустическим методом и т.д. Эти операции проводятся нефтяниками в зависимости от технологического состояния скважин или периодически. При этом возникает задача определения очередности этих операций. В этом случае, когда заявки на ремонт поступают одновременно, рассматривается статистическая СМО типа  $A \setminus B \setminus F \setminus D$ , где  $A$  — соответствует числу одновременно поступивших работ (в данном случае скважин);  $B$  — числу рабочих подразделений, например бригад, проводящих обслуживание скважин;  $F$  — означает конвейерную систему ремонта;  $D$  — характеризует критерий оценки расписания, например, среднюю длительность прохождения ремонта. Задача сводится к выбору одного из известных в теории расписаний алгоритмов [4]. В случае, если  $A=20$ ,  $B=4$ , применение алгоритма SPT позволит в 4 раза сократить среднюю длительность прохождения операции технологической обработки по сравнению алгоритмом RANDON, который используют нефтяники.

Использование математических моделей позволяет оптимизировать ремонт элементов УЭЦН, уменьшить его продолжительность и снизить простой ремонтных бригад. Использовать теорию очередей при обработке нефтяных скважин не всегда экономически целесообразно. Нефтяники обычно стремятся технологически обработать высокодебитные скважины, так как экономические потери от недополучения нефти значительно превышают экономию средств от ускорения обработки скважин. В то же время при ремонте элементов УЭЦН экономические преимущества использования теории очередей сказываются в полной степени.

#### Список литературы

1. Месенжник Я.З., Тареев Б.М., Пруг Л.Я. Физико-математические модели отказов изоляции погружных установок электроцентробежных нефтенасосов// Электричество. 1995. № 1.
2. Месенжник Я.З., Пруг Л.Я. Решение оптимизационных задач применительно к электроцентробежным насосам//Электротехника. 1997. № 12.
3. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания. М.: Машиностроение, 1979.
4. Конвей Р.В., Максвелл В.Л., Миллер Л.В. Теория расписаний. М.: Наука, 1975.
5. Надежность и эффективность в технике: Справочник. Т.8. М: Машиностроение, 1990.
6. Месенжник Я.З., Пруг Л.Я. Исследование тенденций в изменении надежности электроцентробежных нефтенасосов//Тез. доклада 2-й научно-технической конференции «Актуальные проблемы состояния и развития нефтегазового комплекса России». М., 1997.

## О статье Бихмана Р.И. «Линейный электромагнитный движитель»

Помещенная в № 7 Вашего журнала за 1999 г. статья Р.И.Бихмана о линейном электромагнитном «движителе» порождает ряд серьезных вопросов, как к уважаемому Автору, так и к редакции журнала, опубликовавшей подобную «дискуссионную» работу, даже не сопроводив ее соответствующим комментарием.

Если оставить за рамками дискуссии все рассуждения о космическом применении предлагаемого устройства, то следует отметить, что:

1. При записи уравнений Лагранжа для замкнутой системы, не имеющей свободных зарядов и находящейся в однородном электромагнитном поле (к таким системам согласно описанию и относится рассматриваемый «движитель»), в функции Лагранжа отсутствует явная зависимость от координат, перпендикулярных направлению однородного электромагнитного поля. Следовательно, вдоль этих координат рассматриваемая система может двигаться только прямолинейно и равномерно либо покоиться, что исключает возможность использования ее в качестве «движителя».

2. По утверждению автора, в процессе эксперимента сила возникала только при придании «движителю» некоторой начальной скорости. Если принять это утверждение, то с помощью описываемого устройства можно было бы отличить неподвижную инерциальную систему отсчета от

инерциальной системы отсчета, движущейся прямолинейно и равномерно с некоторой постоянной скоростью, что в корне противоречит принятому в современной физике принципу эквивалентности всех инерциальных систем отсчета. Дополнительные сомнения в методической корректности описанного Автором эксперимента порождают утверждения о зарегистрированной им асимметрии ускоряющей и тормозной сил.

3. Все пространственные рассуждения Автора о «вписывании», «втягивании», «вхождении» «трубок электромагнитного поля» в экран и т.п. могут быть заменены простым расчетом в рамках классической электродинамики (без учета возможных квантовых и релятивистских эффектов) с учетом токов намагничивания в материале экрана, результаты которого полностью согласуются с п.п. 1 и 2.

Таким образом, либо преложившая вниманию читателей статья знаменует собой открытие, ломающее все здание современной физической науки, либо все теоретические и экспериментальные результаты, описанные в работе уважаемого Р.И.Бихмана, плохо согласуются с современной классической физикой и требуют дальнейших теоретических разработок и экспериментальных уточнений.

*Мирошник А.О., канд. физ.-мат. наук,  
нач. сектора НПП ВНИИЭМ*

## Ответ на замечания Мирошника А.О.

Излагаемые в замечаниях А.О.Мирошника положения являются некорректными по следующим причинам:

1. Нельзя записать уравнения Лагранжа для движущегося в магнитном поле Земли линейного электромагнитного движителя (ЛЭМД), так как уравнения Лагранжа распространяются только на свободное движение тела в однородном поле, т.е. только тогда, когда на него не действуют какие-либо внешние силы. Не говоря уже о том, что поле тяготения Земли и магнитное поле Земли неоднородны, но даже если на малом пространстве считаем их почти однородными, то вблизи ферромагнитного экрана магнитное поле Земли существенно неоднородно (см. Калашников «Курс физики». М., 1970), особенно если на ЛЭМД действует сила. Это делает совершенно недопустимым запись для него уравнения Лагранжа.

Уравнение Лагранжа отражает принцип минимального действия при свободном движении в инерциальной системе координат, по отношению к которой пространство является однородным и изотропным, а время однородным:

$$S = \int_1^2 L(q, \dot{q}, t) dt = \min,$$

при этом  $L$  — функция Лагранжа.

Так, для одной материальной точки уравнение Лагранжа имеет вид  $\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{v}} = 0$ , т.е.  $\frac{\partial L}{\partial v} = \text{const}$ ,  $v = \text{const}$ , что является выражением закона инерции.

После интегрирования уравнения Лагранжа для одной материальной точки  $L = mv^2/2$ , где  $m$  — масса точки (см. Ландау, Лифшиц. Курс теоретической физики. Т.1.).

2. Замечание о невозможности отличить неподвижную систему отсчета от другой движущейся прямолинейно и равномерно с некоторой постоянной скоростью **правильно**, но оно не распространяется на наш случай, поскольку ЛЭМД движется не с постоянной скоростью, а с **ускорением**, определяемым действующей на него силой.

3. Возможность получения силы от движителя следует из формул электродинамики:

$$\oint E dl = \oint \frac{d\Phi}{dt} \Big|_{v=0} + \oint [\bar{v} \times \bar{B}] \Big|_{B=\text{const}}$$

и говорит о том, что  $\sum E_i = 0$  для замкнутого контура, движущегося в однородном магнитном

поле. Однако это не противоречит местному искажению магнитного поля за счет ферромагнитного экрана и нахождению передней и задней сторон рамки в условиях разных значений индукции и генерирования в боковых сторонах рамки ЭДС

$$E_2 = E_4 = -\frac{1}{2} k_{\text{и}} \frac{d\Phi_0}{dt}.$$

Таким образом, все исходные предпосылки замечаний уважаемого А.О.Мирошника основываются на непризнании возможности генерирования силы при работе линейного электромагнитного движителя.

*Р.И.Бихман, канд. техн.наук*

## УВЕДОМЛЕНИЕ (ПРИГЛАШЕНИЕ)

Наблюдательный Совет АООТ "Электропривод" уведомляет своих акционеров (согласно списку, составляемому на основании данных Реестра на дату — 20 апреля 2000 г.) о проведении очередного годового общего собрания акционеров, которое состоится 25 мая 2000 г.

Начало в 14 ч в помещении АООТ по адресу: г. Москва, ул. Садовая Спасская, д. 1/2, корп. 3.

### ПОВЕСТКА ДНЯ:

1. Подтверждение полномочий Счетной комиссии на очередной год.
  2. Отчет Наблюдательного Совета АООТ "Электропривод"; баланс, счет прибыли и убытков за 1999 г.  
Задачи до конца 2000 г.
  3. Отчет Ревизионной Комиссии за 1999 г. (с учетом заключения Аудитора).
  4. Утверждение предложений Наблюдательного Совета по дивидендам.
  5. Избрание Наблюдательного Совета.
  6. Избрание Ревизионной Комиссии.
  7. Подтверждение полномочий Аудитора на очередной год.
  8. О генеральном директоре.
- Материалы по подготовке очередного собрания публикуются на стенде Общества.

# **Правила оформления рукописей статей в журнале электротехника**

1. Статья не должна превышать 12 страниц текста, отпечатанного на машинке или набранного на компьютере через 2 интервала с полями 2—3 см, и иметь не более 5 рисунков.

2. В статье должны быть: постановка задачи, собственно содержание работы, показана достоверность результатов, выводы, рекомендации, в которых в лаконичной форме излагают результаты работы и предложения автора.

К статье должна быть приложена аннотация (2—3 предложения).

3. Статья должна сопровождаться письмом автора или организации и сведениями об авторах. Необходимо привести фамилии, имена и отчества всех авторов полностью, домашние адреса с почтовыми индексами, номера домашнего и служебного телефонов, место работы, ученое звание, какой факультет, какого вуза и когда закончен, тему диссертации и год ее защиты. Желательно приложить фотографии авторов.

Желательно, чтобы число авторов не превышало пяти. Фамилии лиц, принимавших участие в работе, можно дать в сноске.

4. Формулы должны быть четко вписаны от руки или набраны на компьютере (крупно) в отдельные строчки (а не в текст). Прописные (заглавные) буквы подчеркиваются карандашом двумя черточками снизу, а строчные (малые) — двумя черточками сверху. 0 (ноль) и цифра 3 (три) поясняются на полях простым карандашом. Индексы показываются простым карандашом.

5. Таблицы не должны быть громоздкими, все наименования необходимо писать без сокращения слов, за исключением единиц измерения. Численные значения величин в таблице, на рисунках и в тексте статьи должны быть в единицах измерения СИ.

6. Чертежи, графики, диаграммы и т.д. вычерчиваются тушью на плотной бумаге или кальке. Возможно изготовление рисунков с помощью компьютера. Условные обозначения на самом рисунке должны быть предельно краткими и общеупотребительными. Расшифровка условных обозначений и подписи к рисункам (не громоздкие) даются на отдельном листе.

Фотографии (в двух экземплярах) должны быть отпечатаны на белой матовой бумаге (размером не менее 9×12 см), изображение должно быть контрастным, с хорошо проработанными деталями. Все обозначения ставятся на отдельном экземпляре.

7. Список литературы приводится в конце статьи, в порядке последовательности ссылок в тексте. Ссылки на литературу заключаются в квадратные скобки.

Для книг должны быть указаны: фамилия и инициалы всех авторов, название книг, город, издательство, год выпуска. Для журнальной статьи: фамилия и инициалы всех авторов, название статьи, журнала, год издания, номер журнала (том), страницы. Для сборников и продолжающихся изданий: фамилия и инициалы всех авторов конкретной статьи, ее название, название сборника или издания, город, издательство, год, выпуск, страницы.

В список литературы не должны включаться неопубликованные материалы, материалы для служебного пользования, а также малораспространенные издания и материалы, отпечатанные литографическим способом, и т.д.

8. Статью в двух экземплярах следует высылать в редакцию простой или заказной бандеролью.

9. К статье можно приложить дискету с набранным текстом в одной из предлагаемых программ: LEXICON, WORD 2.1—7.0, Office 97, PAGEMAKER 5.0—6.5.



**"Мир компьютерной автоматизации"—  
журнал для тех, кто принимает  
решения при создании открытых систем  
управления и контроля, встраиваемых  
систем и систем реального времени**

“Мир компьютерной автоматизации” один из наиболее популярных, передовых и влиятельных профессиональных аналитических изданий по автоматизации в России.

“МКА” на своих страницах уделяет внимание созданию и сопровождению разнообразных систем управления, вне зависимости от того, на какой вертикальный рынок они спозиционированы АСУТП, военный, связь/телекоммуникации, тренажёростроение, управление движением и т.д. Наша главная цель описывать и пропагандировать на постсоветском рынке современные аппаратные и программные **открытые** технологии, всегда предоставляя отечественным специалистам выверенную, профессиональную аналитику, новостную и обзорную информацию. Журнал выходит с 1995 года.

Только в журнале **"Мир компьютерной автоматизации"** вы найдете информацию о:

- ✓ **современных программных и аппаратных технологиях:**  
VME, VXI, CompactPCI, PXI и т.д., подшины, мезонины, встраиваемые системы, системы ввода/вывода, мосты, технологии связи...
- ✓ **системах и средствах автоматизации:**  
ОС общего назначения (Windows NT, CE, ...), ОС реального времени, SCADA, языки программирования, встроенное ПО, цифровые и аналоговые устройства...
- ✓ **промышленной автоматизации:** автоматизация производства, контроллеры (ПЛК, на основе PC, SMART, ...), промышленные ПК, распределенное и удаленное управление, промышленные шины (Profibus, CAN, Interbus-S ...)

**Вышлите заполненную анкету по факсу и вы сможете получить журнал бесплатно\*!!!**

ФИО _____		
Место работы _____		
Подразделение (отдел) _____		Должность _____
Адрес _____		
Тел _____		Факс _____
E-mail _____		
<b>Сфера деятельности</b>		
<input type="checkbox"/> Связь	<input type="checkbox"/> Легкая промышленность	<input type="checkbox"/> Государственная служба
<input type="checkbox"/> Финансы	<input type="checkbox"/> Пищевая промышленность	<input type="checkbox"/> Производство
<input type="checkbox"/> Нефтегазодобыча/переработка	<input type="checkbox"/> Металлургия	<input type="checkbox"/> Продажа и установка
<input type="checkbox"/> Машиностроение	<input type="checkbox"/> Радио- и приборостроение	<input type="checkbox"/> Сервис, обучение
<input type="checkbox"/> Энергетика	<input type="checkbox"/> Торговля	<input type="checkbox"/> Наука, исследование, проектирование
<input type="checkbox"/> Химическая промышленность	<input type="checkbox"/> Транспорт	<input type="checkbox"/> Оператор связи
Другое _____		Другое _____

Подписаться можно на почте по каталогу Роспечати (индекс 72710), "Объединенному каталогу почты России" (индекс 45075) и в редакции



**Адрес редакции: 105077, Москва, а/я 158,  
тел (095) 465-55-53, факс (095) 742-68-29,  
e-mail: mka@veraplus.msk.ru  
http:\\mka.4unet.ru, mka.org.ru**

**Редакция журнала «Электротехника» выражает признательность всем фирмам, организациям и читателям нашего журнала за присланные поздравления с 70-летним юбилеем журнала.**

**СОВЕНКОН** 16-19.05/2000  
*Заставку проводит фирма "Совенкон"*

С-Петербург  
**ЛЕНЭКСПО**

Телефоны, факс:  
 296-0134,  
 296-0016  
 296-0845

На выставке будут представлены:

- Светильники промышленные и бытовые
- Светильники люминесцентные
- Пускорегулирующая аппаратура
- Специализированные осветительные устройства внутреннего и наружного применения (прожекторы, уличное освещение, медсветильники и т.д.)
- Источники света
- Электроустановочные изделия (розетки, выключатели и т.д.)
- Световой дизайн помещений
- Световая реклама

МЕЖДУНАРОДНЫЙ ВЫСТАВОЧНЫЙ КОМПЛЕКС ЛЕНЭКСПО

ТРЕТЬЯ  
 СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ  
 ВЫСТАВКА

**СВЕТ  
 И СВЕТОТЕХНИКА  
 2000**

В рамках выставки планируется проведение семинаров и круглых столов с привлечением ведущих специалистов, презентации фирм и специализированных изданий

Редактор отдела О.В. Кунавина  
 Научный редактор Л.А. Романова  
 Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 05.01.2000 Подписано в печать 10.02.2000 Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 54

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в АООТ «Электропривод»

107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, к. 3

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

# УГОЛЬ РОССИИ И МАЙНИНГ

2 0 0 0

VII МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА-ЯРМАРКА

НОВОКУЗНЕЦК  
РОССИЯ

6.-9.06.2000

ОРГАНИЗАТОРЫ



Messe  
Dusseldorf  
International



VII Международная научно-практическая конференция  
"Технологический развитие горнодобывающей  
промышленности 3-й раз"

Администрации города Новокузнецка  
Сибирского Государственного индустриального Университета



ЗАО "КУЗБАССКАЯ ЯРМАРКА"

654005 Россия, г.Новокузнецк, ул. Орджоникидзе, 18

Телефоны: (3843) 468-373, 468-372, факсы: 468-446, 452-886

E-mail: [kzfair@nvkz.kuzbass.net](mailto:kzfair@nvkz.kuzbass.net); <http://www.nvkz.kuzbass.net/Infus>

Волгоградская областная универсальная научная библиотека

[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)

УРАЛЭКСПОЦЕНТР при содействии  
ПРАВИТЕЛЬСТВА СВЕРДЛОВСКОЙ ОБЛАСТИ  
АДМИНИСТРАЦИИ Г. ЕКАТЕРИНБУРГА  
ОБЛАСТНОЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ КОМИССИИ  
ТЕРРИТОРИАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ  
«СВЕРДЛОВГОСЭНЕРГОНАДЗОР»  
ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ЦЕНТРА ЕС В ЕКАТЕРИНБУРГЕ

ВЫСТАВКА-КОНФЕРЕНЦИЯ



**ПРИГЛАШАЕМ !**  
**ЕКАТЕРИНБУРГ**

**ГОРОД  
РЕСУРСЫ  
ЭНЕРГЕТИКА 2000**

● **12-14 АПРЕЛЯ**

- ЭНЕРГЕТИКА И ЭЛЕКТРОТЕХНИКА
- ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЕ ОБОРУДОВАНИЕ
- ЭЛЕКТРОУСТАНОВОЧНЫЕ ИЗДЕЛИЯ И КАБЕЛИ
- СВЕТОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗДЕЛИЯ
- ГОРОДСКОЕ И КОММУНАЛЬНОЕ ХОЗЯЙСТВО
- ВОДОСНАБЖЕНИЕ И ВОДООЧИСТКА
- СИСТЕМЫ ТЕПЛОСНАБЖЕНИЯ И ВЕНТИЛЯЦИИ
- ОБОРУДОВАНИЕ И ТЕХНИКА ПО БЛАГОУСТРОЙСТВУ ГОРОДА
- ОБОРУДОВАНИЕ ПО СБОРУ, ПЕРЕРАБОТКЕ И УТИЛИЗАЦИИ ГОРОДСКИХ ОТХОДОВ
- ЕКАТЕРИНБУРГ — ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЙ ГОРОД
- ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИЕ СИСТЕМЫ И ОБОРУДОВАНИЕ
- ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА ДЛЯ КОНТРОЛЯ И РЕГУЛИРОВАНИЯ (СЧЕТЧИКИ, ТАЙМЕРЫ)
- СИСТЕМЫ ЭНЕРГОСНАБЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ МАЛОЙ И НЕТРАДИЦИОННОЙ ЭНЕРГЕТИКИ

научно-техническая конференция: «ПРОБЛЕМЫ ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЯ В РЕГИОНЕ»

УРАЛЭКСПОЦЕНТР

ПАВИЛЬОН на ГРОМОВА, 145

**Е Х Р**



620049, ЕКАТЕРИНБУРГ,  
КОМСОМОЛЬСКАЯ, 18,  
ТЕЛ.: 3432/493017, 493027  
ФАКС: 3432/493019  
E-mail: [uralexpo@dialup.mptik.ru](mailto:uralexpo@dialup.mptik.ru)  
<http://www.uralexpo.mptik.ru>