

ISSN 0013-5860





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

№ 9 СЕНТЯБРЬ 2000

УЧРЕДИТЕЛИ

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

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., ФЛОREN-
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 elektrotehnika@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

ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Браславский И.Я., Зюзев А.М., Костылев А.В.** Исследование свойств систем «тиристорный преобразователь напряжения—асинхронный двигатель» с различными типами синхронизации 1
Жуков В.П., Поздеев Д.А., Лазарев С.А., Петров А.А. Серия преобразователей частоты для управления асинхронными двигателями механизмов с вентиляторной характеристикой нагрузки 6
Владимирова Е.С. Синтез фаззи-регулятора для позиционных и следящих электроприводов 9

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Зборовский И.А.** Нагрузка преобразовательных секций в параметрическом источнике тока 15

ИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ

- Минакова Н.Н., Ушаков В.Я.** Расчетно-теоретическая оценка пространственного распределения конгломерированного дисперсного наполнителя в композиционном материале 21
Минакова Н.Н. Расчетные модели прогноза свойств и анализа проводимости структурно-неоднородных композиционных материалов 26

КОНДЕНСАТОСТРОЕНИЕ

- Дарьян Л.А.** Исследование процесса образования газообразных продуктов разложения изоляции в высоковольтных импульсных конденсаторах при проведении ресурсных испытаний 30

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Попов В.И.** Расчет дифференциального рассеяния обмоток трехфазных асинхронных машин серии RA 37

ТРАНСФОРМАТОРЫ

- Ярославский В.Н., Гамазов Ю.А.** Об организации периодической поверки измерительных трансформаторов 44

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ТРАНСПОРТ

- Синчук О.Н., Панасенко Н.В., Животовский А.Г.** Анализ совместимости функционирования систем электроснабжения и электрооборудования промышленных электровозов при использовании импульсных устройств защитного отключения 48

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

- Месенжник Я.З., Прут Л.Я.** Эффективность операций ремонта электроцентробежных нефтеподъемников 55

- Соловьев В.А.** Вентильный тахогенератор с линейной выходной характеристикой 60

ХРОНИКА

- ВНИИМС — 80 лет 63

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Исследование свойств систем «тиристорный преобразователь напряжения—асинхронный двигатель» с различными типами синхронизации¹

БРАСЛАВСКИЙ И.Я., ЗЮЗЕВ А.М., КОСТИЛЕВ А.В.

Уральский ГТУ

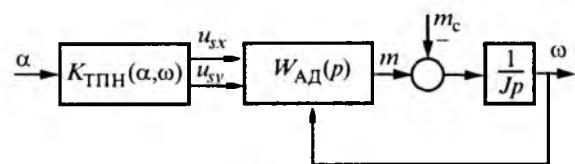
Показано, что система «тиристорный преобразователь напряжения—асинхронный двигатель» (ТПН-АД) с синхронизацией по напряжению в зоне подсинхронных скоростей может быть неустойчивой «в малом», что приводит к возникновению режима автоколебаний. На основе анализа динамических свойств рассматриваемых систем указываются возможные области их применения в зависимости от типа синхронизации.

Разработкой пускателей для асинхронных двигателей (АД) на основе тиристорных преобразователей напряжения (ТПН) активно занимаются многие отечественные и зарубежные конструкторы электроприводов. Стимулом к этому являются все возрастающие требования к обеспечению энерго- и ресурсосбережения на производстве. Действительно, системы плавного пуска (СПП) или системы Soft-Start в зарубежной литературе позволяют снижать ударные пусковые моменты и в отдельных случаях при работе на недогруженном двигателе обеспечивать режим энергосбережения. Однако разработка подобных систем при их кажущейся простоте сопряжена с определенными трудностями. Одной из проблем, возникающих при управлении двигателем от тиристорного пускателя, являются существенные колебания момента при достижении подсинхронной скорости. Особенно сильно этот эффект проявляется у мощных двигателей общепромышленной серии. Более того, при работе на пониженном напряжении возможен режим автоколебаний в области подсинхронной скорости. Таким образом, можно предположить, что динамические свойства системы ТПН—АД существенно отличаются от динамических свойств собственно асинхронной машины. Настоящая работа посвящена исследованию указанных свойств систем ТПН—АД.

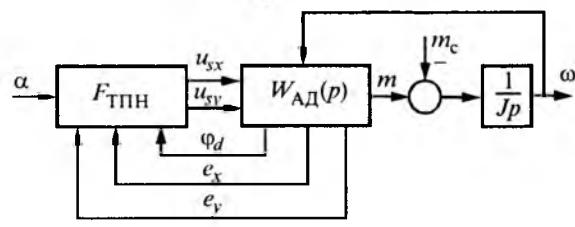
Математическая модель системы ТПН—АД

Основным представлением ТПН в математической модели системы ТПН—АД до настоящего времени было усиительное звено, скалярное либо комплексное [1, 2]. Подобная структура для уравнений системы, линеаризованных разложением в ряд Тейлора, показана на рис.1,а. Очевидно, на ее основе нельзя объяснить эффект изменения динамических свойств системы ТПН—

АД по сравнению с собственно асинхронной машиной. Поэтому возникает необходимость уточнения имеющихся математических моделей. Для начала обратимся к исходному материалу — диаграммам фазных напряжений и токов АД при питании от ТПН. На рис.2 они приведены при некоторой скорости (ω) двигателя и угле открытия вентилей (α). Фазное напряжение двигателя состоит из отдельных фрагментов, форма которых определяется состоянием преобразователя. Так, при трехфазной проводимости напряжение на двигателе равно напряжению сети, при нулевой — противо-ЭДС, генерируемой двигателем, а при двухфазной — их геометрической сумме. Длительность участков с определенной проводимостью зависит от угла α и динамического угла нагрузки двигателя (φ_d). Это простое рассуждение и приводит нас к тому, что фазное напряжение двигателя зависит от четырех факторов: напряжения сети, противо-ЭДС двигателя, угла открытия вентилей и угла нагрузки двигателя. При этом если угол α является для системы ТПН—АД внешним входом, то противо-ЭДС и угол на-



а)



б)

Рис.1. Структурные схемы системы ТПН-АД:
а — без учета внутренних обратных связей; б — с учетом внутренних обратных связей

¹ Печатается в порядке обсуждения.

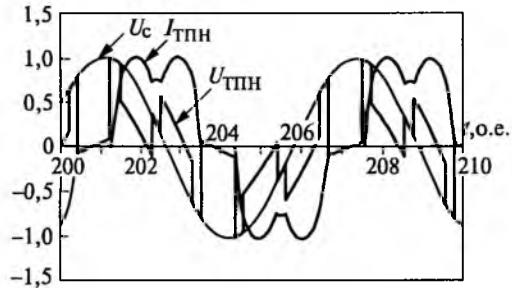
$U_{c,o.e.}$ $U_{TPN,o.e.}$ $I_{TPN,o.e.}$ 

Рис.2. Графики напряжения и тока системы ТПН—АД

грузки — внутренними переменными. Отметим, что напряжение реальной сети зависит как от тока исследуемой системы, так и от токов соседних устройств, потребляющих мощность от того же источника. Для разработки модели от противо-ЭДС и угла нагрузки целесообразно перейти к традиционным переменным АД. Выберем переменные «токи — потокосцепления статора» в общепринятой системе относительных единиц. При этом частоту вращения системы координат ω_k положим равной единице. Если в предварительном обсуждении пренебречь влиянием сети, то общие уравнения системы ТПН—АД могут быть записаны так:

$$u_{sx} = F_{lx}(\alpha, i_{sx}, i_{sy}, \Psi_{sx}, \Psi_{sy}); \quad (1)$$

$$u_{sy} = F_{ly}(\alpha, i_{sx}, i_{sy}, \Psi_{sx}, \Psi_{sy}); \quad (2)$$

$$m = F_2(p, u_{sx}, u_{sy}, \omega); \quad (3)$$

$$m - m_c = pJ\omega, \quad (4)$$

где u_{sx} , u_{sy} — напряжения статора по осям x , y ; i_{sx} , i_{sy} , Ψ_{sx} , Ψ_{sy} — ток и потокосцепление статора по осям x , y ; m , m_c — момент двигателя и момент сопротивления; J — приведенный момент инерции; p — оператор Лапласа.

Уравнения (1), (2) соответствуют собственно ТПН. Уравнение (3) описывает электродвигатель, а уравнение (4) является уравнением движения электропривода при линейной одномассовой механической части системы. Из анализа формул (1), (2) следует, что в системе ТПН—АД возникают внутренние обратные связи, определяющие ее свойства. Как было отмечено, напряжение ТПН имеет входы по углу открытия, динамическому углу нагрузки φ_d и вектору противо-ЭДС. Для стыковки модели преобразователя и модели машины необходимо поставить в соответствие переменные состояния АД входам преобразователя. В этом случае уравнения связи следующие:

$$\varphi_d = \operatorname{arctg} \frac{i_{sy}}{i_{sx}}, \quad (5)$$

$$e_x = p\Psi_{sx} - \Psi_{sy} - pL_s i_{sx} + L_s i_{sy}; \quad (6)$$

$$e_y = p\Psi_{sy} + \Psi_{sx} - pL_s i_{sy} - L_s i_{sx}. \quad (7)$$

При линеаризации уравнений (2), (3) разложением в ряд Тейлора напряжение на двигателе в системе ТПН—АД может быть записано так:

$$\Delta u_{sx} = A_\alpha^{U_x} \Delta \alpha + (F_{isx}^{U_x} + E_{isx}^{U_x}) \Delta i_{sx} + (F_{isy}^{U_x} + E_{isy}^{U_x}) \Delta i_{sy} + E_{\Psi_x}^{U_x} \Delta \Psi_x + E_{\Psi_y}^{U_x} \Delta \Psi_y; \quad (8)$$

$$\Delta u_{sy} = A_\alpha^{U_y} \Delta \alpha + (F_{isx}^{U_y} + E_{isx}^{U_y}) \Delta i_{sx} + (F_{isy}^{U_y} + E_{isy}^{U_y}) \Delta i_{sy} + E_{\Psi_x}^{U_y} \Delta \Psi_x + E_{\Psi_y}^{U_y} \Delta \Psi_y. \quad (9)$$

Коэффициенты A и F в данных формулах определяют влияние угла открытия тиристоров и угла нагрузки, а коэффициенты E — влияние противо-ЭДС двигателя. В соответствии с формулами (5)–(9)

$$A_\alpha^{U_x} = \frac{\partial u_{sx}}{\partial \alpha}; \quad A_\alpha^{U_y} = \frac{\partial u_{sy}}{\partial \alpha}; \quad (10), (11)$$

$$F_{isx}^{U_x} = \frac{\partial u_{sx}}{\partial i_{sx}} = \frac{\partial u_{sx}}{\partial \varphi_d} \frac{\partial \varphi_d}{\partial i_{sx}} = \frac{\partial u_{sx}}{\partial \varphi_d} \frac{-i_{sy}}{i_{sx}^2 + i_{sy}^2}; \quad (12)$$

$$F_{isx}^{U_y} = \frac{\partial u_{sy}}{\partial i_{sx}} = \frac{\partial u_{sy}}{\partial \varphi_d} \frac{\partial \varphi_d}{\partial i_{sx}} = \frac{\partial u_{sy}}{\partial \varphi_d} \frac{-i_{sy}}{i_{sx}^2 + i_{sy}^2}; \quad (13)$$

$$F_{isy}^{U_x} = \frac{\partial u_{sx}}{\partial i_{sy}} = \frac{\partial u_{sx}}{\partial \varphi_d} \frac{\partial \varphi_d}{\partial i_{sy}} = \frac{\partial u_{sx}}{\partial \varphi_d} \frac{i_{sx}}{i_{sx}^2 + i_{sy}^2}; \quad (14)$$

$$F_{isy}^{U_y} = \frac{\partial u_{sy}}{\partial i_{sy}} = \frac{\partial u_{sy}}{\partial \varphi_d} \frac{\partial \varphi_d}{\partial i_{sy}} = \frac{\partial u_{sy}}{\partial \varphi_d} \frac{i_{sx}}{i_{sx}^2 + i_{sy}^2}; \quad (15)$$

$$E_{ex}^{U_x} = \frac{\partial u_{sx}}{\partial e_x} \frac{\partial e_x}{\partial i_{sx}} + \frac{\partial u_{sx}}{\partial e_y} \frac{\partial e_y}{\partial i_{sx}} = K_{ex}^{U_x}(-pL_s) + K_{ey}^{U_x}(-L_s); \quad (16)$$

$$E_{ex}^{U_y} = \frac{\partial u_{sy}}{\partial e_x} \frac{\partial e_x}{\partial i_{sx}} + \frac{\partial u_{sy}}{\partial e_y} \frac{\partial e_y}{\partial i_{sx}} = K_{ex}^{U_y}(-pL_s) + K_{ey}^{U_y}(-L_s); \quad (17)$$

$$E_{ey}^{U_x} = \frac{\partial u_{sx}}{\partial e_x} \frac{\partial e_x}{\partial i_{sy}} + \frac{\partial u_{sx}}{\partial e_y} \frac{\partial e_y}{\partial i_{sy}} = K_{ex}^{U_x}(L_s) + K_{ey}^{U_x}(-pL_s); \quad (18)$$

$$E_{ey}^{U_y} = \frac{\partial u_{sy}}{\partial e_x} \frac{\partial e_x}{\partial i_{sy}} + \frac{\partial u_{sy}}{\partial e_y} \frac{\partial e_y}{\partial i_{sy}} = K_{ex}^{U_y}(L_s) + K_{ey}^{U_y}(-pL_s); \quad (19)$$

$$E_{\Psi_x}^{U_x} = \frac{\partial u_{sx}}{\partial \Psi_x} \frac{\partial \Psi_x}{\partial i_{sx}} + \frac{\partial u_{sx}}{\partial \Psi_y} \frac{\partial \Psi_y}{\partial i_{sx}} = K_{ex}^{U_x} p + K_{ey}^{U_x} p; \quad (20)$$

$$E_{\Psi_x}^{U_y} = \frac{\partial u_{sy}}{\partial \Psi_x} \frac{\partial \Psi_x}{\partial i_{sx}} + \frac{\partial u_{sy}}{\partial \Psi_y} \frac{\partial \Psi_y}{\partial i_{sx}} = K_{ex}^{U_y} p + K_{ey}^{U_y} p; \quad (21)$$

$$E_{\Psi_y}^{U_x} = \frac{\partial u_{sx}}{\partial \Psi_x} \frac{\partial \Psi_x}{\partial i_{sy}} + \frac{\partial u_{sx}}{\partial \Psi_y} \frac{\partial \Psi_y}{\partial i_{sy}} = -K_{ex}^{U_x} + K_{ey}^{U_x} p; \quad (22)$$

$$E_{\Psi_y}^{U_y} = \frac{\partial u_{sy}}{\partial \Psi_x} \frac{\partial \Psi_x}{\partial i_{sy}} + \frac{\partial u_{sy}}{\partial \Psi_y} \frac{\partial \Psi_y}{\partial i_{sy}} = -K_{ex}^{U_y} + K_{ey}^{U_y} p. \quad (23)$$

Необходимо отметить, что все приведенные коэффициенты существенно зависят от точки линеаризации. При укрупненном рассмотрении структурная схема системы ТПН—АД с учетом внутренних обратных связей показана на рис.1,б.

Математическая модель СИФУ

Система ТПН—АД, как правило, выполняется с синхронизацией по напряжению сети либо по току статора. Первый вариант синхронизации общеизвестен из приводов постоянного тока. В этом случае начало отсчета угла открытия (т.е. сброс интегратора-счетчика) начинается в момент прохождения через нуль сигнала, связанного с напряжением сети. Предполагая, что интеграторы линейные, в этом случае СИФУ может быть представлено усиительным звеном.

Менее известны СИФУ, синхронизированные по току. Наиболее полно они описаны в работах одесских ученых, например, в [3]. Принцип их действия состоит в том, что начало отсчета угла управления связывается с моментом прекращения тока в соответствующей фазе двигателя. Это означает, что угол α зависит как от напряжения управления (u_y), так и от вектора тока статора:

$$\alpha = F_3(u_y, i_{sx}, i_{sy}). \quad (24)$$

В линеаризованном виде

$$\Delta\alpha = C_{uy}^\alpha \Delta u_y + C_{isx}^\alpha \Delta i_{sx} + C_{isy}^\alpha \Delta i_{sy}; \quad (25)$$

$$C_{uy}^\alpha = \frac{\partial \alpha}{\partial u_y}; \quad C_{isx}^\alpha = \frac{\partial \alpha}{\partial i_{sx}}; \quad C_{isy}^\alpha = \frac{\partial \alpha}{\partial i_{sy}}. \quad (26) - (28)$$

Таким образом, в представленной системе появляются еще две дополнительные обратные связи по составляющим тока статора при синхронизации по току статора. Если же рассматривается система с синхронизацией по напряжению сети, то коэффициенты обратной связи по току равны нулю, и модель системы СИФУ—ТПН—АД отличается от модели ТПН—АД только коэффициентом усиления.

Математическая модель системы ТПН—АД с учетом реальной сети

Наконец, рассмотрим влияние реальной сети на динамику системы ТПН—АД. В первом приближении можно представить сеть как элемент с параметрами E_c , R_c , L_c . Тогда напряжение сети в выбранной системе координат может быть записано в следующем виде:

$$\begin{pmatrix} u_{cx} \\ u_{cy} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_{cx} \\ e_{cy} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_c & L_c \\ -L_c & R_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sx} + i_{px} \\ i_{sy} + i_{py} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} L_c & 0 \\ 0 & L_c \end{pmatrix} p \begin{pmatrix} i_{sx} + i_{px} \\ i_{sy} + i_{py} \end{pmatrix}, \quad (29)$$

где i_{px} , i_{py} — токовая нагрузка от соседних устройств по осям x , y .

При такой модели сети в формулах (8), (9) появляются дополнительные составляющие для напряжений статора:

$$\Delta u'_{sx} = N_{ix}^U \Delta i_{sx} + N_{iy}^U \Delta i_{sy} + N_{ix}^U \Delta i_{px} + N_{iy}^U \Delta i_{py}; \quad (30)$$

$$\Delta u'_{sy} = N_{ix}^U \Delta i_{sx} + N_{iy}^U \Delta i_{sy} + N_{ix}^U \Delta i_{px} + N_{iy}^U \Delta i_{py}; \quad (31)$$

$$\begin{aligned} N_{ix}^U &= \frac{\partial u_{sx}}{\partial u_{cx}} \frac{\partial u_{cx}}{\partial i_x} + \frac{\partial u_{sx}}{\partial u_{cy}} \frac{\partial u_{cy}}{\partial i_x} = \\ &= K_{u_{cx}}^U (-R_c - pL_c) + K_{u_{cy}}^U (L_c); \end{aligned} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} N_{ix}^U &= \frac{\partial u_{sy}}{\partial u_{cx}} \frac{\partial u_{cx}}{\partial i_y} + \frac{\partial u_{sy}}{\partial u_{cy}} \frac{\partial u_{cy}}{\partial i_y} = \\ &= K_{u_{cx}}^U (-R_c - pL_c) + K_{u_{cy}}^U (L_c); \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} N_{iy}^U &= \frac{\partial u_{sx}}{\partial u_{cx}} \frac{\partial u_{cx}}{\partial i_y} + \frac{\partial u_{sx}}{\partial u_{cy}} \frac{\partial u_{cy}}{\partial i_y} = \\ &= K_{u_{cx}}^U (-L_c) + K_{u_{cy}}^U (-R_c - pL_c); \end{aligned} \quad (34)$$

$$\begin{aligned} N_{iy}^U &= \frac{\partial u_{sy}}{\partial u_{cx}} \frac{\partial u_{cx}}{\partial i_y} + \frac{\partial u_{sy}}{\partial u_{cy}} \frac{\partial u_{cy}}{\partial i_y} = \\ &= K_{u_{cx}}^U (-L_c) + K_{u_{cy}}^U (-R_c - pL_c). \end{aligned} \quad (35)$$

Из формул (30), (31) следует, что ТПН имеет дополнительные входы по токам соседних устройств, а также еще одну внутреннюю обратную связь по току статора через напряжение сети. Впрочем, нужно отметить, что в реальных достаточно мощных сетях эти связи проявляются, в основном, в пусковых режимах.

Дополнительно сеть оказывает влияние на СИФУ в системе, синхронизированной по напряжению сети. Это явление проявляется в смещении опорного напряжения и, как следствие, в изменении угла открытия тиристоров. В этом случае выражение для угла открытия записывается так:

$$\Delta\alpha = C_{uy}^\alpha \Delta u_y + N_{ix}^\alpha \Delta i_{sx} + N_{iy}^\alpha \Delta i_{sy} + N_{ix}^\alpha \Delta i_{px} + N_{iy}^\alpha \Delta i_{py}; \quad (36)$$

$$\begin{aligned} N_{ix}^\alpha &= \frac{\partial \alpha}{\partial u_{cx}} \frac{\partial u_{cx}}{\partial i_x} + \frac{\partial \alpha}{\partial u_{cy}} \frac{\partial u_{cy}}{\partial i_x} = \\ &= K_{u_{cx}}^\alpha (-R_c - pL_c) + K_{u_{cy}}^\alpha (L_c); \end{aligned} \quad (37)$$

$$\begin{aligned} N_{iy}^\alpha &= \frac{\partial \alpha}{\partial u_{cx}} \frac{\partial u_{cx}}{\partial i_y} + \frac{\partial \alpha}{\partial u_{cy}} \frac{\partial u_{cy}}{\partial i_y} = \\ &= K_{u_{cx}}^\alpha (-L_c) + K_{u_{cy}}^\alpha (-R_c - pL_c). \end{aligned} \quad (38)$$

Следует отметить, что сеть не оказывает непосредственное влияние на СИФУ, синхронизированное по току статора.

Динамические свойства систем ТПН—АД

Для изучения поведения системы ТПН—АД необходимо вычислить значения приведенных коэффициентов линеаризации. Для этого применим следующий метод. Анализ условий работы двигателя проведем по первым гармоникам переменных системы. Их значения получаем через преобразование Фурье на основе графиков напряжения и токов двигателя. В качестве метода расчета процессов с учетом переключения тиристоров использован метод пространства состояний [1]. Далее, задаваясь рядом малых приращений переменных, численно определяем коэффициенты линеаризации.

Исследование системы ТПН—АД на основе уточненной модели было начато с анализа устойчивости. Полученные результаты оказались весьма интересными. Дело в том, что в области подсинхронных скоростей система с синхронизацией по напряжению сети имеет зоны неустойчивости (в качестве критерия был выбран корневой метод). При этом собственно асинхронная машина в этой области устойчива. Карта данной зоны в координатах «угол открытия вентиляй — скорость двигателя» для двигателя 4A200L6 показана на рис.3. Площадь зоны неустойчивости существенно зависит от момента инерции электропривода. При $J > (7-8)J_{\text{дв}}$ двигателя зоны неустойчивости исчезают. Что касается систем с синхронизацией по току, то они зон неустойчивости не имеют.

После анализа систем ТПН—АД «в малом» обратились к полной модели системы с идеальными тиристорами. На рис.4 показан процесс запуска двигателя 4A200L6 на пониженное напряжение с постоянным моментом сопротивления (временные развертки и годограф) при синхронизации преобразователя по напряжению сети. По достижении подсинхронной скорости система входит в режим автоколебаний. С учетом проведенных исследований объяснить влияние автоколебаний можно следующим образом. При при-

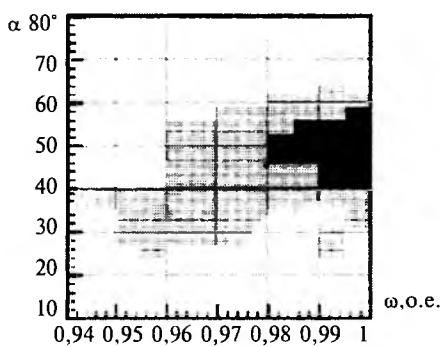


Рис.3. Области неустойчивости в системе ТПН—АД с синхронизацией по напряжению сети:

■ — неустойчива при $J_{\text{дв}} < J < 5J_{\text{дв}}$; ■ — неустойчива при $5J_{\text{дв}} < J < 7J_{\text{дв}}$

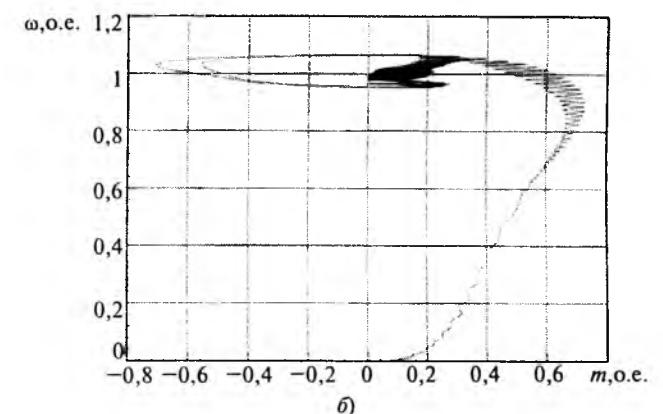
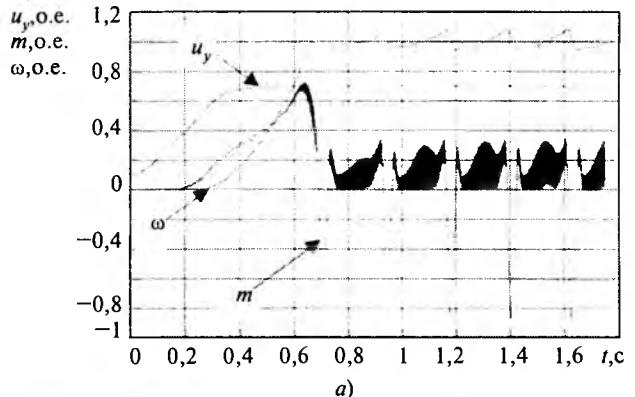


Рис.4. Процессы пуска в системе ТПН—АД, синхронизированной по напряжению сети:

а — временные развертки; б — годограф

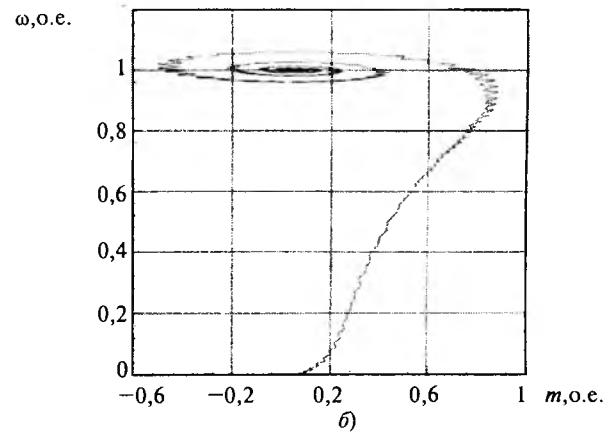
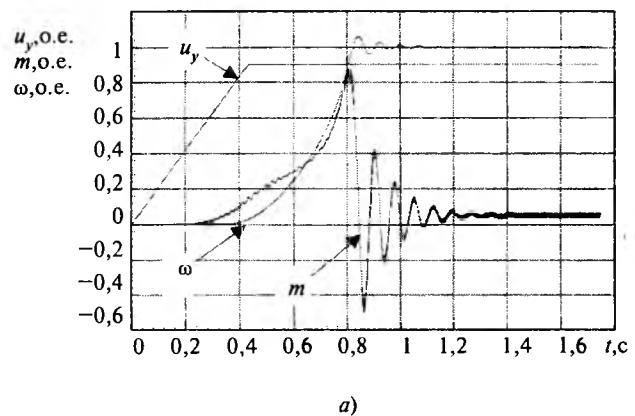


Рис.5. Процессы пуска в системе ТПН—АД, синхронизированной по току статора:

а — временные развертки; б — годограф

ближении к зоне подсинхронных скоростей в системе возникает положительная обратная связь по скорости двигателя через напряжение ТПН. Темп разгона возрастает. Наконец, система попадает в зону неустойчивости и, далее, в зону надсинхронных скоростей. В этой зоне двигатель имеет отрицательный динамический момент, что приводит к уменьшению скорости. Система возвращается в зону неустойчивости, и процесс повторяется.

Процессы пуска в системе, синхронизированной по току, показаны на рис.5. Здесь явление автоколебаний отсутствует. При этом по графику момента видно, что на полное напряжение двигатель не выходит ни в одной точке процесса. Отметим, что для этих систем в переходных процессах возможно явление срыва синхронизации СИФУ. Моделирование системы с синхронизацией по току показало, что для предотвращения срыва синхронизации необходимо занижать полосу пропускания преобразователя, устанавливая входной фильтр. Его постоянная в зависимости от типа двигателя может достигать 50—100 мс.

Возможные области применения систем ТПН—АД

В начале статьи выделены две основные области применения систем с ТПН. Это системы плавного пуска и системы энергосбережения. Кроме них можно еще выделить системы ТПН—АД, регулируемые по скорости. Их количество в связи с развитием частотного привода сокращается, однако в определенных областях они находят применение.

Собственно СПП, обеспечивающие плавный разгон АД, могут быть выполнены с обоими типами синхронизации, однако системы, синхронизированные по напряжению, должны обеспечить такой темп нарастания напряжения статора, чтобы АД выходил на подсинхронную скорость при полном напряжении. В противном случае он попадает в зону неустойчивости, что вызывает колебания момента. Это ограничение не является слишком жестким для многих механизмов. Более того, для минимизации пусковых потерь необходим именно высокий темп задатчика напряжения. Если это требование выполнить нельзя (например, требуется медленный разгон), необходима система с синхронизацией по току. Этот же тип системы является единственным возможным и в случае систем энергосбережения без регулирования скорости, поскольку последние работы на пониженном напряжении. Наконец, системы, замкнутые по скорости, целесообразно выполнять с синхронизацией по напряжению сети. Действительно, как уже отмечалось, системы с синхронизацией по току требуют занижения полосы пропускания по управлению. С другой стороны, явление автоколебаний в замкну-

тых по скорости линеаризованных системах не проявляется.

Выводы

1. Система ТПН—АД имеет в своей структуре внутренние обратные связи по переменным двигателя.

2. В системах с синхронизацией по напряжению сети имеются зоны неустойчивости в области подсинхронной скорости.

3. Наличие зон неустойчивости приводит к режиму автоколебаний и делает невозможной работу разомкнутой системы на пониженном напряжении. Для обеспечения устойчивости работы возможно применение преобразователей с синхронизацией по току статора.

Список литературы

1. Браславский И.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением. М.: Энергоатомиздат, 1988.

2. Герасимяк Р.П. Динамика асинхронных электроприводов крановых механизмов. М.: Энергоатомиздат, 1986.

3. Андрющенко О.А., Бабийчук О.Б., Вычужанин А.А. Асинхронный электропривод с тиристорным преобразователем напряжения, синхронизированным с током нагрузки//Электромашиностроение и электрооборудование. Республиканский межведомственный научно-технический сборник. Вып. 46. К.: Техника, 1991. С.29—32.

4. Зюзев А.М., Костылев А.В. Сравнительный анализ динамических свойств тиристорных преобразователей переменного напряжения с синхронизацией СИФУ по напряжению сети и по току статора//Автоматизация и прогрессивные технологии. Труды II межвузовской отраслевой научно-технической конференции. 27 сентября — 1 октября 1999. Новоуральск, 1999. С.207—209.

Браславский Исаак Яковлевич — профессор, доктор технических наук, заведующий кафедрой «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Уральского государственного технического университета (УГТУ). Закончил энергетический факультет Уральского политехнического института (ныне УГТУ) в 1958 г., защитил кандидатскую диссертацию в 1964 г., докторскую диссертацию — в 1986 г. Тема докторской диссертации: «Обобщение теории, разработка и внедрение полупроводниковых асинхронных электроприводов с параметрическим управлением».

Зюзев Анатолий Михайлович — кандидат технических наук, доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Уральского государственного технического университета (УГТУ). Закончил электротехнический факультет Уральского политехнического института (ныне УГТУ) в 1970 г., защитил кандидатскую диссертацию в 1974 г.

Костылев Алексей Васильевич — аспирант кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Уральского государственного технического университета (УГТУ). Закончил электротехнический факультет УГТУ в 1997 г.

Серия преобразователей частоты для управления асинхронными двигателями механизмов с вентиляторной характеристикой нагрузки

ЖУКОВ В.П., акад. АЭН ЧР (ОАО ЧЭАЗ), ПОЗДЕЕВ Д.А., канд. техн. наук (НПФ "Камелия"),
ЛАЗАРЕВ С.А., канд. техн. наук (ЧувГУ), ПЕТРОВ А.А., инж. (НПФ "Камелия")

В ОАО "Чебоксарский электроаппаратный завод (ЧЭАЗ)" совместно с научно-производственной фирмой "Камелия" освоен выпуск преобразователей частоты (ПЧ) в двух вариантах: аналоговый и цифровой. Основным критерием разработки являлась цена ПЧ, поэтому импортная элементная база использована в минимальном количестве и лишь в тех узлах, где отсутствуют отечественные аналоги (силовые IGBT-модули — в обоих вариантах и несколько микросхем — в цифровом варианте). Структурная схема ПЧ приведена на рис.1. К силовой части относятся контактор K , неуправляемый выпрямитель B , силовой фильтр Φ , автономный инвертор напряжения АИН с ШИМ, приводной асинхронный двигатель AD . Система управления для аналогового варианта включает источник вторичного питания ИП, датчики напряжения сети (ДНС) и выпрямленного напряжения (ДВН), драйверы силовых ключей Dr со встроенной защитой, устройство защиты УЗ, устройство управления УУ, задатчики частоты вращения ЗЧВ1, ЗЧВ2 и интерфейс внешних связей для выдачи сигнала о готовности преобразователя ($Гот$) и приема сигналов с

датчика технологического параметра ($D_{тех}$) и дистанционного управления Пуск/Стоп. Цифровой вариант (пунктирные линии) отличается устройством управления, к которому подключается переносной цифровой пульт управления ЦПУ, кроме того через ИВС дополнительно может приниматься код от задатчика частоты вращения ЗЧВ3 на 8 дискретных значений частоты вращения АД.

Оба варианта ПЧ выполнены по разомкнутой структуре с реализацией закона управления $\Psi_1 = \text{const}$ ($U_1/f = \text{const}$ со скалярной IR -компенсацией), однако форма напряжения на обмотках двигателя и, соответственно, форма тока — разные для аналогового и цифрового вариантов. Рассмотрим этот вопрос более подробно.

Аналоговый вариант. Управляющий сигнал для задания напряжения на каждой фазе и, следовательно, само фазное напряжение формируются в виде квазисинусоидального сигнала [1], состоящего из 12 ступенек за период (рис.2), амплитуда которых U_{\max} пропорциональна заданной частоте α , т.е.

$$U_{\max}/\alpha = \text{const}. \quad (1)$$

Эти кривые при разложении в ряд Фурье содержат только нечетные гармоники с амплитудами [2]:

$$\begin{aligned} U_k &= \frac{4U_{\max}}{\pi\alpha} \left[a_3 \int_0^{\frac{\pi}{6}} \sin k\varphi d\varphi + a_2 \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} \sin k\varphi d\varphi + \right. \\ &\quad \left. + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \sin k\varphi d\varphi \right] = \frac{4U_{\max}}{k\pi\alpha} \left[a_3 \left(1 - \cos k\frac{\pi}{6} \right) + \right. \\ &\quad \left. + a_2 \left(\cos k\frac{\pi}{6} - \cos k\frac{\pi}{3} \right) + \left(\cos k\frac{\pi}{3} - \cos k\frac{\pi}{2} \right) \right]. \end{aligned} \quad (2)$$

Гармоники, кратные трем ($k = 3n$, где n — нечетное), будут отсутствовать при условии

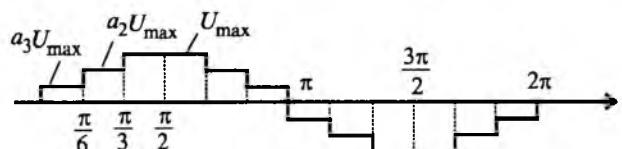


Рис.2. Форма напряжения на фазе двигателя для аналогового варианта

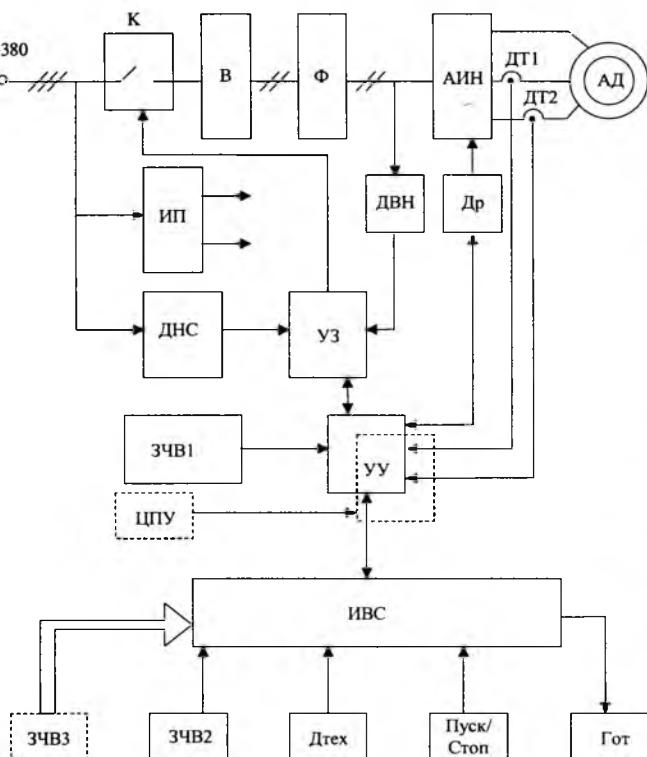


Рис.1. Структурная схема преобразователя

$$a_3 \left(1 - \cos n \frac{\pi}{2}\right) + a_2 \left(\cos n \frac{\pi}{2} - \cos n \pi\right) + \\ + \left(\cos n \pi - \cos 3n \frac{\pi}{2}\right) = 0, \quad (3)$$

что справедливо при

$$a_2 + a_3 - 1 = 0. \quad (4)$$

Условия, при которых в спектре кривой на рис.2 отсутствуют гармоники с номерами 5 и 7, 17 и 19, ... $6n \pm 1$, где n — нечетное, полученные из (2), например при $k = 5$, $k = 7$, оказываются одинаковыми:

$$a_3 \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2}\right) - a_2 \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{1}{2}\right) + \frac{1}{2} = 0. \quad (5)$$

Совместное решение (4) и (5) дает значения

$$a_3 = \frac{1}{\sqrt{3}+2} = 0,268, \quad a_2 = \frac{\sqrt{3}+1}{\sqrt{3}+2} = 0,732, \quad \text{при которых}$$

в фазном напряжении отсутствуют гармоники с $k = 3n$, $k = 6n \pm 1$ (n — нечетное). Амплитуды первой и высших гармоник напряжения (до $k \leq 37$), рассчитанные по (2), приведены в табл. 1, а сигнал фазного напряжения статора

$$\frac{U_{1k}}{\alpha}(\tau) = \frac{U_{\max}}{\alpha} [1,024 \sin \alpha \tau + 0,093 \sin 11 \alpha \tau + \\ + 0,0787 \sin 13 \alpha \tau + \dots]. \quad (6)$$

Таблица 1

Амплитуды первой и высших гармоник фазного напряжения статора

k	1	11	13	23	25	35	37	$12n+1$
U_k/U_{\max}	1,024	0,093	0,0787	0,0445	0,0409	0,0292	0,0277	...

Найдем амплитуды высших гармоник в токах статора и ротора, а также в моменте двигателя, которые возникают при питании его несинусоидальным напряжением по (6). Так как при постоянной частоте вращения ротора $v = \text{const}$ известная система векторных уравнений асинхронного двигателя в относительных единицах во вращающейся с частотой $v_{\text{к.с.}}$ координатной системе [3]

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_1 &= \bar{I}_1 r_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + j v_{\text{к.с.}} \bar{\Psi}_1; \\ 0 &= \bar{I}_2 r_2 + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} + j(v_{\text{к.с.}} - v) \bar{\Psi}_2; \\ \bar{\Psi}_1 &= (x_{1\sigma} + x_m) \bar{I}_1 + x_m \bar{I}_2; \\ \bar{\Psi}_2 &= x_m \bar{I}_1 + (x_{2\sigma} + x_m) \bar{I}_2 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

становится линейной, то к ней можно применить принцип наложения и найти результирующий ток статора I_1 как сумму токов, создаваемых каждой гармоникой напряжения U_1 , прикладываемого к статору со стороны преобразователя.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

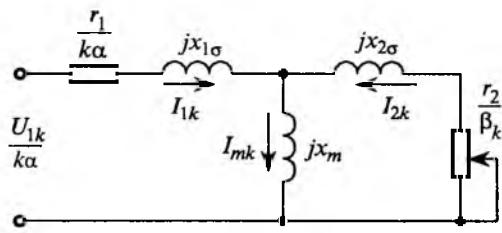


Рис.3. Схема замещения асинхронного двигателя для k -й гармоники

Если для рассмотрения действия любой k -й гармоники принять систему координат, вращающуюся синхронно с полем, создаваемым этой гармоникой, т.е. $v_{\text{к.с.}} = ka$ (α — синхронная частота первой гармоники), то векторы потокосцеплений статора Ψ_1 и ротора Ψ_2 в такой системе координат будут неподвижны, а их производные в (7) равны 0. Тогда после деления первого уравнения (7) на $v_{\text{к.с.}} = ka$, а второго — на $\beta_k = v_{\text{к.с.}} - v = ka - v$ с учетом 3-го и 4-го уравнений (7) получим для k -й гармоники:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\bar{U}_{1k}}{ka} &= \frac{r_1}{ka} \bar{I}_{1k} + j \bar{\Psi}_{1k} = \frac{r_1}{ka} \bar{I}_{1k} + j(x_1 \bar{I}_1 + x_m \bar{I}_2); \\ 0 &= \frac{r_2}{\beta_k} \bar{I}_{2k} + j \bar{\Psi}_{2k} = \frac{r_2}{\beta_k} \bar{I}_{2k} + j(x_m \bar{I}_1 + x_2 \bar{I}_2), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $x_1 = x_{1\sigma} + x_m$, $x_2 = x_{2\sigma} + x_m$ — индуктивности статора и ротора, соответственно.

Уравнениям (8) соответствует схема замещения рис.3.

Из этой схемы найдем токи намагничивания I_{mk} , статора I_{1k} , ротора I_{2k} k -й гармоники и углы сдвига между векторами напряжения U_{1k}/ka и токов:

$$\left. \begin{aligned} \bar{I}_{mk} &= \frac{r_2}{\beta_k} + j x_{2\sigma} \frac{\bar{U}_{1k}}{ka}; \quad \bar{I}_{1k} = \frac{r_2}{\beta_k + j b_k} \frac{\bar{U}_{1k}}{ka}; \\ \bar{I}_{2k} &= -j \frac{x_m \bar{I}_{1k}}{r_2 + j x_2} = -j \frac{x_m}{a_k + j b_k} \frac{\bar{U}_{1k}}{ka}; \\ \varphi_{1k} &= \arctg \frac{x_2 \beta_k}{r_2} - \arctg \frac{\beta_k}{a_k}; \\ \varphi_{2k} &= -\frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\beta_k}{a_k}; \quad a_k = \frac{r_1 r_2}{ka \beta_k} - x_1 x_2 \sigma; \\ b_k &= \frac{r_1}{ka} x_2 + \frac{r_2}{\beta_k} x_1; \quad \sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_1 x_2}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Так как для гармоник напряжения с номерами $k \geq 5$ активные сопротивления статора и ротора много меньше индуктивных, то в (9) мож-

но принять $\frac{r_1}{ka} \approx \frac{r_2}{\beta_k} \approx 0$ и найти амплитуды то-

ков статора и ротора высших гармоник по упрощенным формулам:

$$\left. \begin{aligned} a_k &\approx -x_1 x_2 \sigma; \quad b_k \approx 0; \\ \vec{I}_{1k} &\approx -j \frac{\vec{U}_{1k}}{x_1 \sigma k \alpha}; \quad \vec{I}_{2k} \approx j \frac{x_m}{x_1 x_2 \sigma} \frac{\vec{U}_{1k}}{k \alpha} = -\frac{x_m}{x_2} \vec{I}_{1k}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Для примера для двигателя типа 4АН280М4УЗ с номинальными параметрами [4]:

$$\left. \begin{aligned} P_n &= 160 \text{ кВт}, \quad n_n = 1470 \text{ об/мин}, \quad r_1 = 0,023, \\ r_2 &= 0,018, \quad x_1 = 4,21, \quad x_2 = 4,25, \quad x_m = 4,1, \\ \sigma &= 0,0605, \quad \beta_1 = 0,0181 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

с учетом амплитуд напряжений U_{1k}/α (табл.1) рассчитаны модули токов статора и ротора: для 1-й гармоники — по (9) и для высших гармоник $k=11\dots37$ — по (10), которые приведены в табл. 2.

Момент в воздушном зазоре создается за счет взаимодействия токов статора с токами ротора и определяется как их векторное произведение:

$$\mu = x_m (\vec{I}_2 \times \vec{I}_1) = x_m |\vec{I}_2| |\vec{I}_1| \sin(\phi_1 - \phi_2). \quad (12)$$

При постоянной частоте ротора $v = \text{const}$, когда справедлива схема замещения рис.3, можно применить принцип наложения и определить момент как сумму векторных произведений каждой гармоники тока статора на каждую из гармоник тока ротора. При этом постоянная составляющая момента μ_{kk} возникает только от взаимодействия гармоник токов, вращающихся с одинаковыми частотами, когда угол $\phi_1 - \phi_2$ между векторами токов I_1 и I_2 остается постоянным.

Из (12) с учетом (9) следует:

$$\left. \begin{aligned} \mu_{kk} &= x_m (\vec{I}_{2k} \times \vec{I}_{1k}) = x_m I_{2k} I_{1k} \sin(\phi_{1k} - \phi_{2k}); \\ I_{2k} I_{1k} &= I_{2k}^2 \frac{1}{x_m} \sqrt{\left(\frac{r_2}{\beta_k}\right)^2 + x_2^2}; \\ \sin(\phi_{1k} - \phi_{2k}) &= \cos\left(\arctg \frac{x_2 \beta_k}{r_2}\right) = \\ &= \cos\left[\arccos\left(\sqrt{1 + \left(\frac{x_2 \beta_k}{r_2}\right)^2}\right)^{-1}\right] = \\ &= \frac{r_2}{\beta_k} \left(\sqrt{\left(\frac{r_2}{\beta_k}\right)^2 + x_2^2} \right)^{-1}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Окончательно из (13) получим:

$$\mu_{kk} = I_{2k}^2 \frac{r_2}{\beta_k}. \quad (14)$$

Так как известно [1], что гармоники с номерами $k=3p+1$ создают поле, вращающееся с частотой $k\alpha$ согласно, а с номерами $k=3p-1$ — встречно с полем первой гармоники, то сколь-

жение для этих случаев $\beta_k = \pm k\alpha - v$ может принимать как положительные, так и отрицательные значения. Соответственно в этих случаях создаются двигательные и тормозные моменты, что отражено в табл.2.

При взаимодействии гармоник токов статора и ротора, вращающихся с разными частотами, момент в соответствии с (12) будет изменяться по гармоническому закону с частотой, равной разности частот гармоник, так как по этому закону изменяется угол между векторами токов. При этом следует рассмотреть лишь взаимодействие первой гармоники токов с высшими, так как моменты от взаимодействия между собой высших гармоник токов практически равны нулю [1].

Разность частоты вращения гармоник поля с $k=12p\pm 1$ и основной частоты с $k=1$ составляет $(12p\pm 1\mp 1)\alpha = 12pa$, ($p=1,2,3\dots$), так как гармоники с $k=12p+1$ вращаются в направлении основного поля, а с $k=12p-1$ — в противоположном. Следовательно, каждые две высшие гармоники с одинаковыми p при взаимодействии с основной гармоникой создают синусоидальные моменты с частотой $12pa$, которые согласно [1] имеют вид:

$$\mu_{12pa} \approx x_m I_{m1} (I_{1,(12p+1)} - I_{1,(12p-1)}) \sin 12pa, \quad (15)$$

где ток намагничивания первой гармоники I_{m1} определяется из (9) с учетом (6) и (11):

$$I_{m1} = \sqrt{\frac{\left(\frac{r_2}{\beta_1}\right)^2 + x_2^2}{a_1^2 + b_1^2}} \frac{|U_{11}|}{\alpha} = 0,2333 \frac{U_{\max}}{\alpha}. \quad (16)$$

В последней строке табл.2 приведены результаты расчета амплитуд переменных составляющих момента по (15). Знак "—" указывает на начальную фазу переменной составляющей момента, равную 180° . По данным табл.2 видно, что момент машины при описанном способе управления определяется главным образом взаимодействием первых гармоник токов статора и ротора (μ_{11}). Постоянные составляющие момента, создаваемые высшими гармониками, весьма малы и их можно не учитывать. Наибольшую амплитуду в переменной составляющей момента имеет 12-я гармоника. Но и она очень мала и составляет всего около 1% постоянной составляющей. Таким образом, можно получить практически постоянный момент двигателя относительно простым и дешевым аппаратным способом без использования микроконтроллеров.

Цифровой вариант. В цифровом варианте управляющий сигнал формируется в виде трех сдвинутых на 120° синусоидальных сигналов управления стойками ключей инвертора. Поэтому напряжение на каждой фазе двигателя имеет строго синусоидальную форму с амплитудой U_{\max} , которая подчиняется закону (1), а момент дви-

Расчет токов статора и ротора и составляющих вращающего момента двигателя

k	1	11	13	23	25	35	37
β_k	0,0181	-11,9819	12,0181	-23,9819	25,0181	-35,9819	36,0181
$I_{1k} \frac{\alpha}{U_{\max}}$	1,0127	0,0332	0,02377	0,0076	0,0064	0,0033	0,0029
$I_{2k} \frac{\alpha}{U_{\max}}$	0,9512	0,0320	0,02293	0,0073	0,0062	0,0031	0,0028
$\mu_{kk} \left(\frac{\alpha}{U_{\max}} \right)^2$	0,901	$-0,15 \cdot 10^{-5}$	$0,787 \cdot 10^{-7}$	$-0,4 \cdot 10^{-7}$	$0,27 \cdot 10^{-7}$	≈ 0	≈ 0
$\mu_{12p\max} \left(\frac{\alpha}{U_{\max}} \right)^2$	—	$-0,009$		$-0,001148$		$-0,0004$	

гателя (12) определяется только первыми гармониками векторов тока статора и ротора и не содержит высших гармоник. В состав цифрового варианта преобразователя дополнительно входит переносной цифровой пульт управления для задания режимов работы и параметров преобразователя частоты и индикации его текущих переменных во время работы.

Основные технические характеристики преобразователей частоты

Диапазон мощностей

P_{\max} , кВт 5; 7,5; 10; 15; 30; 45; 60; 90

Питающее напряжение U_{bx} , В

..... 380В $^{+10\%}_{-15\%}$

Диапазон частот $f_{\min} - f_{\max}$, Гц 0—100*

Диапазон выходных

напряжений $U_{\text{вых}}$, В 0—380В $\pm 5\%$

Коэффициент перегрузки по току K_I 1,1—1,5*

Защиты Максимально-токовая

Время-токовая

Дифференциально-токовая

Тепловая преобразователя

Тепловая двигателя

Повышение/понижение U_c

Повышение напряжения

в звене постоянного тока

Темп разгона до $\omega = \omega_{\text{ном}} /$
замедления до $\omega = 0, c$ 0—6553,5
АПВ Есть

* — Выбирается заказчиком.

Список литературы

- Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах. Чебоксары: ЧувГУ, 1998.
- Бронштейн И.Н., Семеняев К.А. Справочник по математике. М.: Наука, 1986.
- Энштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. М.: Энергоиздат, 1982.
- Асинхронные двигатели серии 4A. Справочник. М.: Энергоиздат, 1982.

Синтез фаззи-регулятора для позиционных и следящих электроприводов

ВЛАДИМИРОВА Е.С., инж.

МЭИ

Описана методика синтеза фаззи-регуляторов в контуре положения ти-хходных следящих электроприводов (СЭП) с типовой структурой подчиненного регулирования, с нелинейностями в электромеханическом оборудова-нии. Фаззи-управление используется для стабилизации движения СЭП в ре-жимах позиционирования и воздействия активного ветрового момента. При-веден пример эффективности применения фаззи-регулятора, синтезированного по предложенной методике.

Фаззи-управлению посвящается сегодня все больше разработок в области управления технологоческими процессами, в бытовой технике, электромеханических системах [1, 2]. Примене-

ние фаззи-управления оказывается целесообразным там, где оно решает задачи лучше или дешевле, чем традиционные способы управления. При этом фаззи-регулирование может быть как

полностью самостоятельным, так и дополнением к типовому регулированию.

Для традиционных регуляторов алгоритм заранее известен и определяется математическим описанием преобразования выходного сигнала в выходное управляющее воздействие (пропорциональное, пропорционально-интегральное, пропорционально-дифференциальное и др.). В задачу синтеза таких регуляторов входит лишь определение соответствующих коэффициентов передачи известными линейными методами последовательной или параллельной коррекции. Для фаззи-регулятора (ФР) алгоритм заранее неизвестен и его составление при нескольких входах представляет собой непростую, нетривиальную задачу, решаемую итерационным способом и применением вычислительной техники. Хотя известны некоторые общие рекомендации по составлению алгоритмов ФР, однако применительно к конкретному классу объектов управления требуется детализация и доработка рекомендаций в виде методики синтеза ФР.

В данной статье предлагается методика синтеза ФР для класса позиционных и следящих электроприводов со структурой подчиненного регулирования с нелинейностями в их электрической и механической частях (рис.1). В режимах больших воздействий, когда полностью проявляются нелинейности структуры данных электроприводов, получить желаемое стабилизированное движение традиционными средствами управления не удается. В этом случае фаззи-управление при подборе необходимого алгоритма позволяет эффективно стабилизировать движение и повысить точность позиционирования или следжения.

В отличие от обычных регуляторов в фаззи-регуляторах для описания преобразований используются лингвистические термины [3]. В общем случае фаззи-регулятор (ФР) состоит из 4 частей (рис.2): блока фаззификации Φ ; свода правил СП; блока логического заключения ЛЗ; блока дефаззификации $\Delta\Phi$.

Блок фаззификации осуществляет преобразование входной переменной в термины фаззи-ло-

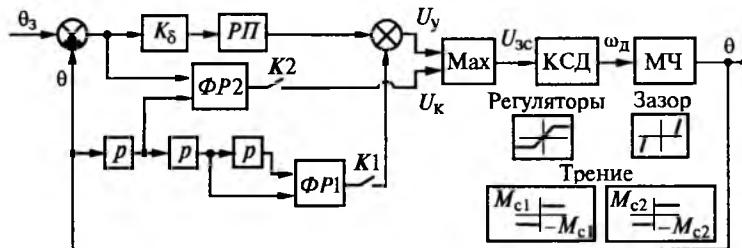


Рис.1. Структурная схема следящего электропривода:

K — коэффициент линеаризованного измерителя рас-согласования; $\Phi P1$ и $\Phi P2$ — фаззи-регуляторы; $RП$ — регулятор положения; $КСД$ — свернутый контур ско-ости двигателя; $МЧ$ — механическая часть электропривода

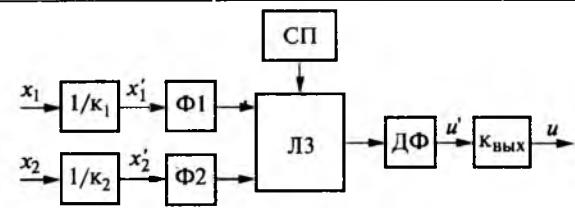


Рис.2. Структурная схема фаззи-регулятора

гики. Лингвистические термины представляют собой множества, перекрывающие друг друга (фаззи-множества): «отрицательное большое» NL , «отрицательное среднее» NM , «отрицательное малое» NS , «примерно нуль» ZE , «положительное малое» PS , «положительное среднее» PM , «положительное большое» PL и т.д. Каждое множество характеризуется функцией принадлежности μ , меняющейся в интервале от нуля до единицы. Математически функция принадлежности выражается треугольной, трапецидальной, колокообразной или какой-либо другой функцией и означает степень принадлежности конкретного значения физической переменной к тому или иному множеству. Так как множества перекрываются, то данное значение физической входной переменной принадлежит к двум фаззи-множествам.

Для принятой на рис.3, а треугольной формы функций принадлежности можно записать:

$$\mu_{i,j}(x_i) = \begin{cases} \frac{x_i - a_{i,j-1}}{a_{i,j} - a_{i,j-1}} & \text{для } a_{i,j-1} \leq x_i \leq a_{i,j}; \\ \frac{x_i - a_{i,j+1}}{a_{i,j} - a_{i,j+1}} & \text{для } a_{i,j} \leq x_i \leq a_{i,j+1}, \end{cases} \quad (1)$$

где i — номер переменной; j — номер множества по i -й переменной.

При использовании ФР с двумя физическими входными переменными x_1 и x_2 алгоритм для управляющего воздействия u представляет собой логическую функцию. В двух лингвистических переменных A_1 и A_2 .

Структура правил имеет вид:

$$\text{ЕСЛИ } x_1 \in A_{1i} \text{ И } x_2 \in A_{2j}, \text{ ТО } u \in B_k, \quad (2)$$

где A_{1i} — участвующее в правиле i -е фаззи-множество по входной переменной x_1 , $i \in n_1$; A_{2j} — участвующее в правиле j -е фаззи-множество по входной переменной x_2 , $j \in n_2$; B_k — участвующее в правиле k -е фаззи-множество по выходной переменной u , $k \in m$; n_1 , n_2 , m — количество фаззи-множеств для соответствующей переменной.

Стратегия регулирования заложена в своде правил (рис.3, б), представленном в табличной форме. Пустые клетки оставлены в предположении, что соответствующего сочетания водных величин быть не

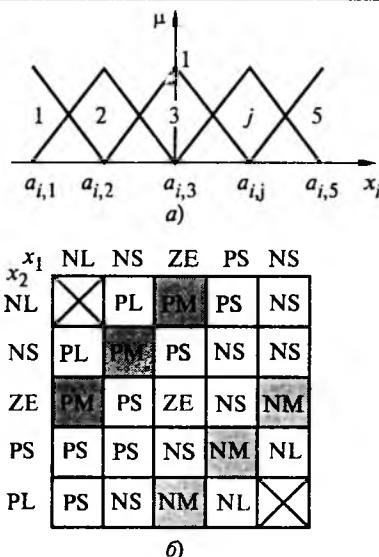


Рис.3. Лингвистические множества переменной x_i (*a*) и свод правил фаззи-регулятора (*b*)

может. В данном случае диапазоны изменения входных переменных разбиты на пять множеств, выходной — на семь.

Блок логического заключения на основе свода правил «принимает решение» и выдает выходное воздействие в терминах фаззи-логики. Так как каждое значение входной переменной принадлежит к двум каким-либо множествам (множества перекрываются), то в процессе принятия решения оказываются задействованы четыре правила. Наиболее часто для принятия решения используется принцип минимума-максимума, когда на выходное фаззи-множество переносится минимальная степень принадлежности входных фаззи-множеств, а полученные множества складываются. Тогда для правила (2):

$$\mu_k = \min(\mu_{1j}, \mu_{2j}).$$

Процедура преобразования выходной фаззи-переменной в управляющее воздействие называется дефаззификацией. При этом (для принципа минимума-максимума) используется один из двух методов [4]: метод нахождения центра тяжести заштрихованной площади двух объединенных множества выходной переменной или вычисление по синглетон-формуле, учитывающей только центры тяжести отдельных множеств и степени принадлежности к ним,

$$u' = \frac{\sum_{i=1}^4 \mu_i U_i}{\sum_{i=1}^4 \mu_i}, \quad (3)$$

где U_i — центр тяжести i -го задействованного выходного множества; μ_i — степень принадлежности к этому множеству.

Для рассматриваемого класса СЭП можно

предложить процедуру синтеза фаззи-регуляторов в контуре положения.

На первом этапе анализируется структура СЭП, режимы его работы. Исследуемый класс СЭП обладает рядом нелинейностей: насыщения регуляторов и преобразователя напряжения, кинематические люфты, трение. Внутренние контуры тока и скорости настроены на модульный оптимум. В контуре положения — пропорционально-интегральный регулятор. Близкое к единице соотношение масс рабочего органа и двигателя приводит к слабому демпфированию колебаний рабочего органа двигателем.

Для проверки эффективности синтезируемого ФР выделяется тестовый режим. Наиболее тяжелыми режимами для данного класса электроприводов являются режимы отработки скачка задания положения (режим позиционирования) или отработки возмущающего воздействия активного момента ветровой нагрузки. В этих режимах наиболее полно проявляются нелинейности структуры электропривода.

Необходимо также проанализировать возможные методы повышения качества регулирования. Известны методы коррекции, обеспечивающие стабилизацию движения подобных систем. Один из методов — эквивалентное увеличение коэффициента демпфирования механического звена ξ [5]. Идея метода заключается в том, что отыскивается параллельная коррекция для скоростной подсистемы СЭП, такая, которая эквивалентна повышению вязкого трения (параметр T_p) механического звена для линейной структуры подчиненного регулирования в предположении, что соотношение масс $\gamma = 1$.

Передаточная функция корректирующего звена:

$$W_k = -\frac{\Delta T_{\text{ржел}}}{k_{\text{с.п}}} \frac{T_c p + 1}{T_p p + 1} \frac{p^2 \theta}{(T_\Phi p + 1)^2}, \quad (4)$$

где $\Delta T_{\text{ржел}} = 2\xi_{\text{жел}} T_2$; $\xi_{\text{жел}}$ — желаемый коэффициент демпфирования механического звена; $T_2 = \frac{1}{\Omega_{\text{п.о}}}$; $k_{\text{с.п}}$ — коэффициент передачи скоростной подсистемы; $T_c = 4T_n$ — постоянная времени скоростной подсистемы, с; T_Φ — постоянная времени фильтра, с.

На основании этого принципа можно построить корректирующий фаззи-регулятор (ФР1 на рис.1, ключ $K1$ замкнут).

При использовании П-регулятора положения можно получить процесс без перерегулирования. А для компенсации статической ошибки от момента трения предлагается использовать еще один регулятор — компенсирующий (ФР2 на рис.1, ключи $K1$ и $K2$ замкнуты).

В основу такого компенсирующего фаззи-регулятора можно заложить следующий принцип

работы: когда ошибка θ еще велика, а скорость $\frac{d\theta}{dt}$ уже мала, необходимо дополнительное управляющее воздействие.

На втором этапе выбирается способ стабилизации и на его основании — тип ΦP , его место в структуре СЭП, входные и выходная переменные (x_1, x_2, u). Для корректирующего фаззи-регулятора $\Phi P1$ входными переменными будут вторая и третья производные угла положения, а для компенсирующего — ошибка и скорость движения рабочего органа. Входные коэффициенты нормирования k_1 и k_2 и выходной коэффициент усиления $k_{\text{вых}}$ (рис.2) введены для того, чтобы внутри фаззи-регулятора физические переменные менялись в пределах от -1 до 1 , что значительно облегчает настройку и реализацию регулятора.

На третьем этапе для каждой переменной выбирается количество фаззи-множеств и их форма, составляется таблица правил. Для $\Phi P1$ предлагается треугольная форма фаззи-множеств (рис.4,а), по пять множеств для входных переменных и семь — для выходной. Положительные и отрицательные множества расположены симметрично относительно нуля.

Для треугольной формы функций принадлежности и разбиения на 5 множеств можно записать выражения для вычисления степенней принадлежности по интервалам:

$$\text{если } x' \leq -1, \text{ то } \begin{cases} \mu_{NL} = 1; \\ \mu_{NS} = 0; \end{cases}$$

$$\text{если } x' > 1, \text{ то } \begin{cases} \mu_{PS} = 0; \\ \mu_{PL} = 1; \end{cases}$$

$$\text{если } -1 < x' \leq -c, \text{ то } \begin{cases} \mu_{NL} = \frac{x+c}{c-1}; \\ \mu_{NS} = \frac{x+1}{1-c}; \end{cases}$$

$$\text{если } -c < x' \leq 0, \text{ то } \begin{cases} \mu_{NS} = \frac{-x}{c}; \\ \mu_{ZE} = \frac{x+c}{c}; \end{cases}$$

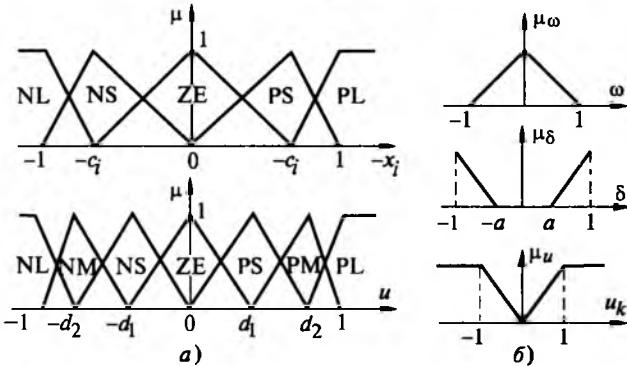


Рис.4. Функции принадлежности переменных корректирующего фаззи-регулятора (i — номер входа) (а) и функции принадлежности переменных компенсирующего фаззи-регулятора (б)

$$\text{если } 0 < x' \leq c, \text{ то } \begin{cases} \mu_{ZE} = \frac{c-x}{c}; \\ \mu_{PS} = \frac{x}{c}; \end{cases}$$

$$\text{если } c < x' \leq 1, \text{ то } \begin{cases} \mu_{PS} = \frac{x+1}{c-1}; \\ \mu_{PL} = \frac{x-c}{1-c}. \end{cases}$$

Вид функций принадлежности для корректирующего фаззи-регулятора $\Phi P2$ показан на рис.4,б:

$$\mu_\omega = \frac{|\omega|}{k_1} - 1 \text{ если } \frac{|\omega|}{k_1} \leq 1;$$

$$\mu_\delta = \frac{|\delta| - a}{1 - a} \text{ если } a \leq |\delta| \leq 1.$$

В данном случае структура фаззи-регулятора упрощена, фаззи-множества не перекрываются, поэтому в принятии решения принимает участие одно правило.

Степень принадлежности к выходному фаззи-множеству определяется по принципу минимума:

$$\mu_u = \min(\mu_\omega, \mu_\delta).$$

Введение зоны нечувствительности по ошибке обусловлено соображениями устойчивости системы. При необходимости можно увеличить число фаззи-множеств по каждой переменной.

Таблица правил для корректирующего фаззи-регулятора представлена на рис.3,б, правила для компенсирующего фаззи-регулятора составляются из желаемого для него алгоритма работы.

На четвертом этапе задается начальное положение фаззи-множеств. Способы начального задания положения фаззи-множеств ($k_1, c_1, k_2, c_2, k_{\text{вых}}, d_1, d_2$) различаются в зависимости от выбранного алгоритма стабилизации. Если этот алгоритм — линейный и описывается формулой $u = ax_1 + bx_2$ (как в случае с корректирующим фаззи-регулятором), то моделируется тестовый режим для СЭП с линейным регулятором вместо фаззи-регулятора. По полученным графикам оцениваются диапазоны изменения переменных x_1, x_2, u . Коэффициенты определяются по формулам:

$$k_{\text{вых}} = u_{\max}; \quad k_1 = x_{1\max}; \quad k_2 = k_1 \frac{a}{b},$$

где x_1 — наиболее значимая входная переменная.

Изначально фаззи-множества распределяются равномерно, т.е.

$$c_1 = c_2 = 0,5; \quad d_1 = 0,33; \quad d_2 = 0,66.$$

Если в основе фаззи-регулятора не лежит линейный алгоритм с определенными коэффициентами (как в случае с компенсирующим фаззи-регулятором), то моделируется тестовый режим

для исходного СЭП. По полученным графикам оцениваются диапазоны изменения входных переменных и управляющего сигнала, т.е. сигнала одного уровня с выходной переменной фаззи-регулятора. Например, если фаззи-регулятор подсоединенется параллельно к регулятору положения, то оценивается диапазон изменения выходного сигнала регулятора положения. Выбор расположения фаззи-множеств осуществляется приблизительно при сопоставлении результатов моделирования и желаемого воздействия.

На пятом этапе проводится наладка фаззи-регулятора. Работа фаззи-регулятора с полученными параметрами проверяется с помощью моде-

лирования тестового режима. Далее проводится оценка полученного результата. Если результат — желаемый, то можно реализовывать фаззи-регулятор и вводить его в систему управления. Существуют три основных способа реализации фаззи-регулятора: аппаратный; программный; программно-аппаратный.

Применительно к рассматриваемому классу электроприводов, в которых для контура положения используется управляющая ЭВМ, целесообразно применить программную реализацию фаззи-управления. При использовании микроконтроллера для создания фаззи-регулятора программа для него может быть написана на Ассемблере

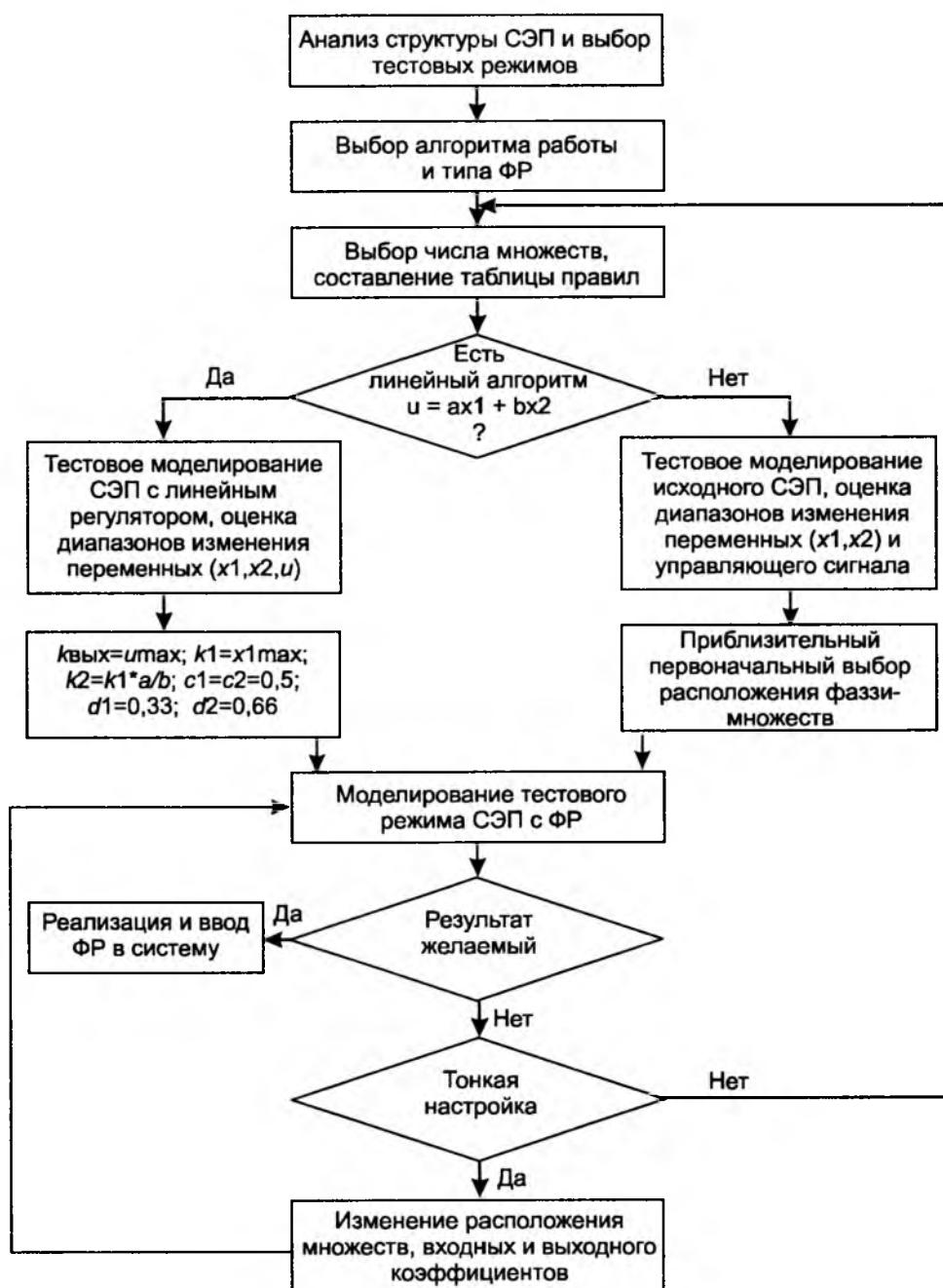


Рис.5. Алгоритм разработки фаззи-регулятора
Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

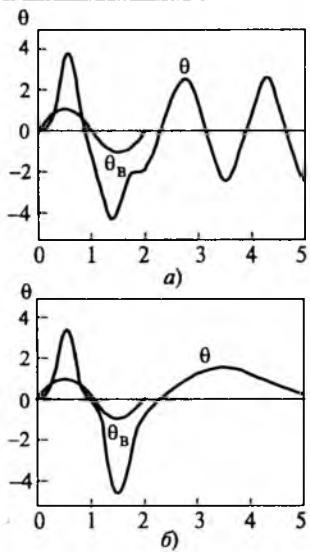


Рис.6. Отработка возмущающего воздействия:
а — без фаззи-регулятора; б — с фаззи-регулятором
ФР1

или на языке высокого уровня. Наиболее распространенным языком высокого уровня применительно к микроконтроллерам является язык Си.

Например, для алгоритма корректирующего регулятора на языке Си была написана программа, позволяющая, имея значения входных переменных в определенный момент времени, вычислять значение выходного управляющего воздействия.

Если результат моделирования тестового режима не удовлетворяет заданным требованиям, то проводится дальнейшая настройка.

Изменение положения множеств (k_1 , c_1 , k_2 , c_2 , $k_{\text{вых}}$, d_1 , d_2) можно отнести к тонкой настройке. Она выполняется, если фаззи-регулятор изменяет качество регулирования в нужную сторону, но желаемый результат еще не достигнут.

В противном случае, если желаемого результата нельзя достичь с помощью тонкой настройки или предлагаемый фаззи-регулятор не улучшает качество регулирования, можно изменить число фаззи-множеств, таблицу правил или вообще применить другой способ стабилизации.

Структурная схема алгоритма синтеза фаззи-регулятора в соответствии с предложенной методикой представлена на рис.5.

В соответствии с предложенной методикой были разработаны фаззи-регуляторы для СЭП нескольких установок. Синтез фаззи-регуляторов осуществлялся с помощью моделирования (математический программный пакет MatLab с при-

ложением Simulink). Корректирующий фаззи-регулятор позволил стабилизировать движение и повысить добротность системы по ускорению. Переходный процесс позиционирования в системе с П-регулятором положения с корректирующим и компенсирующим регуляторами проходит без перерегулирования, статическая ошибка мала и соответствует зоне нечувствительности компенсирующего фаззи-регулятора. Процессы позиционирования для одной из установок приведены в [6]. Корректирующий фаззи-регулятор, параметры которого определялись для режима позиционирования, позволяет также стабилизировать режим отработки возмущающего воздействия. Результат моделирования переходного процесса для СЭП крупной антенной установки представлен на рис.6. В состав электропривода входят два двигателя ДПМ31 общей мощностью 24 кВт и с номинальной скоростью 1400 об/мин. Некоторые параметры электромеханической системы: номинальная скорость рабочего органа — 2,26°/с; механическая резонансная частота 1,5 Гц; кинематический люфт — 3'; соотношение приведенных моментов инерции рабочего органа и двигателей — 1,009; доли моментов трения на валах двигателей и рабочего органа относительно номинального — соответственно 30 и 1%. Возмущающий момент задавался как один период синусоиды с частотой и амплитудой, соответствующей наиболее тяжелому ветровому воздействию.

Результаты проведенных исследований показали, что фаззи-управление, разработанное в соответствии с приведенной методикой, эффективно стабилизирует движение электроприводов при воздействиях по каналам задания и нагрузки и позволяет повысить точностные показатели, что окажется практически целесообразным при модернизации системы управления следящих электроприводов антенных установок.

Список литературы

1. M.Sc.EE.Daniel Gariylio. Fuzzy-Logik in der Praxis// Elecnronik. 1991. № 20. S.63—75.
2. Терехов В.М., Барышников А.С. Стабилизация движения тихоходных электроприводов на основе Fuzzy-логики//Электричество. 1996. № 8.
3. Zaden L.A. Fuzzy Sets//Information and Control. 1965. S. 338—353.
4. Kosc P., Profumo F. Adaptive fuzzy logic control for DC motors speedloop//Conf. Rec. Electric drive and Power Electronic. Kosice. 1992. P. 289—296.
5. Терехов В.М., Петухова Г.А. Демпфирующие средства в следящих электроприводах//Тр. МЭИ. 1981. Вып.520.
6. Терехов В.М., Владимирова Е.С. Некоторые аспекты применения фаззи-управления в электроприводах//Электричество. 1999. № 9.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Нагрузка преобразовательных секций в параметрическом источнике тока¹

ЗБОРОВСКИЙ И.А., доктор техн. наук

ОАО "Уралэлектротяжмаш"

Рассмотрена проблема неравномерного деления тока в параметрическом источнике тока. Представлена теоретическая разработка, подтвержденная экспериментами на натурном объекте и физической модели.

Проблема деления выпрямленного тока нагрузки между преобразовательными тиристорными секциями изложена в [1], где определена ощущимая асимметрия даже из-за небольшого различия в углах управления. Задача существенно усложняется в случае нескольких диодных блоков, каждый из которых включает пару преобразовательных секций.

В цветной металлургии для питания электролизеров стабилизированным постоянным током в сотни килоампер используют параллельно включенные параметрические источники тока с номинальным выпрямленным током нагрузки каждого 50 кА (рис.1, а, б).

Преобразователь параметрического источника тока содержит трансформатор ТДНПУ-25000/10 ППУЗ с четырьмя парами "переплетенных" частей вентильной обмотки (ВО), которые поэтажно размещены по высоте трехстержневого магнитопровода, и восемь диодных преобразовательных секций на выпрямленный ток 6250 А каждая. На рис.1 условно изображена схема для случая двух пар частей ВО, "переплетенных" по всей высоте первичной обмотки трансформатора.

"Переплетенные" части ВО соединены в прямую и обратную звезды, образующие четыре шестифазные звезды, каждая из которых соединена с парой преобразовательных секций шинами 200×20 мм². Указанные секции собраны из параллельно соединенных и подобранных по вольт-амперным характеристикам диодов. Нейтрали каждой пары частей ВО соединены ветвями уравнительного реактора.

Трансформатор рассчитан на номинальное выпрямленное напряжение 150 В. Од-

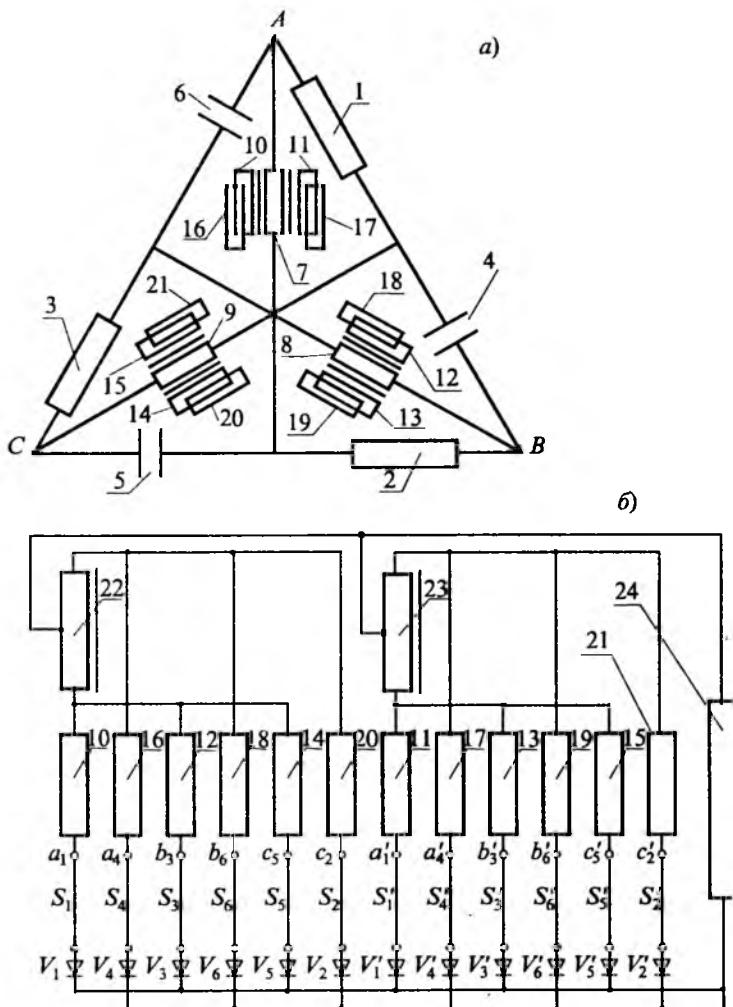


Рис.1. Схема параметрического источника тока:
а — общий вид схемы; б — преобразовательная часть схемы; 1-3 — трехфазный реактор; 4-6 — трехфазная конденсаторная батарея; 7-9 — сетевая обмотка трансформатора; 10-15 — часть ВО по схеме "прямой звезды"; 16-21 — часть ВО по схеме "обратной звезды"; 22, 23 — уравнительные реакторы; 24 — нагрузка; S_1 - S_6 , S'_1 - S'_6 — шины; V_1 , V_2 , V_3 и V'_1 , V'_2 , V'_3 — диоды нечетных преобразовательных секций; V_4 , V_5 , V_6 и V'_4 , V'_5 , V'_6 — диоды четных преобразовательных секций

¹ Автор выражает благодарность Рогацкину М.А. и Светонову В.П. за помощь при работе над некоторыми фрагментами статьи.

нако фактическое его значение значительно меньше.

Каждая половина из двенадцати выводов "переплетенных" частей ВО расположена на стенке и крышке бака. Длина шин от стенки и крышки бака до преобразовательных секций составляет 6,3–9,6 м, причем большие значения характерны для длины шин от стенки бака.

Опыт эксплуатации показал неравномерное распределение тока между преобразовательными секциями и вентильными блоками.

Причины неравномерного деления между преобразовательными секциями в вентильных блоках заключаются в следующем:

1. При работе параметрического источника тока происходит поочередная коммутация тока диодами преобразовательных секций, подключенными шинами к прямым и обратным звездам ВО. При этом наводится ЭДС взаимной индукции в шинах, не соединенных с коммутируемыми фазами, от шин коммутируемых фаз частей ВО. Указанные ЭДС действуют в замкнутых контурах, содержащих проводящие ток диоды.

2. Индуктивные и активные сопротивления коммутаций различаются из-за разных длин между выводами ВО и преобразовательными секциями.

3. Определенное влияние оказывает качество напряжения питающей сети: гармонический состав, асимметрия [2].

На распределение тока между вентильными блоками оказывают влияние:

1. Разные длины шин от выводов на стенке и крышке бака трансформатора до преобразовательных секций.

2. Неравномерное распределение МДС первичной обмотки трансформатора по высоте стержней магнитопровода. При номинальной нагрузке трансформатора указанная МДС распределена равномерно.

Опытом и расчетами установлено, что основная причина неравномерного деления тока между преобразовательными секциями вентильного блока при номинальной нагрузке заключается в ЭДС взаимной индукции.

В технической литературе эта проблема не рассматривалась. Практическое значение проблемы не вызывает сомнений, так как, во-первых, она имеет непосредственное отношение к надежности, и, во-вторых, к потерям электроэнергии: при неравномерном делении тока возрастают основные и добавочные потери в меди обмоток, а также добавочные, связанные с подмагничиванием магнитопровода трансформатора постоянной МДС.

Асимметрия в выпрямленных токах преобразовательных секций может привести к магнитному насыщению уравнительного реактора и изменению режима работы преобразователя [3].

Вместо прямого решения сложной электротехнической задачи удалось получить сравнительно простой адекватный метод исследования распределения токов по преобразовательным секциям вентильных блоков и на его основании разработать практическое решение проблемы.

Обоснование метода состоит в следующем. Мысленно отведем внешние шины, соединяющие фазы прямой звезды с преобразовательной секцией, от аналогичных шин, связывающих фазы обратной звезды с соответствующей преобразовательной секцией, на такое расстояние, чтобы ЭДС взаимной индукции в шинах от изменяющихся токов при коммутации можно было считать равными нулю. В этом случае отличие от описания электромагнитных процессов, изложенного в [4–6], связано с наличием взаимной индукции между шинами, расположенными в одной плоскости, внутри каждой из трехфазных систем на вторичной стороне трансформатора. Появление ЭДС взаимной индукции связано со сближением двух трехфазных систем шин. Следовательно, решение задачи заключается в наложении токов, вызванных внешними напряжениями, т.е. питающей сетью, и ЭДС взаимной индукции. Внешние напряжения при одинаковой длине указанных шин вызывают равные значения выпрямленных токов преобразовательных секций, хотя токи по фазам не симметричны из-за того, что каждая трехфазная система шин несимметрична.

Разные значения выпрямленных токов преобразовательных секций связаны с ЭДС взаимной индукции между двумя трехфазными системами шин, расположенными в одной плоскости.

Для исследования неравномерного деления тока целесообразно ввести понятие уравнительного тока.

В простейшем случае двух параллельно включенных, через резисторы с сопротивлениями R_1 и R_2 , источников ЭДС E_1 и E_2 уравнительный ток равен полуразности токов источников:

$$I_y = \frac{g_1 E_1 - g_2 E_2 + 2g_1 g_2 R_h (E_1 - E_2)}{2[1 + (g_1 + g_2) R_h]}, \quad (1)$$

где $g_1 = 1/R_1$; $g_2 = 1/R_2$; R_h — сопротивление нагрузки.

Положительное направление уравнительного тока — от источника E_1 к E_2 . Это означает, что токи источников:

$$I_1 = I_y + I_h/2; \quad I_2 = -I_y + I_h/2, \quad (2)$$

где I_h — ток нагрузки, протекающий по резистору с сопротивлением R_h .

Из выражения (2) следует, что значение уравнительного тока характеризует небаланс токов источников ЭДС.

Рассмотрим первую причину неравномерного деления токов между преобразовательными секциями вентильного блока применительно к ре-

жиму работы, когда диоды проводят ток группами условно по 2 и 3, т.е. для упрощения принято, что каждая фаза части ВО соединена с одним диодом. Этот режим характерен для шестифазных преобразователей, работающих в системе параметрического источника тока, тем, что коммутация тока происходит поочередно диодами прямой и обратной звезд в каждой преобразовательной секции.

Порядок коммутации диодов сведен в табл.1.

Таблица 1

Фазы прямой и обратной звезд, проводящие ток	a_1	c_2	b_3	a_4	c_5	b_6
Коммутирующие фазы ВО	b_6, c_2	a_1, b_3	c_2, a_4	b_3, c_5	a_4, b_6	c_5, a_1

В табл.1 индексы в обозначениях фаз указывают на последовательность отпирания диодов: нечетные индексы относятся к прямой звезде, а четные — к обратной. Пара коммутирующих фаз ВО записана в следующей последовательности: ток в первой фазе убывает, а во второй — растет. Длительность коммутации изменяется в зависимости от расстояния между шинами: если коммутация происходит между крайними фазами трехфазной системы шин, то её длительность больше, чем при коммутации одной из крайних и средней. Изменение указанной длительности связано с взаимной индуктивностью между шинами соответственно прямой и обратной звезд.

Токи в фазах b_6 и c_2 при коммутации [7]

$$i_6 = I_d - \frac{\sqrt{6}U_{2\Phi}}{2X_{k1}}(1 - \cos \omega t); \quad i_2 = I_d - i_6, \quad (3)$$

где ωt — угол, отсчитываемый от момента отпирания диода, соединенного с фазой c_2 ; $U_{2\Phi}$ — действующее фазное напряжение на части вентильной обмотки при отсутствии тока в ней; I_d — выпрямленный ток одной преобразовательной секции; X_{k1} — индуктивное сопротивление коммутации на fazu.

Сопротивление X_{k1} складывается из аналогичного параметра трансформатора плюс сопротивление, соответствующее полусумме индуктивностей шин S_2 и S_6 , и минус их взаимная индуктивность L_{26} (параметры шин в табл.2).

Составляющая в индуктивном сопротивлении коммутации на fazu только от части ВО с внутренней ошиновкой трансформатора

$$X_{k1,t} = 21,9 \cdot 10^{-4} \text{ Ом.}$$

ЭДС взаимоиндукции вшине S_1 , соединенной с выводом a_1 (рис.1,б), от тока в фазах b_6 и c_2

$$\begin{aligned} e_{16} &= \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{\omega L_{16}}{X_{k1}} U_{2\Phi} \sin \omega t; \\ e_{12} &= -\frac{\sqrt{6}}{2} \frac{\omega L_{12}}{X_{k1}} U_{2\Phi} \sin \omega t, \end{aligned} \quad (4)$$

где L_{16}, L_{12} — взаимные индуктивности соответственно между шинами S_1, S_6 и S_1, S_2 , причем $L_{16} > 0$ и $L_{12} > 0$, так как положительные направления от выводов ВО к преобразовательным секциям.

В каждой из трех шин S_1, S_3, S_5 (рис.1,б) в течение периода напряжения питающей сети находятся соответственно ЭДС взаимной индукции

$$e_{1M} = \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{\omega U_{2\Phi}}{X_{k1}} (L_{16} - L_{12}) \sin \theta;$$

$$e_{3M} = \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{\omega U_{2\Phi}}{X_{k3}} (L_{32} - L_{34}) \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right); \quad (5)$$

$$e_{5M} = \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{\omega U_{2\Phi}}{X_{k5}} (L_{54} - L_{56}) \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right).$$

Аналогично в трех других шинах S_2, S_4, S_6 , соединенных с выводами c_2, a_4, b_6 , соответственно находятся ЭДС взаимной индукции

$$e_{2M} = \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{\omega U_{2\Phi}}{X_{k2}} (L_{21} - L_{23}) \sin \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right);$$

$$e_{4M} = \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{\omega U_{2\Phi}}{X_{k4}} (L_{43} - L_{45}) \sin (\theta - \pi); \quad (6)$$

$$e_{6M} = \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{\omega U_{2\Phi}}{X_{k6}} (L_{65} - L_{61}) \sin \left(\theta - \frac{5\pi}{3} \right).$$

При одинаковых длинах шин S_1, S_3, S_5 и S_2, S_4, S_6 индуктивные сопротивления коммутации

$$X_{k1} = X_{k2} = X_{k4} = X_{k5}; \quad X_{k3} = X_{k6}. \quad (7)$$

Указанные ЭДС (5), (6) взаимной индукции действуют в замкнутых контурах, содержащих уравнительный реактор, три фазы частей ВО, одна из которых относится к одной звезде (прямой или обратной), а две другие к двум параллельным fazам (обратной или прямой звезды), диоды, проводящие ток.

Переменная составляющая тока, вызванная указанными ЭДС, в значительной мере подавляется весьма большой индуктивностью, а среднее значение ЭДС уравновешивается суммарным напряжением на активных сопротивлениях замкнутого контура.

С учетом зависимости длительности коммутации γ_n от индуктивного сопротивления коммутации X_{kn}

$$1 - \cos \gamma_n = \frac{2X_{kn}I_d}{\sqrt{6}U_{2\Phi}} \quad (8)$$

имеем среднее значение ЭДС взаимной индукции за период напряжения питавшей сети

$$\begin{aligned} E_{med} &= \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} \sum_{n=1}^{6} I_{nm} d\theta = \\ &= \frac{\omega I_d}{\pi} (L_{16} + L_{23} + L_{45} - L_{12} - L_{34} - L_{56}). \end{aligned} \quad (9)$$

ЭДС E_{med} зависит от взаимных индуктивнос-

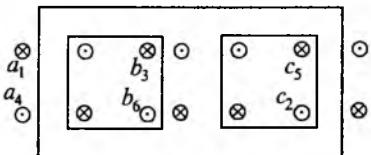


Рис.2. Магнитопровод трансформатора с парой частей ВО

тей между шинами и выпрямленного тока преобразовательной секции, но не зависит от индуктивных сопротивлений коммутации (7). Взаимные индуктивности учитывают как внешние по отношению к трансформатору шины, так и его внутреннюю ошиновку.

ЭДС E_{med} может быть как положительной, так и отрицательной, а также равной нулю. Если $E_{med} > 0$, то она действует от выводов частей ВО с нечетными индексами к диодам, соединенным с фазами шинами S_1 , S_3 , S_5 , и от диодов, соединенных с выводами частей ВО с четными индексами шинами S_4 , S_6 , S_2 , к соответствующим фазам частей ВО.

Интересно отметить, что E_{med} не зависит от взаимных индуктивностей (по путям магнитного потока рассеяния) между фазами частей ВО. Действительно, в соответствии с принятыми положительными направлениями токов в частях ВО (на рис.2 указанные части разнесены, хотя фактически они "переплетены") все взаимные индуктивности, входящие в (9) положительны и

$$L'_{16} + L'_{23} = L'_{34} + L'_{56}; \quad L'_{12} = L'_{45}. \quad (10)$$

Это означает, что ЭДС взаимной индукции в фазах частей ВО уравновешены в замкнутом контуре уравнительного тока.

Ток в замкнутом контуре, вызванный ЭДС E_{med} , определяется в соответствии с (1):

$$I_y = \frac{E_1 - E_2}{2R} = \frac{E_{med}}{2R}; \quad E_1 = \sum_{n=1,3,5} E_{nm}; \quad E_2 = \sum_{n=2,4,6} E_{nm}, \quad (11)$$

где

$$R = R_a + R_S + R_p + R_V; \quad R_V = \frac{U_d}{I_d} + \frac{R_d}{q}; \quad (12)$$

R_a — сопротивление одной ветви уравнительного реактора; R_S — сопротивление шины между частью ВО и преобразовательной секцией; R_p — сопротивление фазы части ВО; R_V — сопротивление диодов, соединенных с фазой части ВО [4]; R_d — динамическое сопротивление диода; U_d — пороговое напряжение вольт-амперной характеристики диода; q — число параллельных диодов, соединенных с одной фазой части ВО.

Теоретически сопротивление R в расчете следует принять средним между его значениями в коммутационном и межкоммутационном интервалах. Однако с учетом некоторой неопределенности при расчете сопротивления параллельных

диодов, соединенных с фазами частей ВО, участвующими в коммутации, расчет целесообразно выполнить по формулам (12) (см. приложение).

В случае четырех пар частей ВО выражение для среднего значения ЭДС E_{med} значительно усложняется из-за необходимости учета 48 взаимных индуктивностей в каждом из четырех замкнутых контуров. Так как коммутация тока диодами происходит одновременно в четырех частях ВО, то для контура, включавшего, например, первую пару звезд ВО

$$\begin{aligned} E_{med(1)} = \frac{\omega I_d}{2\pi} \sum_{k=1}^4 (L_{1(1)6(k)} - L_{1(1)2(k)} - L_{2(1)1(k)} + \\ + L_{2(1)3(k)} + L_{3(1)2(k)} - L_{3(1)4(k)} - L_{4(1)3(k)} + L_{4(1)5(k)} + (13) \\ + L_{5(1)4(k)} - L_{5(1)6(k)} - L_{6(1)5(k)} + L_{6(1)1(k)}, \end{aligned}$$

где

$$\sum_{k=1}^4 L_{1(1)6(k)} = L_{1(1)6(1)} + L_{1(1)6(2)} + L_{1(1)6(3)} + L_{1(1)6(4)}. \quad (14)$$

В выражениях (13) и (14) цифра без скобок в индексах — номер шины, соответствующий номеру вывода части ВО, цифра в скобках — номер пары частей ВО, находящейся на одном уровне по высоте стержней. Например, $L_{2(1)1(3)}$: 2(1) — вторая шина, соединенная с первой парой частей ВО; 1(3) — первая шина, соединенная с третьей парой частей ВО.

Аналогично (13) и (14) могут быть записаны $E_{med(2)}$, $E_{med(3)}$ и $E_{med(4)}$ и на основании (11) и (12) вычислены постоянные составляющие уравнительных токов.

Допустим, что выводы первой и второй пары частей ВО размещены на стенке бака, а выводы третьей и четвертой пары — на крышке бака трансформатора. В таком случае при расчете $E_{med(1)}$, $E_{med(2)}$, в дополнение к взаимным индуктивностям, входящим в выражение (9), прежде всего следует учесть взаимные индуктивности между шинами первой и второй шестифазной системы. При расчете $E_{med(3)}$, $E_{med(4)}$ дополнительно к взаимным индуктивностям, входящим в (9), следует учесть взаимные индуктивности между шинами третьей и четвертой шестифазной системы шин.

Определяющая причина несимметричного деления тока между преобразовательными секциями вентильного блока — несбалансированная ЭДС взаимной индукции. Задача состоит в минимизации E_{med} (9), (13).

Один из путей уменьшения указанной ЭДС, как это следует из выражения (9), — снижение взаимных индуктивностей между шинами, соединенными с прямой звездой, и шинами, соединенными с обратной звездой. Это достигается взаимным удалением двух указанных трёхфазных систем шин. Здесь возможны три варианта.

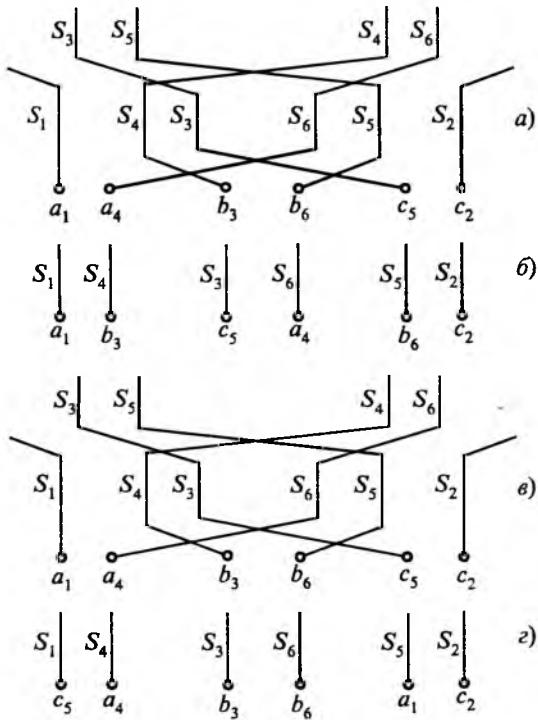


Рис.3. Шестифазная система шин между парой частей ВО и преобразовательными секциями:

a — взаимное удаление центров тяжести двух трехфазных систем шин; *б* — перестановка четырех выводов одной пары частей ВО на трансформаторе; *в* — изменение соединения выводов двух фаз одной части ВО с шинами; *г* — перестановка двух выводов одной части ВО на трансформаторе

В *первом варианте* сохраняется расположение выводов частей ВО на трансформаторе с опозитно расположеннымными шинами (рис.1,*б*), а также соединение шин \$S_1\$ и \$S_2\$ соответственно с выводами \$a_1\$ и \$c_2\$ (рис.3,*а*). Оставшиеся четыре шины следует соединить с выводами частей ВО следующим образом: \$S_4 - b_3\$, \$S_3 - c_5\$, \$S_6 - a_4\$, \$S_5 - b_6\$. Во *втором варианте* изменяется расположение выводом частей ВО (рис.3,*б*).

Если первый вариант требует выполнения реконструкции системы шин вблизи трансформатора, то второй — соответствующих изменений в конструкции отводов частей ВО внутри трансформатора. Оба варианта характерны тем, что в основу принимается существующая конструкция системы шин, у которой на некотором расстоянии от выводов трансформатора выполняется разводка для соединения шин \$S_1\$, \$S_3\$, \$S_5\$ с одной из пары преобразовательных секций и \$S_4\$, \$S_6\$, \$S_2\$ с другой из той же пары. Так как шина \$S_5\$ соединена с \$b_6\$, а шина \$S_4\$ — с \$b_3\$, то на преобразовательные секции подаются несимметричные системы напряжений.

Более эффективное подавление уравнительного тока достигается в *третьем варианте* при отсутствии необходимости в разводке. К тому же упрощается и конструкция системы шин, одна-

ко требуется большая область пространства.

В качестве эффективного способа подавления уравнительного тока при существующей конструкции системы шин с разводкой и небольшой реконструкции шин вблизи трансформатора можно рекомендовать соединение вывода \$a_1\$ с шиной \$S_5\$, а вывода \$c_5\$ — с шиной \$S_1\$ [8]. Тот же результат даёт соединение вывода \$a_4\$ с шиной \$S_2\$, а вывода \$c_2\$ — с шиной \$S_4\$.

Другой вариант того же способа состоит в том, что на трансформаторе меняют местами выводы \$a_1\$ и \$c_5\$ (либо \$a_4\$ и \$c_2\$) при сохранении существующей конструкции системы шин. При этом эквивалентное значение взаимной индуктивности (выражение в скобках формулы (9)) становится равным нулю.

В качестве подтверждения изложенного рассчитаем эквивалентные взаимные индуктивности на основании соответствующей табл.2 параметров шин, соединяющих выводы частей ВО с парой преобразовательных секций [9]. Табл. 2 отражает реальную конструкцию системы шин и содержит средние значения индуктивностей и взаимных индуктивностей шин от стенки и крышки бака до преобразовательных секций в миллингри.

Таблица 2

Шина	\$S_1\$	\$S_4\$	\$S_3\$	\$S_6\$	\$S_5\$	\$S_2\$
\$S_1\$	5,755	3,085	3,325	2,43	2,585	1,79
\$S_4\$	—	5,78	3,155	3,375	2,625	2,48
\$S_3\$	—	—	5,755	3,09	3,485	2,43
\$S_6\$	—	—	—	5,78	3,155	3,37
\$S_5\$	—	—	—	—	5,78	3,085
\$S_2\$	—	—	—	—	—	5,755

Эквивалентная взаимная индуктивность \$M = -0,615\$ мГн. С учетом \$R = 93 \cdot 10^{-3}\$ Ом, \$I_d = 6250\$ А по формулам (9), (11) \$I_y = 413\$ А.

Эксперимент в натуре на двух параметрических источниках тока даёт средние значения в четырех контурах уравнительного тока: 356 и 371 А. Максимальное значение 498 А.

Отрицательное значение (\$M < 0\$) свидетельствует о том, что преобразовательная секция, соединенная с прямой звездой, нагружается меньше, чем секция, соединенная с обратной звездой. Это подтверждается натурным экспериментом на описанном выше источнике тока.

Если исходить из сопротивления \$R\$ с учетом коммутации диодов двух фаз в прямой или обратной звездах, то \$R = 81\$ Ом.

Уменьшение \$R\$ (с 93 до 81 Ом) объясняется тем, что при коммутации две фазы частей ВО одной звезды соединяются параллельно и последовательно с одной фазой другой звезды. В таком случае \$I_y = 474\$ А, т.е. отличие от максимального в эксперименте составляет \$-4,8\%\$. Взаимная индуктивность \$M\$ из-за взаимного влияния четырех шестифазных систем шин увеличивается на 6% (13), (14). В таком случае различие между макси-

мальными расчетным и натурным экспериментальным значениями составляет менее 1%.

Взаимная индуктивность системы шин согласно рис.3,*a,b* (9):

$$M = L_{16}^* + L_{23}^* + L_{45}^* - L_{12}^* - L_{34}^* - L_{56}^* = 2,585 + 2,48 + 3,09 - 1,79 - 3,375 - 3,485 = -0,495 \text{ мГн},$$

где $L_{16}^* = L_{15}$, $L_{23}^* = L_{24}$, $L_{45}^* = L_{36}$,

$$L_{34}^* = L_{46}$$
, $L_{56}^* = L_{35}$.

Эквивалентная взаимная индуктивность для системы шин (рис.3,*b,g*)

$$M = 3,155 + 2,43 + 3,085 - 3,085 - 3,145 - 2,43 = 0.$$

Из расчета видно, что система шин (рис.3,*a,b*) снижает уравнительный ток на 20%, а более простая (рис.3,*b,g*) теоретически снижает указанный ток до нуля, т.е. применительно к данному конкретному случаю первая система в отношении подавления уравнительного тока малоэффективна.

Следует отметить, что использование современных схем выравнивания токов не даёт эффекта из-за того, что постоянная составляющая тока в частях ВО не трансформируется [2,5,6,10].

Приложение. Сравнение расчетного и экспериментального значения уравнительного тока на физической модели.

В физической модели использовался трансформатор ТСЗПК-320/0,7 ГУХЛ4, предназначенный для кольцевой преобразовательной схемы и переделанный для схемы с прямой и обратной звездами. Шины моделировались индуктивными катушками. Собственные и взаимные индуктивности катушек, включенных между выводами фаз вентильной обмотки и диодами ВКД-200, представлены в табл.3 в миллиамперах.

Таблица 3

Вывод	a_1	a_4	b_3	b_6	$-c_5$	c_2
a_1	254,8	45,7	24,2	14,1	8,6	5,2
a_4	—	254,8	45,7	24,2	14,1	8,6
b_3	—	—	254,8	45,7	24,2	14,1
b_6	—	—	—	254,8	45,7	24,2
c_5	—	—	—	—	254,8	45,7
c_2	—	—	—	—	—	254,8

Сопротивление одной ветви уравнительного реактора и индуктивной катушки при температуре эксперимента $R_a = 3,98 \cdot 10^{-3}$ Ом, $R_s = 3,71 \cdot 10^{-3}$ Ом. Сопротивление вентиляй ВКД-200, определенное по вольт-амперной характеристике, $R_V = 0,75/41,2 = 1,82 \cdot 10^{-2}$ Ом. Сопротивление контура уравнительного тока $2R = 5,18 \cdot 10^{-2}$ Ом. Сопротивлением фазы R_p частей ВО можно пренебречь.

Среднее значение выпрямленных токов прямой и обратной звезд равно $41,2 = (35,7 + 46,7)/2$ А.

Среднее значение ЭДС взаимной индукции и уравнительный ток (9), (11):

$$E_{med} = \frac{31441,2}{\pi} (14,1 - 5,2 + 14,1 - 45,7 + 14,1 - 45,7) \cdot 10^{-6} = -0,224 \text{ В};$$

$$I_y = -0,224 / 5,18 \cdot 10^{-2} = -4,32 \text{ А}.$$

С учетом начального значения уравнительного тока (до включения катушек) $I_{y,n} = -1$ А получим отклонение расчетного от экспериментального $\delta = (-4,32 + 4,5) \cdot 100\% / (-4,5) = -4\%$.

Экспериментальное значение уравнительного тока $I_y = -5,5$ А соответствует углу коммутации диодов 20-30°. При увеличении указанного угла до 50-60°, что соответствует работе выпрямителя в системе источника тока, уравнительный ток заметно снизился.

Процессы в физической модели описываются теорией, изложенной в данной статье. Однако параметры модели в количественном отношении не отражают в полной мере натурный объект. В этом отношении следует отметить более существенное ограничение уравнительного тока при соединении индуктивных катушек, имитирующих шины, с фазами ВО согласно рис.3,*a,b*.

Выводы:

1. Неравномерная нагрузка преобразовательных секций может быть снижена либо путем определенного соединения шин с выводами частей ВО, либо перестановкой указанных выводов.

2. Меры, принимаемые для снижения неравномерной нагрузки, воздействуют по-разному на ветви уравнительного реактора и на фазы ВО. Если ввести понятие небаланса двух токов как отношение отклонения большего от среднего к последнему значению, то на физической модели (приложение) получены следующие результаты: перестановка двух фаз (a_1 и c_5 или a_4 и c_2) ВО снижает небаланс средних значений токов в ней в 3 раза, а тот же параметр для ветвей уравнительного реактора — в 8 раз.

3. Из технико-экономических соображений следует отдать предпочтение вариантам схем, изображенных на рис.3,*b,g*. Последний является оптимальным, если нетрадиционное расположение выводов частей ВО заложено в проекте трансформатора. При этом следует иметь в виду, что из условия симметрии перестановка выводов пары фаз (a_1 и c_5 или a_4 и c_2) дает одинаковый результат. Технические характеристики физической модели оценивались по двум параметрам: небалансу средних токов вентильной обмотки и выпрямленных токов преобразовательных секций (то же, что и ветвей уравнительного реактора).

4. Справедливость использованного в статье теоретического метода подтверждается опытом на натурном параметрическом источнике тока и физической модели, однако ограничивается уравнительным током между преобразовательными секциями, большое значение которого может оказать влияние на процесс коммутации диодов и изменить режим работы преобразователя. В этом отношении разработанный метод приближается к методам, в основе которых используется так называемый "малый параметр" [11].

Список литературы

1. Шипилло В.П., Булатов О.П. Расчет полупроводниковых систем управления вентильными преобразователями. М.: Энергия, 1966.
2. Пат. 2011280 РФ. Преобразователь переменного напряжения в постоянное/Зборовский И.А. //Открытия. Изобретения. 1994. № 7.
3. Зборовский И.А. Влияние электромагнитной связи между обмотками на гармонический состав токов 12-фазного преобразователя с параллельным соединением мостов//Электричество. 1981. № 5.
4. Костенко М.П., Нейман Л.Р., Блавдзевич Г.Н. Электромагнитные процессы в системах с мощными выпрямительными установками. М.: АН СССР, 1946.
5. Зборовский И.А. Состояние разработок вентильных

преобразователей по схеме "две обратные звезды"// Электричество. 1994, № 6.

6. Zborovskii I.A. Analysis of Rectifier Converters connected in two opposed Stars//Electrical Technology. 1994. №2. P. 183-201.

7. Беркович Е.И., Ковалев В.Н., Ковалев Ф.И. и др. Полупроводниковые выпрямители. М.: Энергия, 1978.

8. Свидетельство на полезную модель № 11637. Параметрический источник тока/А.В. Виноградов, И.А. Зборовский, Л.М. Пестряева и др.//Открытия. Изобретения. 1999. №10.

9. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. М.; Энергоатомиздат, 1986.

10. Pat. №4831332 US. Rectifier Transformer/Katsuji Sokai, Hiromu Shinkai, 1989.

11. Каннингхэм В. Введение в теорию нелинейных систем. М.: Госэнергоиздат, 1962.

ИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ

Расчетно-теоретическая оценка пространственного распределения конгломерированного дисперсного наполнителя в композиционном материале

МИНАКОВА Н.Н., канд. техн. наук, УШАКОВ В.Я., доктор техн. наук, проф.

Томский ПУ

Предложен численный анализ геометрии макроструктуры композиционного материала при наполнении конгломерированными частицами. Получены математические модели, позволяющие рассчитать число частиц в конгломерате, среднее расстояние между ними, количество частиц заданного диаметра при различной интенсивности их отслоения от конгломерата. Предложенное численное описание формирования геометрии макроструктуры композита может быть использовано для задач прогнозирования свойств, регулирования электропроводности, компьютерного моделирования и конструирования материала.

Проблема получения композиционных материалов с требуемым комплексом свойств включает в себя широкий круг задач, связанных с анализом вклада конкретных свойств электропроводящего и связующего наполнителей в поведение гетерогенной системы. Электропроводящие, механические и тепловые свойства композиционных материалов тесно связаны с пространственным распределением частиц дисперсного наполнителя в связующей матрице. Его характеристики позволяют интерпретировать результаты исследования свойств различных композиционных материалов и находить пути их регулирования.

Известно, что для композиционных материалов невозможны адекватные аналитические оценки параметров из-за физико-химического взаи-

модействия компонентов между собой. Однако для поиска закономерностей изменения свойств достаточно успешно применяются возможности математического описания пространственного распределения дисперсного наполнителя в связующем. Использование геометрических моделей гетерогенных сред является стержнем исследований электрических, механических, теплофизических свойств [1–3]. Важнейшим параметром, определяющим электропроводящие свойства композиционного материала, является среднее расстояние между частицами дисперсного наполнителя. Для саженаполненных полимерных материалов сравнение результатов аналитического расчета расстояний между частицами электропроводящего наполнителя с реальными по микрофо-

тографиям позволило авторам [4] предложить модель макроструктуры саженаполненного полимера, применяемую впоследствии практически во всех работах. Она предполагает расположение частиц в виде кубической решетки. Исходными данными служат диаметр частиц, их объемное содержание, плотности основных компонентов.

В последующих работах расчетам среднего расстояния между частицами наполнителя уделяется значительное внимание: предполагается ромбодиэдральная упаковка частиц [5], вводится радиус глобулы каучука [6], учитывается объем всех составляющих смеси композиционного материала в предположении кубической решетки [7]. При неизменном предположении о регулярности макроструктуры и одинаковом размере частиц широко меняется их форма: шар [1], эллипс [8], произвольная [8].

Вместе с тем, эти модели не описывают широкого изменения электропроводности в зависимости от свойств связующего наполнителя и ее увеличения в случае применения высокодисперсного наполнителя, например, технического углерода. Кроме того, частицы технического углерода во время производства спекаются друг с другом с образованием конгломератов, от которых в процессе технологии отслаиваются составляющие его частицы. Эксперименты показывают, что этот эффект значительно влияет на весь комплекс электрофизических характеристик. В литературе не обнаружено попыток его количественного описания.

Целью данной работы является получение математических моделей, позволяющих прогнозировать геометрию макроструктуры композита с учетом особенностей электропроводящего и связующего наполнителей, находить способы управления электропроводностью.

Если N_0 сфер с расстояниями \bar{h} между ними расположить в виде куба со стороной n , т.е. $n^3 = N_0$. Тогда $V = (\bar{h} + d)^3 n^3$. Объем всех n^3 сфер $V_1 = n^3 \pi d^3 / 6$. Обозначив $C = V_1/V$, получим:

$$\bar{h} = \left(\sqrt[3]{\frac{\pi}{6C}} - 1 \right) d, \quad (1)$$

где C — объемная концентрация сфер в материале; d — диаметр частиц электропроводящего наполнителя.

Такая формула расчета средних расстояний между частицами (\bar{h}) для простой кубической решетки приведена, например, в [7]. Применим последовательность вывода этой формулы для других известных упаковок с учетом соответствующих коэффициентов заполнения объемов и способов расположения частиц. Обобщив эти расчеты в предположении объединения сфер в конгломераты с произвольным коэффициентом упаковки k , получим:

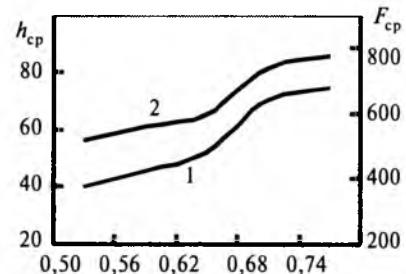


Рис.1. Зависимость числа частиц в конгломерате (1) и среднего расстояния между частицами электропроводящего наполнителя (2) от коэффициента упаковки дисперсных частиц

$$\bar{h} = \left(\sqrt[3]{\frac{k}{C}} - 1 \right) D. \quad (2)$$

Формула (2) позволяет прослеживать те же закономерности, что и существующие формулы: прямая пропорциональная зависимость от диаметра частиц электропроводящего компонента, обратная зависимость от их концентрации. В предположении кубической упаковки формула (2) превращается в формулу (1).

Формула (2) дополнительно дает возможность оценить зависимость расстояний между частицами электропроводящего наполнителя от его свойств, а также от характеристик связующего наполнителя (рис.1). Косвенным подтверждением возможности учета в этом случае свойств связующего величиной k (рис.1) служит, на наш взгляд, установленное аналитически в [6] влияние размера радиуса глобулы каучука на расстояние между частицами электропроводящего наполнителя.

Для учета особенностей конгломерированного наполнителя при формировании геометрии макроструктуры определим число частиц в конгломерате на основании следующих предположений:

- 1) частицы, образующие конгломерат, имеют сферическую форму и одинаковый размер;
- 2) частицы жесткие и касаются друг друга в одной точке;
- 3) конгломерат образуется на базе одной частицы путем наращивания вокруг нее полного слоя частиц, поверхность которого считается гладкой;
- 4) структура принимается регулярной;
- 5) объем композиционного материала аддитивно складывается из объемов дисперсной фазы и полимерной матрицы.

Процесс образования конгломератов путем постепенного наращивания рассмотрим в двухмерном пространстве. Частица диаметра d , формирующая новый слой конгломерата диаметром D , видна из его центра в качестве области ("пятна") AB на его поверхности (рис.2). Считая "пятно" плоским кругом, получаем:

$$\frac{AB}{D} = \frac{d}{(D+d)}. \quad (3)$$

Предполагая, что суммарная площадь поверхности частиц, формирующих слой, зависит от коэффициента упаковки, с учетом (3) получаем выражение для количества элементарных частиц f , расположенных на внешнем слое частицы диаметра D :

$$f = 4k \left(\frac{D}{d} - 1 \right)^2. \quad (4)$$

Расчет общего количества частиц в конгломерате не может быть выполнен путем интегрального суммирования по слоям, так как составляющие конгломерат частицы имеют вполне определенный диаметр d , соизмеримый с диаметром конгломератов. Поэтому используем определение коэффициента упаковки, отнесенного к объему слоя конгломерата. Тогда среднестатистическое количество частиц в конгломерате диаметром D

$$N_D = k \left(\frac{D}{d} \right)^3. \quad (5)$$

В предположении, что все величины подчиняются нормальному закону и используя правило З σ и функции Лапласа с вероятностью $P \geq 0,95$, получаем:

$$N_D = (k \pm \sigma 1,96) \left(\frac{D}{d} \right)^3. \quad (6)$$

Корректность расчетов, связанных с геометрией конгломератов, подтверждается полученными закономерностями (рис.1, кривая 1), не противоречащими физическим представлениям. Склонность к конгломерированию существенно влияет на расстояние между частицами (рис.1,3). Для проверки справедливости формулы (6) использовано сопоставление расчетного числа частиц в конгломерате с экспериментальным, определенным по результатам электронно-микроскопических исследований, для технического углерода [9]. Обнаружено удовлетворительное соответствие параметров. Для ПМ-75В, например, оно составляет 13% [9].

Известно, что конгломераты, состоящие из определенного количества частиц, в процессе технологии разрушаются [1]. При этом конгломераты диаметром D_i переходят в группу частиц меньшего размера

$$D_{i-1} = D_i - \Delta D_i. \quad (7)$$

Применительно к описанию электропроводящих свойств композитов в доступной литературе не обнаружено попыток численного расчета распределения частиц по диаметрам. Вместе с тем, математические расчеты показывают, что разброс по диаметрам не только позволяет регулировать расстояние между частицами, но и изменять площадь соприкосновения их со связующим и, тем

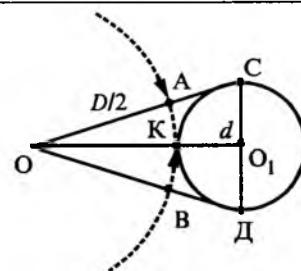


Рис.2. Формирование конгломерата путем послойного наращивания частиц

самым, электро- и теплопроводящие свойства материала.

Обозначим:

n_0 — общее количество отслоившихся частиц диаметром d ; n_D — общее количество конгломератов диаметром $D > d$; S_0 — удельная геометрическая поверхность одной частицы диаметром d ; S_D — удельная геометрическая поверхность конгломератов диаметром $D > d$.

Предположим, что приращение ΔD_i частиц диаметром D_i пропорционально суммарному изменению удельной геометрической поверхности этой группы частиц d в объеме с коэффициентом пропорциональности α

$$\Delta n_D = -\alpha n_D \Delta S_D. \quad (8)$$

Дифференциальная модель процесса:

$$\frac{dn_D}{n_D} = -\alpha dS_D; \quad \ln n_D = -\alpha S_D + \ln C, \quad (9)$$

где C — константа интегрирования,

$$\ln C = \ln n_0 + \alpha S_0. \quad (10)$$

Так как при $D = d$ $S_D = S_0$, то $n_D = n_0$.

Следовательно, n_D находится из выражения:

$$\ln n_D = -\alpha S_D + \ln n_0 + \alpha S_0; \quad (11)$$

$$n_D = n_0 e^{-\alpha \left[\frac{S_D}{S_0} - 1 \right]}; \quad (12)$$

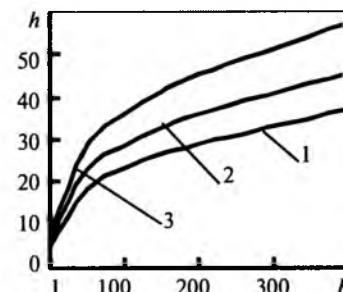


Рис.3. Зависимость среднего расстояния между частицами электропроводящего наполнителя от числа частиц в конгломерате (концентрация 30%; диаметр частиц конгломерата 400 нм):

1 — $k = 0,52$; 2 — $k = 0,63$; 3 — $k = 0,74$

$$n_D = n_0 e^{-\alpha \left[\left(\frac{D}{d} \right)^2 - 1 \right]} \quad (13)$$

Если оперировать суммарными удельными геометрическими поверхностями, то

$$\frac{n_D \pi D^2}{\pi D^2} = \frac{n_0 2 \pi d^2 e^{-\alpha \left[\frac{S_D}{S_0} - 1 \right]}}{2 \pi d^2}; \quad (14)$$

$$\sum_D S_D = \frac{S_D}{S_0} \sum_0 n_0 e^{-\alpha \left[\frac{S_D}{S_0} - 1 \right]}. \quad (15)$$

Расчет коэффициента α выполним с использованием выражений (5) и (13) из условия:

$$\sum_D n_D N_D = N, \quad (16)$$

где N — общее количество элементарных частиц дисперсного наполнителя, определяемое его концентрацией; N_D — количество частиц в конгломерате;

$$\alpha = \left[\frac{0,54 n_0 \Gamma(5/2)}{N} \right]^{2/5}. \quad (17)$$

Коэффициент α определяет также изменение суммарной удельной геометрической поверхности частиц в объеме в зависимости от количества отделившихся от конгломератов частиц. Для качественной оценки используем (15) и ограничимся распределением диаметров до $10d$:

$$\sum_D S_D = \sum_0 n_0 e^{-\alpha \left[\frac{S_D}{S_0} - 1 \right]} S_D. \quad (18)$$

Доля площади поверхности отслоившихся частиц по сравнению с максимально возможной определится выражением:

$$\mu = \frac{\sum_D S_D}{\sum D S_0} = \frac{n_0}{M} \frac{1+\alpha}{\alpha^2}. \quad (19)$$

Экспериментальная проверка формулы (19) затруднительна из-за существования неопределенности в оценке суммарного количества отслоившихся частиц по всему объему материала. Поэтому корректность расчетов, связанных с количеством отслоившихся частиц, проверялась для соответствующего изменения их площадей поверхности. Графики, построенные по предложенным формулам (например, на рис.4), не противоречат известным в литературе закономерностям, отражающим связь количества адсорбированного слоя с размером частиц электропроводящего наполнителя [5].

Предложенный расчет позволяет сравнивать композиционные материалы между собой, производить оценку их практического использования, описывать средствами компьютерного моделирования взаимосвязь рецептуры и свойств в широком диапазоне, дает возможность перейти на новый уровень анализа и обобщения резуль-

татов исследования. Например, если принять за диаметр частиц диаметр конгломератов и использовать полученные формулы, описывающие формирование конгломератов, то справедливость этих расчетов можно подтвердить экспериментальными данными из литературных источников. Показательно в этом случае сравнение электропроводности и физико-химических характеристик технического углерода марок ПМЭ-100В и ПМ-100 [10]. Известно, что при неизменной концентрации электропроводность композиции на основе ПМЭ-100В выше, чем на основе ПМ-100 при обратном соотношении размеров частиц. Объяснение этой закономерности в литературе связывается с разным размером конгломерата [7]. Однако рассчитанные расстояния между частицами дают обратный результат (рис.1). Вместе с тем, замена объемной концентрации массовой позволяет оперировать при расчете плотностью технического углерода, относящейся к стандартным физико-химическим характеристикам. Однако использование этой величины без привязки к граничным условиям дает некорректные результаты. Расчет, построенный на принципе варьирования укладкой частиц, позволяет устранить этот недостаток. Так, расчет по предложенным формулам с использованием физико-химических характеристик, приведенных в [10], показывает, что при прочих равных условиях расстояние между частицами в случае замены в композиции ПМ-100 на ПМЭ-100В уменьшается на 20%. Полученное значение при учете известной экспоненциальной зависимости электропроводности от расстояний между частицами обнаруживает полную корреляцию с экспериментально установленными характеристиками электропроводности [1].

Расчеты по предложенным формулам расширяют понимание роли, которую электропроводящий наполнитель, способный к конгломерированию, влияет на макроскопические характеристики композита. Так, зависимость среднего расстояния от числа частиц в конгломерате имеет непропорциональный характер (рис.3). Рассто-

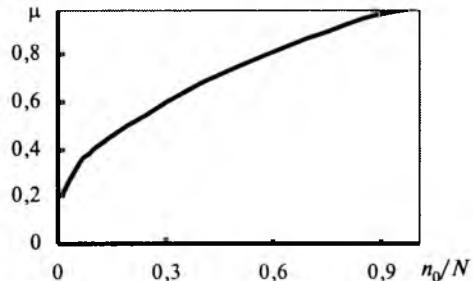


Рис.4. Зависимость коэффициента увеличения площади поверхности соприкосновения дисперсных частиц со связующим наполнителем от доли отслоившихся частиц

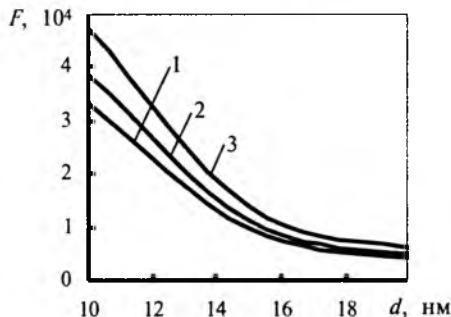


Рис.5. Зависимость числа частиц в конгломерате от размера формирующей частицы (диаметр частиц конгломерата 400 нм):

1 — $k = 0,52$; 2 — $k = 0,63$; 3 — $k = 0,74$

яние между частицами зависит от общего диаметра конгломерата и не чувствительно к его геометрическим характеристикам при условии отсутствия эффекта "структурности" (рис.3). Это коррелирует с экспериментально установленной меньшей электропроводностью при применении в композите мелких конгломератов с крупными частицами по сравнению со случаем крупных конгломератов, составленных из мелких частиц. Коэффициент упаковки значительно влияет на число частиц, требуемых для формирования конгломерата заданного размера (рис.5).

Модель позволяет осуществить многовариантный поиск геометрии распределения частиц дисперсного наполнителя и выйти на рекомендации по направленному размещению включений в матрице, главные из которых:

— управление интенсивностью и последовательностью укладки путем компоновки определенного вида техуглерода с типом связующего;

— направленное регулирование максимального количества отслоившихся частиц при неизменной концентрации электропроводящего компонента.

Полученные результаты дают возможность оценить потенциальные возможности материала

в части стабильности свойств при эксплуатационных воздействиях за счет выявления комбинаций ингредиентов, обеспечивающих при данном концентрационном пределе расстояние между частицами не выше определенного значения.

Математические модели могут не только эффективно применяться для выявления закономерностей, но и обеспечивают определенную гибкость в конструирование геометрической структуры материала на стадии разработки рецептуры, позволяют уменьшать долю эмпиризма при создании материала с требуемыми свойствами.

Список литературы

1. Гуль В.Е., Шен菲尔ль Л.З. Электропроводящие полимерные композиции. М.: Химия, 1984.
2. Кристенсен Р. Введение в механику композитов. М.: Мир, 1982.
3. Дульнев Г.Н., Новиков В.В. Процессы переноса в неоднородных средах. Л.: Энергоатомиздат, 1991.
4. Polley M.H., Boonstra B.B.//Rubb. Chem. Technol. 1957. Vol. 30, №1. P. 170-179.
5. Усиление эластомеров /Под ред. Дж. Крауса. М.: Химия, 1968.
6. Amin M., Hassan H.H., Abdel-Bary E.M. Conductivity of Carbon Black-Loaded Styrene-Butadiene Rubber// Journal of Polymer Science: Polymer Chemistry Edition. 1974. Vol. 12, № 11. P. 2651—2657.
7. Hassan H.H., El-Mansy M.K. Elektrische Leitfähigkeit von hitzebeständigen Kautschukverschnitten//Gummi-Asbest-Kunststoffe. 1983. Vol. 36, № 5. P. 204—208.
8. Магрупов М.А., Гафуров А., Умаров А.В. Расчет расстояний между частицами наполнителя в композиционных материалах//Пластические массы. 1983. № 9. С. 59—60.
9. Золкина А.Е., Цыганкова Э.И., Лежнев Н.Н. Влияние параметров морфологии первичных агрегатов техуглерода на свойства резин на основе БСК//Пути развития промышленности технического углерода. М.: НИИШП, 1976. С. 54—58.
10. Орехов С.В., Раздъяконова Г.И., Шуплецов В.Г., Гончарова Л.А. Физико-химические показатели электропроводящих типов технического углерода ПМЭ-100В и ПМЭ-80В и свойства наполненных ими резин//Получение и свойства электропроводящего технического углерода. М.: ВНИИТУ, 1981. Вып. 4. С. 27—34.

Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ и КБ, вузов

Редакция журнала "Электротехника" предлагает услуги
по подготовке и выпуску на договорных условиях специальных (тематических) номеров журнала "Электротехника" по тематике и материалам (в том числе и рекламным) заказчика.

Справки по телефону: 254-11-52

Расчетные модели прогноза свойств и анализа проводимости структурно-неоднородных композиционных материалов

МИНАКОВА Н.Н. , канд. техн. наук

НИИ ВН при Томском ПУ

Рассмотрены количественные модели формирования свойств структурно-неоднородных композиционных материалов на стадиях проектирования и эксплуатации, позволяющие совершенствовать качество изготовления материалов и изделий из них.

Резистивные композиционные материалы широко используются в электроэнергетике, электрофизике, различных областях промышленности. Главными причинами, снижающими эффективность их применения, является трудоемкость подбора компонентов материала, отвечающего требованиям конкретных условий эксплуатации, и недостаточная для ряда областей применения воспроизводимость свойств. Многообразие физико-химических процессов взаимодействия наполнителя и матрицы, структурная неоднородность значительно затрудняют построение адекватных физико-математических моделей и решение задач прогнозирования свойств таких материалов.

Подбор компонентов и прогноз свойств резистивных композитов базируются обычно на регрессионных зависимостях, описывающих экспериментальные данные. Наиболее результативны для решения практических задач методы математического планирования эксперимента. В алгоритмах использования методов активного и пассивного экспериментов реализованы различные виды планов эксперимента и типы аналитических моделей, усовершенствованный классический регрессионный анализ, например, применением треугольных диаграмм состав—свойство и т.д. Сокращение временных затрат на обработку результатов экспериментов достигается разработкой целевых программных средств, адаптированных к особенностям объекта исследования [1].

Электропроводность композиционных материалов изучается с применением геометрического, вероятностного, физического подходов, моделей перkolации и обобщенной проводимости [2]. Аналитические модели, полученные таким образом, обычно позволяют выявить вклад концентрации и размеров частиц дисперсного наполнителя в формирование свойств композиционного материала. Проведение опытов для подобных исследований требует больших затрат времени и средств. Методика расчета характеристик на основании экспериментальных данных с помощью универсальных зависимостей, полученных из аппроксимальных соотношений по параметру автомодельности с учетом влияния какого-либо фак-

тора, значения и т.п. изложена в [3]. Однако она не позволяет получить характеристики новых материалов, не участвовавших в эксперименте.

С целью совершенствования качества резистивных композиционных материалов была поставлена задача разработки универсальных расчетных моделей, позволяющих наряду с прогнозом свойств новых материалов анализировать и закономерности электропроводности на стадии проектирования рецептуры.

Расчетные модели

Стохастичность гетерогенной системы, значительные изменения исходных наполнителей в технологическом цикле, многоуровневая перестройка границ раздела в течение технологического процесса не позволяют вывести чисто теоретическое уравнение с исходными параметрами — характеристиками составляющих композита, технологического процесса и т.д. Из-за необходимости получения характеристик материалов, не участвующих в эксперименте, нельзя ограничиться аппроксимацией экспериментальных данных и определением параметров автомодельности.

В работе предлагаются расчетно-экспериментальные модели, позволяющие прогнозировать свойства изделия на стадии проектирования и выявлять зависимости их проводимости от свойств исходных компонентов и вида эксплуатационных воздействий. В моделях предусмотрено использование ограниченного количества экспериментальных зависимостей.

Первая расчетная модель основана на соединении возможностей информационных и прогнозирующих систем с использованием принципов теории подобия [4].

Искомым является вид расчетной модели, связывающей известные значения X и Y , где X_1, X_2, \dots, X_k — значения формирующих параметров; Y — функция отклика. На функцию отклика влияют не только значения X_1, X_2, \dots, X_k , но также ряд неуправляемых факторов, к которым относятся погрешности измерения, неконтролируемые изменения окружающей среды и другие. Поэтому даже при фиксированных значениях X фун-

кция $Y = f(X_1, X_2, \dots, X_k)$ ведет себя случайным образом. Примем следующие допущения:

- результаты наблюдений $Y_1, \dots, Y_i, \dots, Y_n$ представляют собой независимые, нормально распределенные случайные величины;

- дисперсии $D(Y)$ равны друг другу или пропорциональны какой-то известной функции $\Phi(Y)$;

- переменные X_1, \dots, X_k являются независимыми и измеряются с пренебрежительно малой погрешностью по сравнению со средним квадратичным отклонением $\sigma[Y]$.

Выявление вида аналитической модели сводится к подбору эмпирической формулы, последующему определению значений ее параметров, находящихся в большем соответствии с экспериментальными данными.

Поскольку вид функции Y заранее не известен, предположим, что она имеет вид полинома, например, $Y = B_0 + B_1X_1 + B_2X_2$.

Результаты эксперимента представим в виде матриц \mathbf{X} , \mathbf{Y} наблюдавшихся значений. С их помощью рассчитываем точечные оценки регрессии по методу наименьших квадратов, составив "n" несовместных уравнений:

$$B_0X_{01} + B_1X_{11} + \dots + B_rX_{i1} + \dots + B_kX_{k1} = Y_1;$$

$$\dots$$

$$B_0X_{0j} + B_1X_{1j} + \dots + B_rX_{ij} + \dots + B_kX_{kj} = Y_j;$$

$$\dots$$

$$B_0X_{0n} + B_1X_{1n} + \dots + B_rX_{in} + \dots + B_kX_{kn} = Y_n;$$

Согласно [4]

$$\mathbf{B} = \mathbf{C}^{-1}\mathbf{X}^T = \mathbf{Y},$$

где \mathbf{X}^T — транспонированная матрица \mathbf{X} ; $\mathbf{C}^{-1} = (\mathbf{X}^T\mathbf{X})^{-1}$.

В результате решения матричного уравнения определяется искомое.

Тогда получение универсальной зависимости включает следующие этапы:

- все зависимости одноименных характеристик приводятся к одному виду, как описывающие одни и те же физические процессы;

- определяются значащие коэффициенты уравнений;

- незначащие коэффициенты усредняются;

- значащие коэффициенты пересчитываются относительно исходных методом наименьших квадратов;

- на пересчитанные коэффициенты накладывается регрессионная модель с учетом выбранных параметров исходных компонентов;

- осуществляется экстраполяция на введенные исходные данные.

Однотипные экспериментальные зависимости разных материалов (например, удельная рассеиваемая энергия) объединяются до той ступени,

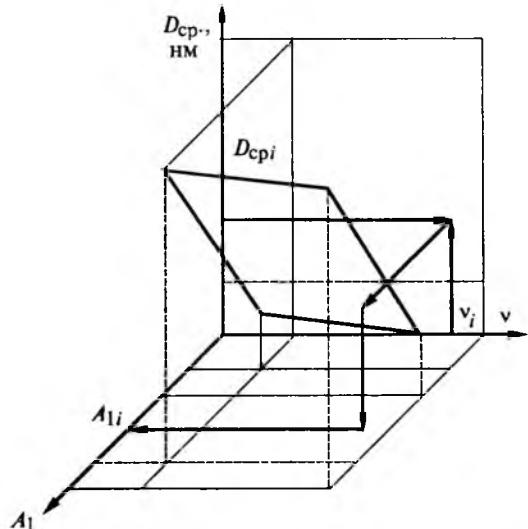


Рис.1. Принцип подбора уровня характеристик

когда результатом является общая регрессионная модель. Входными параметрами модели служат характеристики исходных компонентов, выходными — характеристики композиционного материала. Принцип подбора характеристики иллюстрируется рис.1.

Вторая расчетная модель основана на экспериментальных данных по резистивным композитам и их регрессионных зависимостях. На ее основе разработана информационно-поисковая система, включающая базы данных физических характеристик исходных компонентов, экспериментальные данные по электрофизическим характеристикам композиционных материалов и их регрессионным зависимостям.

Получение регрессионных зависимостей по эмпирическим данным, в том числе и планирования эксперимента, реализовано с помощью широко известного пакета Microsoft Excel за счет встроенных средств [5]. Такой выбор обусловлен сочетанием простоты, наглядности и доступного интерфейса с широкими возможностями не только по построению аналитических моделей, но и поиску оптимальных решений.

Методика подбора автоматически работает по следующим критериям:

- значению электрофизической характеристики;

- условиям, при которых нестабильность по сопротивлению при заданном эксплуатационном воздействии не выходит за допустимые пределы.

Подбор материалов осуществляется по максимально допустимому уровню нестабильности сопротивления при эксплуатационном воздействии из расширенной области: непосредственно из базы экспериментальных данных и по регрессионным аналитическим моделям. Например, если разброс по сопротивлению при анализируемом

эксплуатационном воздействии не должен превышать 20%, то исходное условие оценки имеет вид: $0,8 < R_h - R_k > 1,2$. Нестабильность может оцениваться также через косвенный параметр (например, температурный коэффициент сопротивления ТКС). При отсутствии значения косвенного параметра разработанный способ организации информационно-поисковой системы дает возможность получить его из баз данных для выдвинутых условий. Разработан алгоритм максимально полного автоматического поиска, предусматривающий три уровня оценки. Так, при неизвестном ТКС подбор производится:

- по сопротивлению из базы данных и оценке допустимой разности сопротивления в процентах;
- по соответствию расчетного и требуемого сопротивлений в пределах 5%;
- по нахождению ближайшего ТКС из базы данных, расчету на его основе сопротивления, последующей оценке расчетного и требуемого сопротивления в пределах 5%.

Информационно-поисковая система реализована таким образом, что допускает обновление и дополнение регрессионными зависимостями, полученными в рамках пакета Microsoft Excel. В электронные таблицы заложены ортогональные композиционные планы второго порядка для систем с двумя, тремя и четырьмя факторами. Предусмотрена также возможность транспортирования регрессионных зависимостей из разработанной программы в EXCEL. Это позволяет дополнить методику подбора расширенными возможностями поиска оптимальных решений. Благодаря функции поиска решения Microsoft EXCEL позволяет вести поиск в целевой ячейке, изменяя до 200 переменных [5].

В процессе исследования комплекса свойств резистивных композиционных материалов в сильных и слабых электрических полях установлено, что изменение характеристик материала в зависимости от эксплуатационных факторов во многих случаях описывается экспоненциальными зависимостями разного вида. Поэтому третья модель предусматривает возможность расчета эксплуатационных параметров материала по результатам начального этапа эксперимента. Она основана на использовании ограниченного количества (3–5) известных из экспериментов значений параметров материала при любом начальном времени опыта. Исходные данные представляются в виде таблицы. Расчет коэффициентов произведем с помощью обобщенного многочлена и вектора погрешностей, норма которого должна стремиться к нулю [6].

Расчет значений обобщенного многочлена выполним в узлах x_i :

$$\varphi(x_i) = C_0 \varphi_0(x_i) + C_1 \varphi_1(x_i) + C_2 \varphi_2(x_i), \text{ где } i = 0, 1, \dots, m.$$

Тогда отклонение в узлах x_i точного значения функции от ее приближенного значения составляет $r(x_i) = \varphi(x_i) - f(x_i)$. Для вектора погрешностей $r = (r_0, r_1, \dots, r_m)^T$ норму определим согласно [6]:

$$\|r\| = \sqrt{\left(\sum_{i=0}^m r_i^2 \right)} = \sqrt{\left(\sum_{i=0}^m (\varphi(x_i) - f(x_i))^2 \right)}.$$

Задача о наилучшем приближении функции, заданной таблично, состоит в нахождении коэффициентов C_0, C_1, \dots, C_n , минимизирующих норму вектора r .

Модель работает для экспоненциальных зависимостей разного вида, в том числе и со свободным коэффициентом. Однако для экспоненциальных зависимостей со свободным коэффициентом определение нормы вектора численными методами затруднено. В связи с этим разработана процедура определения нормы вектора для получаемого трансцендентного уравнения методом итераций.

Результаты исследований

Для проверки предложенных расчетных моделей в качестве объектов исследования был выбран наполненный техническим углеродом П-514 каучук (СКМС-30АРК). Смеси вулканизовали при 143°C в течение 30 мин с использованием обычной вулканизующей системы. Образец представлял собой цилиндр диаметром 30 мм и высотой 50 мм. На торцы образца наносились медные токопроводящие электроды.

В процессе испытаний определялись температурный коэффициент сопротивления, предельная рассеиваемая энергия, предельная напряженность поля. Испытания на предельные энергетические характеристики проводились на генераторе импульсных токов при последовательном увеличении напряжения до состояний перекрытия или пробоя.

За результат принималось среднее значение измеряемого параметра для 8 модельных образцов. Количество образцов определено из условий уровня надежности 0,95.

Использование универсальной расчетной модели для подбора основных компонентов материала и концентрации дисперсной фазы применительно к температурному коэффициенту сопротивления представлено на рис.2 в сравнении с результатами контрольных испытаний. Данные численного эксперимента по прогнозу предельных энергетических параметров и нестабильности электропроводности за счет деформации сжатия при плавном изменении характеристик дисперсной фазы и матрицы представлены на рис.3,4. В качестве характеристики дисперсной фазы выбран средний диаметр частиц (d_{cp}), характеристикой матрицы — вязкость по Муни (ν).

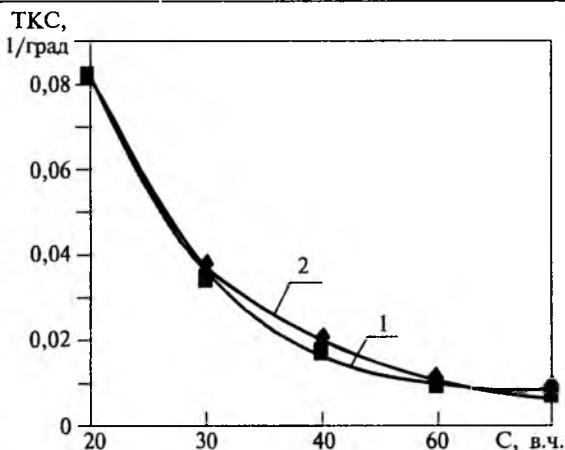


Рис.2. Зависимость температурного коэффициента сопротивления от концентрации электропроводящего компонента СКМС-30АРК, П-514:

1 — эксперимент; 2 — расчет

Отличие рассчитанного температурного коэффициента сопротивления во всем диапазоне изменения концентрации дисперсной фазы, допустимом технологией переработки, от результатов контрольных измерений не превышает 7%, удельного объемного сопротивления при деформации сжатия — 15%. Для предельных энергетических характеристик это отличие не превышает соответственно 12% — для предельного выдерживаемого напряжения ($E_{\text{пр}}$) и 20% — для предельной рассеиваемой энергии ($W_{\text{пр}}$).

Апробация второй методики показала, что погрешность подбора не превышает 5—7% для всего диапазона анализируемых характеристик. Результаты расчетов могут быть представлены либо в виде базы данных, отфильтрованной через заданную электрофизическую характеристику, например, объемное электрическое сопротивление, либо в виде набора графических зависимостей для материала выбранного типа с увеличением масштаба интересующей характеристики.

Методика, основанная на третьей модели, апробирована расчетом изменения сопротивления модельных образцов в повторно-кратковременном режиме. Корректность методики прогноза "по начальному эксперименту" в соответствии с описанным алгоритмом доказана совпадением с экспериментом в пределах 7—10%.

Методика, основанная на первой расчетной модели, позволяет подобрать основные компоненты композита на стадии проектирования для широкого спектра материалов и характеристик. Информационно-поисковая система использует в качестве основы для подбора материала матрицы и электропроводящего наполнителя как все материалы базы данных, так и часть из них по усмотрению пользователя. Это позволяет настро-

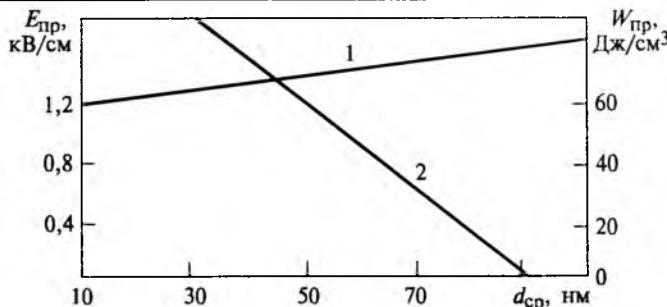


Рис.3. Зависимость $E_{\text{пр}}$ (1) и $W_{\text{пр}}$ (2) от среднего размера частиц проводящего компонента ($\tau = 0,01$ с; $v = 51$)

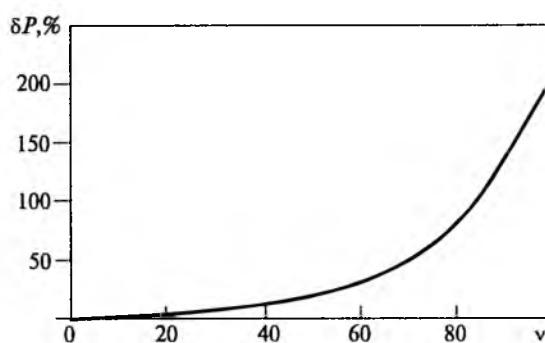


Рис.4. Зависимость нестабильности по сопротивлению при деформации сжатия от сжимающей нагрузки ($P = 5$ атм, $d_{\text{ср}} = 32$ нм)

ить прогнозирующую аналитическую модель на требования пользователя, например, на относящиеся к особенностям технологического процесса. Факторами прогноза могут быть физические характеристики, предлагаемые либо разработчиком, либо пользователем.

Расчетная модель позволяет использовать в качестве исходных характеристик самый широкий спектр параметров исходных компонентов, например, твердость, шприцемость, удельную геометрическую поверхность и т.п. Для выявления закономерностей проводимости наиболее обоснованы, повидимому, для проводящего компонента — средний диаметр частиц сажи (X_1), для связующего — вязкость по Муни (X_2). Средний диаметр частиц проводящего компонента косвенным образом отражает токопроводящие пути в материале. Вязкость связующего компонента показывает распределение в нем проводящего компонента. В целом эти характеристики дают представление об уровне проводимости и объеме проводящих цепочек.

Наряду с возможностями прогнозирования материалов с требуемыми свойствами предложенная универсальная расчетная модель определяет закономерности изменения электрофизических характеристик структурно-неоднородных матери-

алов для широкого диапазона свойств исходных компонентов. Апробация показала, что возможность вычислительных экспериментов при непрерывном изменении параметров позволяет выявить новые закономерности изменения электропроводности, например, области появления нелинейности характеристик (рис.4).

Сопоставление результатов прогноза по обобщенной универсальной модели с результатами контрольного эксперимента показывает, что наибольшее совпадение во всем диапазоне концентраций дисперсного наполнителя имеет место при подобии условий для прогнозируемого материала и материала из базы данных (например, при соответствии технологии получения материалов из базы данных и контрольных образцов). Это объясняет наименьшее отличие результатов расчетов и экспериментов при подборе компонентов по удельному объемному сопротивлению при однотипной технологии изготовления (рис.2).

Вторая методика дает возможность прогнозировать весь комплекс характеристик тех материалов, по которым в базе данных имеются исходные сведения.

Наиболее достоверный прогноз эксплуатационных характеристик и анализ закономерностей проводимости изделий с неизвестной предисторией обеспечивает третья расчетная модель.

Выводы

Предложенные расчетные модели позволяют ускорить темпы проведения опытно-конструкторских работ, повысить качество технологического процесса по производству готовых изделий с за-

данным комплексом свойств. Они позволяют также при минимальных затратах на получение опорных точек эксплуатационных характеристик прогнозировать поведение материала с неизвестными структурой и предисторией в процессе дальнейшей эксплуатации. Возможность непрерывного изменения параметров при проведении численных экспериментов позволяет выявлять закономерности, характеризующие электропроводность структурно-неоднородных материалов для широкого спектра исходных данных.

Список литературы

1. Каблов В.П., Гайдадин А.Н. Автоматизированные системы и новые методологии для проектирования эластомерных материалов//Междунар. конф. IRC-94. Москва, 27 сент.–1 окт. 1994. Т. 2. М., 1994. С. 128-132.
2. Мартишов К.И. Механизм электропроводности керметных и легированных полупроводниковых резисторов//Обзоры по электронной технике ЦНИИ "Электроника", М.: 1979. Сер. 5, вып. 3 (338).
3. Скрепняк В.А., Каракулев В.В. Методика численного моделирования и прогнозирования прочностных и диссипативных свойств металлокерамических композиционных материалов в условиях импульсного нагружения//Гез. докл. рос. науч.-техн. конф. "Новые материалы и технологии", М.: 3-4 ноября 1994. Композиции, керамика, порошковые материалы и покрытия. М., 1994. С. 196.
4. Веников В.А., Веников Г.В. Теория подобия и моделирования. М., 1984.
5. Курицкий Б.Я. Поиск оптимальных решений средствами EXEL 7.0. Спб.: BHV - СанктПетербург, 1997.
6. Самарский А.А., Гулин А.В. Численные методы. М., 1989.

КОНДЕНСАТОСТРОЕНИЕ

Исследование процесса образования газообразных продуктов разложения изоляции в высоковольтных импульсных конденсаторах при проведении ресурсных испытаний

ДАРЬЯН Л.А., канд. техн. наук

ВЭИ им. В.И.Ленина

Сделана попытка выявления корреляции между характеристиками газообразных продуктов разложения изоляции, растворенных в изоляционной жидкости, и остаточным ресурсом высоковольтных импульсных конденсаторов (ВИК) по результатам проведения ресурсных испытаний. Показано, что наиболее информативным параметром, характеризующим состояние изоляции, является отношение концентрации CO_2/CO . Предложена схема диагностики ВИК в эксплуатации по результатам хроматографического анализа газов, растворенных в масле.

Одним из актуальных направлений исследований в области высоковольтной изоляции, и в

частности, бумажно-масляной изоляции, является оценка остаточного ресурса по результатам

измерения электрофизических или физико-химических характеристик изоляции неразрушающими методами контроля. При этом наряду с измерениями частичных разрядов (ЧР) и других электрофизических показателей ($\text{tg}\delta$, C , $R_{\text{из}}$ и т.д.) наиболее эффективным методом оценки состояния внутренней изоляции высоковольтного маслонаполненного электрооборудования остается анализ газообразных продуктов разложения изоляции (ГПР), образующихся в процессе деградации изоляционной системы в результате электрических, тепловых, механических и других видов энергетического воздействия.

При разработке идеологии диагностики ВИК на основе анализа растворенных в масле газов необходимо учитывать специфические особенности конденсаторов по сравнению с другими видами высоковольтного маслонаполненного электрооборудования. Первая особенность заключается в том, что конструктивно конденсатор состоит из множества однотипных элементов-секций, которые являются наиболее нагруженными в электрическом отношении элементами конструкции конденсатора. В связи с этим большинство повреждений в конденсаторах связано с повреждениями секций. Вторая особенность ВИК заключается в том, что разрушение внутренней изоляции ВИК связано главным образом с критическими ЧР в бумажно-масляной изоляции. Это обстоятельство позволяет рассматривать более простую модель старения, чем, например, для трансформаторов, конструктивно состоящих из большого числа элементов. По этой причине в трансформаторах разновидностей повреждений больше, так как причиной деградации внутренней изоляции может быть большее количество явлений: ЧР с различной плотностью энергий, искровые и дуговые процессы, наличие "горячей точки" в диапазоне температуры от 150 до 700°C и выше, "ползущие" разряды и т.д.

Существенным является и то обстоятельство, что проведение ресурсных испытаний вnominalном режиме силовых трансформаторов, трансформаторов тока и напряжения и высоковольтных вводов является практически невозможным, так как срок службы этих объектов составляет 25—30 лет и более, с одной стороны, и высока стоимость оборудования, с другой. Поэтому в исследовательских лабораториях идут по пути проведения ускоренных испытаний (при повышенном напряжении) на моделях изоляции. Но тогда возникает проблема соответствия физических явлений в изоляции в условиях испытаний и эксплуатации. В случае с силовыми конденсаторами мы имеем более привлекательную картину: из-за невысокой стоимости самих конденсаторов по сравнению с другими видами маслонаполненного электрооборудования и относительно малым сроком службы (несколько десятков тысяч цик-

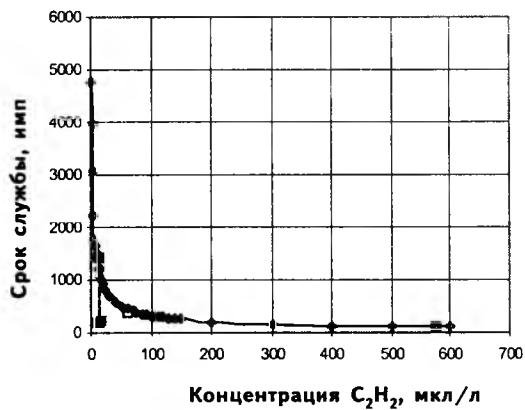


Рис.1. Зависимость срока службы импульсных конденсаторов от концентрации C_2H_2

лов "заряд-разряд") имеется возможность проведения ресурсных испытаний серийных образцов конденсаторов вnomинальном режиме.

Вопрос о принципиальной возможности применения метода ГХ-анализа для оценки состояния ВИК рассмотрен в [1]. На основании результатов исследования процессов растворения и распределения газов по объему импульсных конденсаторов в различных режимах эксплуатации доказана возможность оперативной диагностики ВИК на основе хроматографического анализа ГПР изоляции, растворенных в масле. Кроме того, оказалось возможным уже на стадии приемо-сдаточных испытаний производить отбраковку потенциально ненадежных ВИК по результатам ГХ-анализа. Интересно отметить, что диагностику ВИК при заводских испытаниях можно производить на основании определения только одного газа — C_2H_2 после приложения 20 импульсов "заряд-разряд" при повышенном напряжении. При этом выявлена простая зависимость между остаточным сроком службы ВИК и концентрацией C_2H_2 (рис.1):

$$N = 6,2 \cdot 10^3 C_{\text{C}_2\text{H}_2}^{-0,64},$$

где $C_{\text{C}_2\text{H}_2}$ — концентрация ацетилена.

Указанное обстоятельство позволяет значительно улучшить показатели надежности конденсаторов, прошедших приемо-сдаточные испытания с применением метода ГХ-анализа. В частности, основной показатель безотказности конденсаторов — вероятность безотказной работы $P(t)$ возросла с $0,68/2 \cdot 10^4$ до $0,96/2 \cdot 10^4$, т.е. в 1,4 раза.

Объект испытаний. В качестве объекта испытаний были выбраны серийно выпускаемые конденсаторы типа ИК-100-0,4 в количестве 9 штук, предназначенные для работы в режиме колебательного разряда. Диэлектрическая система указанных конденсаторов состоит из шести слоев конденсаторной бумаги по 12 мкм каждый. В качестве обкладок используется алюминиевая фольга толщиной 8 мкм. В состав пакета этого типа

конденсаторов входит шестнадцать последовательно включенных групп секций по две параллельные в каждой группе. Средняя рабочая напряженность электрического поля составляет 87 кВ/мм. Конденсаторы были пропитаны техническим касторовым маслом.

Параметры и номинальный режим конденсаторов

Номинальное напряжение $U_{\text{ном}}$ кВ	100
Номинальная емкость $C_{\text{ном}}$, мкФ	0,4
Допустимое отклонение емкости $\Delta C, \%$	10
Энергия конденсатора W , Дж	2000
Внутренняя индуктивность L , нГн	150
Глубина разряда $\Delta U, \%$	100
Частота повторения импульсов f , Гц	1/15
Номинальная амплитуда тока I , кА	50

Конструктивные данные конденсаторов

Масса конденсатора, кг	32
Габариты корпуса, мм	455×150×326

Показатели надежности

Средний ресурс τ_p , имп	$2 \cdot 10^4$
Гарантийный ресурс $\tau_{\text{гарп}}$, имп	$2 \cdot 10^3$
Вероятность безотказной работы, имп	$0,9 / 2 \cdot 10^3$

Методика испытаний. Ресурсные испытания конденсаторов проводились на испытательном стенде при номинальном режиме, соответствующем паспортным данным. При этом все конденсаторы испытывались непрерывно до выхода их из строя. Исключение составили конденсаторы №494 и 434, которые испытывались только по 8 ч в сутки (остальные 16 ч они "отдыхали").

В процессе испытаний по специально разработанной методике, исключающей попадание атмосферного воздуха в конденсатор и утечку растворенных в масле газов, производился отбор проб касторового масла в стеклянные шприцы, снабженные трехходовым краном в полном соответствии с рекомендациями стандарта МЭК 567 [2].

Частота отбора проб масла производилась с учетом объема свободного масла над пакетом. При этом предполагалось, что в процессе испытаний масло доливаться не будет. На проведение одного хроматографического анализа требовалось 7 мл касторового масла.

Предварительные исследования на лабораторных образцах [3] показали, что качественный состав газов, образующихся в трансформаторном касторовом масле при электрическом и тепловом воздействиях один и тот же: H_2 , CH_4 , CO , CO_2 , C_2H_4 , C_2H_6 , C_2H_2 . Кроме того, в масле всегда присутствуют "атмосферные" газы — O_2 и N_2 . Указанное обстоятельство дало возможность применять для анализа газов, растворенных в касторовом масле, те же приборы и методики, что и для трансформаторных масел с поправкой на от-

личительные свойства этих масел, в частности, более высокую вязкость касторового масла и отличие в коэффициентах Генри. Эти свойства важны при разработке методики проведения хроматографического анализа.

Анализ растворенных в касторовом масле газов выполнялся на хроматографе фирмы "Hewlett-Packard" 5840A модификации 895. К прибору была сконструирована специальная ячейка, позволяющая эффективно выделять растворенные в касторовом масле газы. В данном приборе разделение смеси газов происходит в двух стальных колонках. В одной из них в качестве адсорбента используется цеолит 13X. Вторая колонка заполнена пористым полимером "порапак N". В хроматографе применены два детектора — катарометр и пламенно-ионизационный детектор (ПИД). Кроме того, в описываемом приборе предусмотрена метанатор — реактор для превращения CO и CO_2 в метан. В качестве газоносителя используется аргон. Таким образом, использованная схема анализа позволяла определять весь спектр "диагностических" газов из одной пробы масла объемом 7 мл. При этом минимально определяемые концентрации газов составляли следующие значения, мкл/л: H_2 — 5; O_2 , N_2 — 50; CO , CO_2 — 50; C_2H_4 , C_2H_6 , C_2H_2 — 1,5.

Важно отметить, что ресурсным испытаниям подвергались только те конденсаторы, которые прошли приемосдаточные испытания по методике, изложенной в [1].

Результаты испытаний. Результаты ресурсных испытаний импульсных конденсаторов типа ИК100-04 в номинальном режиме прошедших приемосдаточные испытания, приведены в таблице.

№ образца	Срок службы, импульсы	№ образца	Срок службы, импульсы	№ образца	Срок службы, импульсы
319	4240	320	4600	434	87800
332	25790	321	10980	437	32640
334	16680	429	18200	494	53380

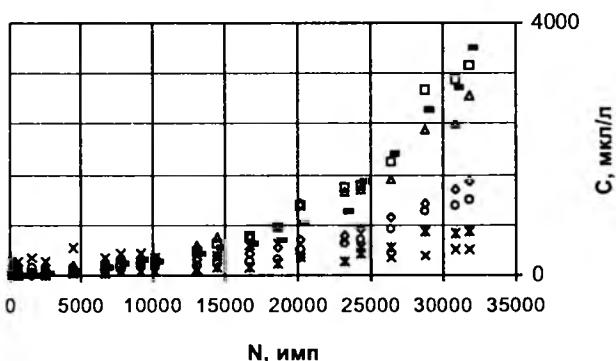
Как видно из таблицы, минимальный срок службы — 4240 имп. для конденсатора №319, а максимальный — 32640 для конденсатора №437. (Конденсаторы №434 и 494 во внимание не принимались, так как режим испытаний у них отличался от режима испытаний основной партии). Таким образом, имеет место существенный разброс (почти на порядок) сроков службы, несмотря на максимальное соблюдение условия идентичности для всех образцов — конструкция, технология изготовления, режимы и условия испытаний.

Однако бесспорно положительным является то обстоятельство, что минимальный срок службы конденсаторов составляет более $4 \cdot 10^3$ имп. Это хорошо согласуется с выражением (1). Если ми-

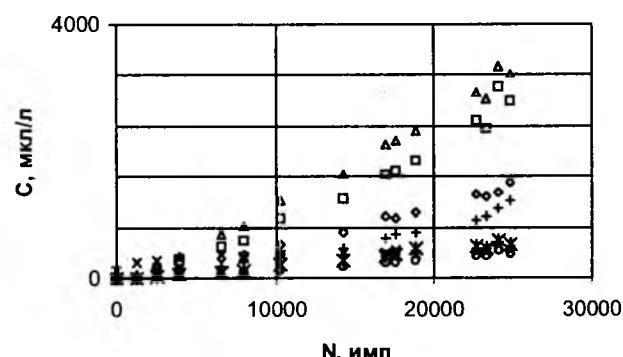
нимально определяемая концентрация ацетилена в используемом методе ГХ-анализа составляет 1,5 мкл/л, то это и определяет минимальный прогнозируемый срок службы импульсного конденсатора. Используя выражение (1) и принимая надежно регистрируемую концентрацию C_2H_2 равную 2 мкл/л, легко показать, что минимальный срок службы конденсатора, прошедшего приемо-сдаточные испытания по предложенной методике, должен составить порядка $4 \cdot 10^3$ имп. Этот расчет подтверждается результатами ресурсных испытаний. Таким образом, эффективность

методики, предложенной в [1] определяется чувствительностью хроматографического анализа: чем ниже минимально определяемая концентрация ацетилена, тем выше точность прогноза в области больших значений срока службы. Так, если минимально определяемая концентрация C_2H_2 составляет 0,5 мкл/л, то возможно прогнозировать минимальный срок службы конденсатора на уровне $1 \cdot 10^4$ имп. Это обстоятельство является очень важным при разработке методики диагностики ВИК как при заводских испытаниях, так и в эксплуатации.

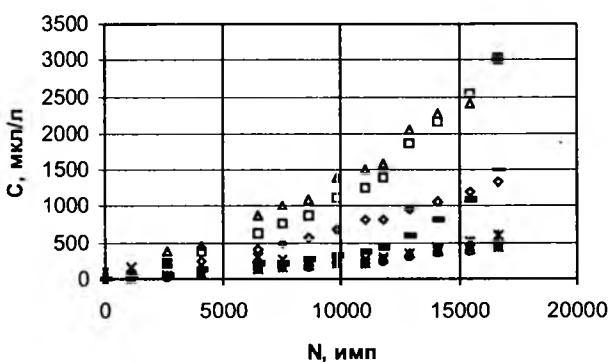
№437



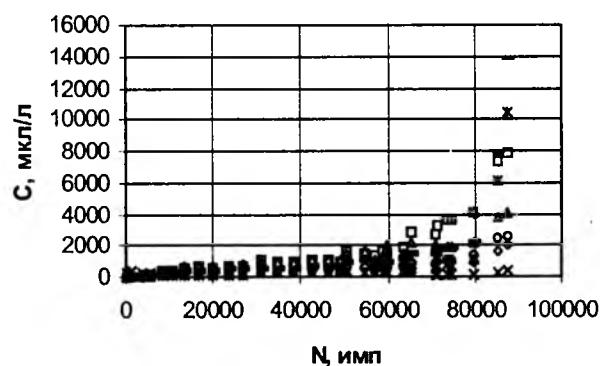
№332



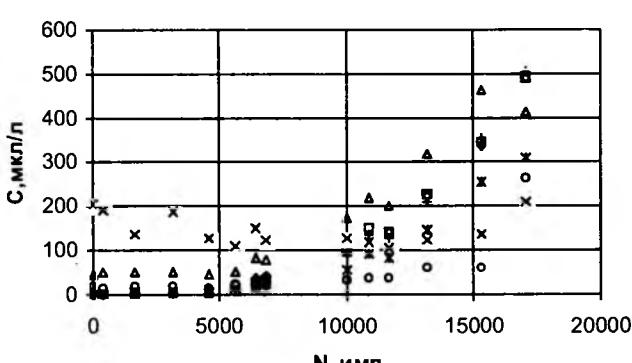
№334



№434



№429



№494

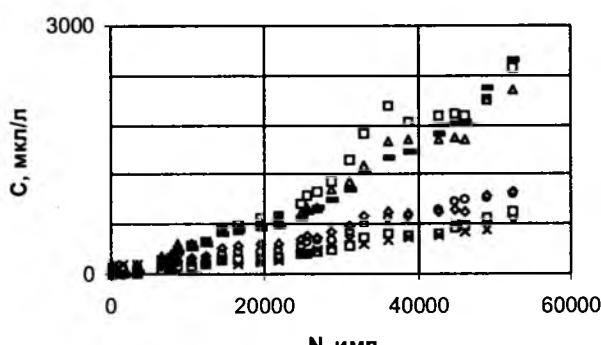
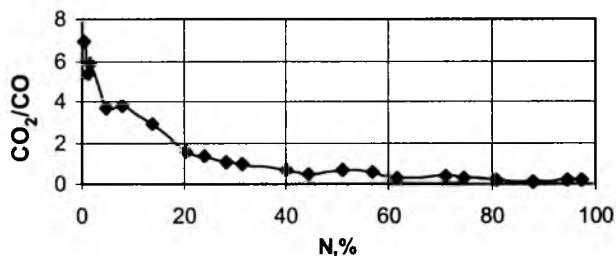


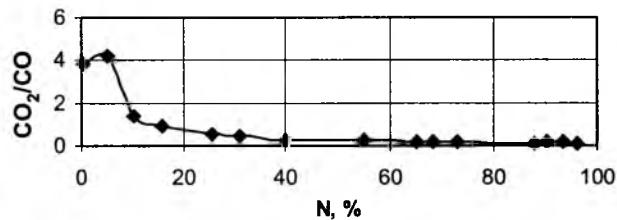
Рис.2. Зависимость концентрации газов от числа импульсов:

◊ — H_2 ; □ — CH_4 ; ▲ — CO ; × — CO_2 ; ж — C_2H_4 ; о — C_2H_6 ; — — C_2H_2

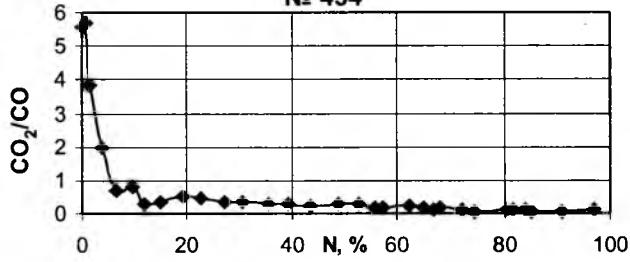
№ 437



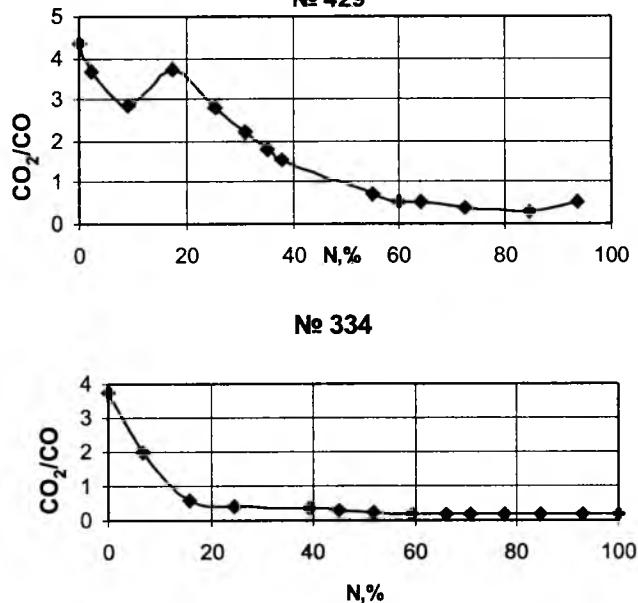
№ 332



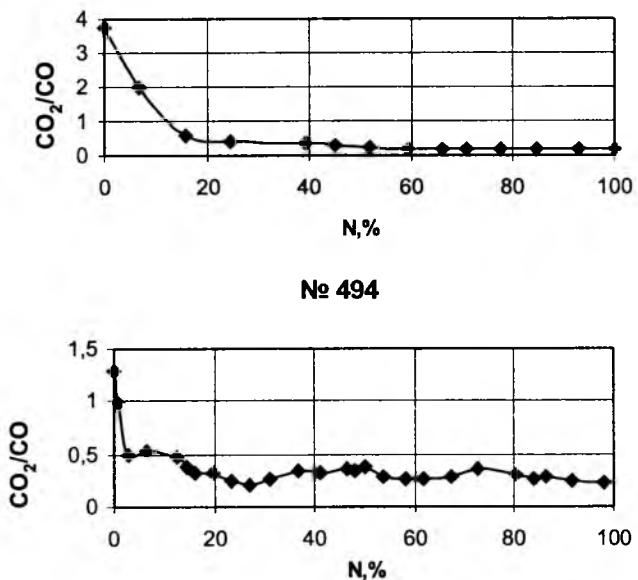
№ 434



№ 429



№ 334

Рис.3. Зависимость отношения CO₂/CO от срока службы конденсаторов

Если на стадии заводских испытаний ацетилен не обнаружен, то необходим поиск других критериев газообразования в эксплуатации, отображающих состояние изоляции ВИК. В настоящей работе сделана попытка выявления связи между сроком службы конденсаторов и следующими характеристиками газообразования:

концентрациями газов: (H₂, CH₄, CO, CO₂, C₂H₄, C₂H₆, C₂H₂, CnNm, H₂+CnNm);

отношениями концентраций газов: (CH₄/H₂, C₂H₂/CH₄, C₂H₄/CH₄, C₂H₆/CH₄, C₂H₂/C₂H₄, C₂H₄/C₂H₆, C₂H₆/C₂H₂, CO₂/CO);

абсолютными и относительными скоростями изменения концентрации указанных газов.

Анализ показал, что построение зависимостей $N = f(C_i)$, где N — число импульсов, C_i — концентрация i -го газа, не позволяет выявить никаких общих закономерностей. Та же самая картина наблюдается при построении зависимостей $N = f(v_{i_{\text{отн}}})$, или $N = f(v_{i_{\text{абс}}})$, где $v_{i_{\text{отн}}}$ и $v_{i_{\text{абс}}}$ — соответственно относительная и абсолютная скорость изменения концентрации i -го газа.

На рис.2 показана зависимость изменения концентрации газов от числа импульсов для испытанных конденсаторов.

Как видно из приведенных графиков концентрации газов (как суммарных, так и отдельных компонентов), соответствующие предпробивному состоянию конденсаторов, имеют существенный разброс и зависят от наработанного числа импульсов: чем больше наработка, тем выше концентрации газов перед пробоем конденсатора. Объяснить это можно тем, что газообразование в высоковольтных импульсных конденсаторах начинается с самого начала эксплуатации и происходит по всему периметру обкладок. При этом процесс деградации затрагивает в первую очередь жидкую фазу изоляции, как наиболее слабое звено изоляционной системы. Место и время разрушения изоляции носят случайный характер и зависят от многих факторов: технологических, эксплуатационных и т.д. Чем раньше начинается разрушение твердой фазы изоляции (которая и определяет срок службы изоляционной системы),

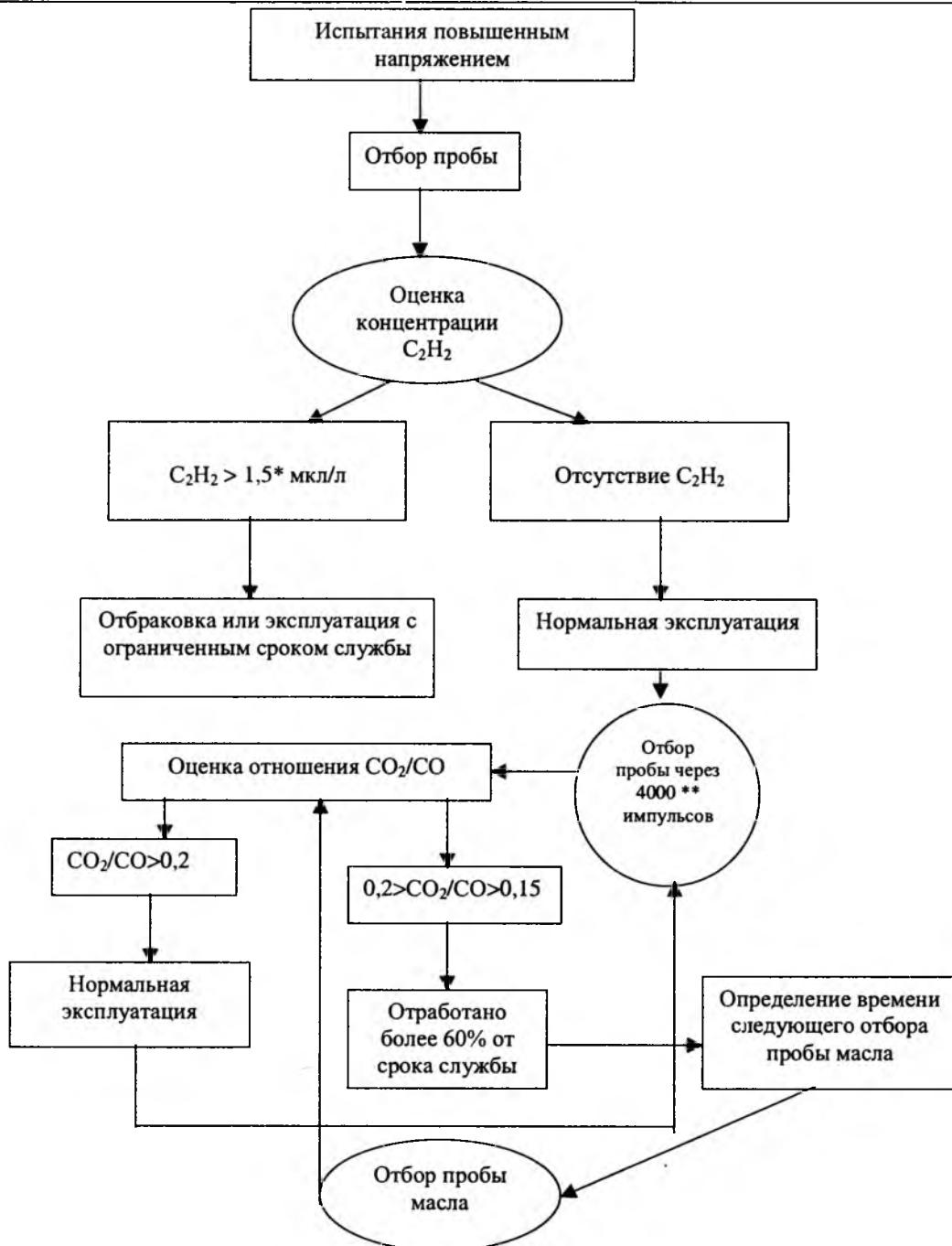


Рис.4. Блок-схема диагностики ВИК при заводских испытаниях и в эксплуатации:

* — значение, определяемое чувствительностью анализа; ** — при надежно регистрируемой концентрации 1,5—2 мкл/л

тем меньше соответствующая этому времени концентрация газов в изоляционной жидкости и, наоборот, чем позже начинается разрушение твердой фазы изоляции, тем больше газов успевает образоваться и раствориться в масле. Например, суммарная концентрация газов перед пробоем конденсатора № 434, отработавшего 87800 имп. составляет 54352 мкл/л, а в конденсаторе № 319, отработавшем 4240 имп. — всего 4743 мкл/л. Теоретически процесс газообразования в высоко-

вольтных импульсных конденсаторах может продолжаться до полного насыщения жидкости газами, если нет развивающегося дефекта твердой изоляции. Таким образом, нельзя сделать однозначный вывод о состоянии ВИК только по значению концентрации газов. Определить состояние изоляции ВИК по скорости нарастания концентрации газов также весьма проблематично. Объясняется это тем, что причиной газообразования является не отдельный развивающийся де-

фект; газообразование происходит по всему периметру секции при отсутствии явного дефекта.

Учитывая то обстоятельство, что срок службы бумажно-масляной изоляции определяется, в первую очередь, стойкостью бумаги к эксплуатационным воздействиям, необходим поиск параметра, ответственного за разрушение твердой изоляции (в данном случае бумаги). Не приводя подробного анализа всех зависимостей укажем, что наиболее критичным является отношение CO_2/CO . Если по оси x отложить срок службы в % от фактически наработанного числа импульсов, а по оси y отношение CO_2/CO (рис.3), то видно, что по мере наработки ресурса последний стремится к вполне определенному значению, равному в данном случае 0,15. Следует заметить, что для разных конструкций конденсаторов это значение может отличаться. Можно принять для данного типа конденсаторов отношение $\text{CO}_2/\text{CO}=0,15$ в качестве критерия, указывающего на интенсивное разрушение бумаги, и, следовательно, выход конденсатора из строя. Интересно отметить, что отношение CO_2/CO приближается к 0,15 при отработке примерно 60% срока службы. Это обстоятельство является очень важным при разработке схемы диагностики ВИК в эксплуатации.

Схема отбраковки ВИК при заводских испытаниях и в эксплуатации. На основании проведенных исследований с учетом результатов, приведенных в [1], можно предложить следующую обобщенную схему отбраковки ВИК с бумажно-масляной изоляцией при заводских испытаниях и в эксплуатации (рис.4).

В заключение отметим, что сделан только первый шаг в формировании идеологии диагностики конденсаторов на основе анализа газов, растворенных в масле: показано, что диагностика возможна и что она эффективна как на стадии заводских испытаний, так и в эксплуатации. Для совершенствования схемы отбраковки конденсаторов, необходимо уделить большое внимание накоплению статистического материала по динамике газообразования в маслонаполненных силовых конденсаторах, имеющих различную систему изоляции, и работающих при разных режи-

мах. Это позволит совершенствовать критерии диагностики конденсаторов при эксплуатации и произвести дифференциацию по типам конденсаторов и нагрузке.

Выводы

1. Исследован процесс образования газообразных продуктов разложения изоляции в высоковольтных импульсных конденсаторах в процессе проведения ресурсных испытаний.

2. Выявлена связь между характеристиками газообразования и сроком службы импульсных конденсаторов. Показано, что наиболее информативным критерием оценки состояния конденсаторов в процессе эксплуатации является отношение концентраций CO_2/CO . Определено "критическое" значение отношения CO_2/CO , соответствующее предпробивному состоянию конденсаторов.

3. Предложена схема отбраковки конденсаторов как при заводских испытаниях, так и в эксплуатации по результатам хроматографического анализа газов, растворенных в масле.

Список литературы

1. Arakelyan V.G., Darian L.A., Lokhanin A.K. Diagnostics of High-Voltage impuls capacitors during the production on the basis of chromatographic analysis of gaseous insulation decomposition products//7-th International Symposium on High-Voltage Engineering. Dresden. 1991. Vol.2. P.337-339.

2. IEC 576 — Guide for the sampling of gases and of oil from oil-filled electrical equipment and for the analysis of free and dissolved gases.

3. Дарьян Л.А. Газообразование в изоляционных жидкостях при различных условиях развития частичных разрядов//Доклады 3-го Симпозиума "Электротехника, 2010 год". М., 1995. Т.2. С.150-153.



Дарьян Леонид Альбертович — ведущий научный сотрудник ВЭИ. В 1976 г. с отличием окончил электротехнический факультет Ереванского политехнического института. В 1989 г. защитил кандидатскую диссертацию в области физико-химической диагностики маслопропитанных конденсаторов.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Расчет дифференциального рассеяния обмоток трехфазных асинхронных машин серии RA

ПОПОВ В.И., доктор техн.наук, проф., чл.-кор. РАЕН

Волжский ГИПИ

Изложена методика расчетов проводимости дифференциального рассеяния обмоток трехфазных асинхронных машин с использованием многоугольников МДС, пригодная для всех видов $m=3$ -фазных обмоток: $2m=6$ - и $m=3$ -зонных, одно- и двухслойных при равно- и неравновитковых катушках.

Дифференциальное рассеяние обмоток $m=3$ -фазных асинхронных машин, характеризующее суммарное действие высших (и низших) гармонических магнитного поля в воздушном зазоре, сложным образом зависит от многих факторов, обусловленных: параметрами обмотки (число слоев и фазных зон, пазов на полюс и фазу, шаг катушек, обмоточный коэффициент), геометрией магнитопровода (воздушный зазор, зубцовое деление, открытие и скос пазов), демпфирующим действием короткозамкнутой обмотки ротора [1–6]. Оно составляет значительную часть общего рассеяния, достигающую 60–80% при трехфазных дробных обмотках с малыми числами пазов на полюс и фазу, поэтому дифференциальное рассеяние оказывает существенное влияние на энергетические и вибраакустические показатели асинхронных машин.

Теория дифференциального рассеяния асинхронных машин наиболее полно разработана в [1] применительно к обычным обмоткам с равновитковыми катушками при пренебрежении магнитным насыщением. Основные ее положения широко используются в расчетных методиках [2–6] при введении в них различных поправочных аппроксимированных коэффициентов. Методика [5] полностью построена на аппроксимации расчетных кривых, зависимостей и коэффициентов, характеризующих дифференциальное рассеяние $m=3$ -фазных, $2m=6$ -зональных равновитковых обмоток асинхронных двигателей.

В процессе создания и освоения на ОАО «ЯЭМЗ-ELDIN» новой серии RA асинхронных машин мощностью до 400 кВт (на высотах оси вращения 71–355 мм) разрабатывались и исследовались схемы трехфазных одно- и двухслойных обмоток [7–12], характеризуемых пониженным уровнем дифференциального рассе-

яния и отличающихся от традиционно применяемых выполнением однослойных обмоток с несплошными и симметричными фазными зонами, двухслойных с неравновитковыми катушками в группах. Применение таких обмоток в машинах серии RA вносит дополнительные факторы в задачу расчетов параметров дифференциального рассеяния, не учитываемые в применяемых на практике методиках [1–6]. Излагаемая ниже методика позволяет учитывать влияние на дифференциальное рассеяние отмеченных особенностей трехфазных одно- и двухслойных обмоток машин серии RA.

В современных асинхронных машинах мощностью до 400 кВт применяются преимущественно $m=3$ -фазные петлевые $2m=6$ -зональные катушечные обмотки из круглого обмоточного провода, превосходящие $m=3$ -зональные обмотки как степенью использования обмоточной меди, так и гармоническим составом создаваемой МДС. Вместе с тем, находят применение и $m=3$ -зональные полюсопереключаемые обмотки для многоскоростных асинхронных двигателей. Поэтому разработанная методика охватывает петлевые симметричные $m=3$ -фазные обмотки:

- $2m=6$ -зональные при числах пазов (z) на полюс (p) и фазу $q=z/6p=N/d$ целых ($d=1$) или дробных для отношений $2p/d$ – целых, d/m – нецелых (по условиям симметрии) с гармоническим составом МДС по ряду [4]

$$v = 2mk/d \pm 1 = 6k/d \pm 1; \quad (1)$$

- $m=3$ -зональные при целых числах $q=z/3p$ с гармоническим составом МДС

$$v = mk \pm 1 = 3k \pm 1, \quad (2)$$

где знаки (+) и (-) соответствуют прямо и обратно вращающимся гармоническим МДС при целых значениях $\pm k$, дающих положительный знак $v > 0$ порядков гармонических ($k = 0$ для

$v = +1$ основной гармонической), в том числе и для гармонических низших дробных порядков ($v < 1$) ряда (1), возникающих в дробных обмотках при знаменателе дробности $d \geq 4$ числа $q = z/6p = N/d$.

Все отмеченные электромагнитные параметры трехфазных обмоток любого вида, в том числе — однослойных с несплошными фазными зонами и двухслойных с неравновитковыми катушками групп, а также полный гармонический состав их МДС по рядам (1) или (2), комплексно влияющие на дифференциальное рассеяние, отражены в многоугольнике МДС обмотки. Поэтому в основу разработанной методики положен коэффициент дифференциального рассеяния σ_d , определяемый из многоугольника МДС независимо от размеров магнитопровода, геометрии пазов по соотношениям [7]

$$\sigma_d = (R_d/R)^2 - 1; R_d^2 = \left(\sum_1^N R_i^2 \right) / N; R = zK_{ob}/p\pi \quad (3)$$

при среднем квадрате радиусов R_i^2 для $i=1\dots N=qd$ пазовых точек одной повторяющейся части многоугольника, радиусе R окружности для основной гармонической МДС с обмоточным коэффициентом $K_{ob} = K_y K_p$ при относительном числе $N_{pl} = 2$ эффективных проводников паза, коэффициентах укорочения K_y и распределения K_p [6–7]

$$K_y = \sin(\alpha_{el} y_{pl}/2) = \sin(\pi y_{pl}/2\tau_{pl}); \quad (4)$$

$$K_p = \sin(q\alpha_{el}/2) q \sin(\alpha_{el}/2) \text{ для целых чисел } q; \quad (5)$$

$$K_p = 0,5/N \sin(30^\circ/N) \text{ для } 2m=6\text{-зонной дробной обмотки}, \quad (6)$$

где $\alpha_{el} = 2\pi p/z$ — электрический угол сдвига пазов сердечника при угле $\alpha_\phi = q\alpha_{el}$ фазной зоны, занимаемой q катушками катушечной группы; y_{pl} — шаг катушек по пазам при полюсном делении $\tau_{pl} = z/2p$.

По многоугольнику МДС определяются также коэффициенты $K'_b = f(\beta)$ и $K_b = (1+3K'_b)/4$, учитывающие влияние укорочения шага $\beta = y_{pl}/\tau_{pl}$ двухслойной обмотки на пазовое рассеяние [7]

$$K'_b = \left(\sum_1^N N_{ci}^2 \right) / 4qd, \quad (7)$$

а по K'_b (7) вычисляется значение $\beta = y_{pl,el}/3q$ для 2m=6-зонной неравновитковой обмотки —

$$\beta = (4K'_b - 1)/3 \text{ при } 2/3 \leq \beta \leq 1,0;$$

$$\beta = (4K'_b + 1)/6 \text{ при } 1/3 \leq \beta \leq 2/3, \quad (8)$$

где N_{ci} — длина i -й стороны многоугольника МДС при средней единичной МДС одного слоя паза и числе сторон $N=qd$ повторяющейся час-

ти многоугольника; $y_{pl,el} = 3q\beta$ — средний электрический шаг неравновитковой обмотки, характеризующий значение обмоточного коэффициента K_{ob} для основной гармонической МДС (ЭДС); при $\beta > 1$ вместо β используется значение $(2-\beta)$.

Построения многоугольников МДС $m=3$ -фазных обмоток для определения коэффициентов σ_d и K'_b по (3) и (7) выполняются достаточно просто по разверткам пазовых слоев обмотки с чередованиями их фазных зон в последовательности $A-Z-B-X-C-Y$ при использовании вспомогательной треугольной сетки, где зоны A, B, C и X, Y, Z относятся к начальным и конечным сторонам катушечных групп фаз.

Влияние на дифференциальное рассеяние факторов, обусловленных геометрией магнитопровода и пазов, демпфирующим действием короткозамкнутой обмотки ротора учитываются при расчетах по коэффициенту σ_d (3) отдельно с использованием основных положений методик [1–6].

Индуктивное сопротивление рассеяние x_1 обмотки (статора) асинхронной машины определяется в расчетной практике по суммарной удельной проводимости $\lambda_1 = \lambda_{pl} + \lambda_{dl} + \lambda_{ll}$ потока рассеяния статора при проводимостях пазового λ_{pl} , дифференциального λ_{dl} и лобового λ_{ll} рассеяний. Значения $\lambda_{pl}, \lambda_{dl}$ достаточно просто определяются по известным расчетным выражениям [1–6] при использовании для двухслойных неравновитковых обмоток значений β , $K'_b = f(\beta)$ и $K_b = (1+3K'_b)/4$ по (7),(8); для однослойных обмоток $K'_b = K_b = 1,0$.

Применительно к обычным m -фазным равновитковым обмоткам удельная проводимость λ_{dl} дифференциального рассеяния по [4] без учета магнитного насыщения и демпфирования определяется выражением

$$\lambda_{dl} = (mq_1 K_{ob}^2 \tau_1 / \pi^2 \delta K_\delta) \sigma_{dl}, \quad (9)$$

которое при полюсном делении $\tau_1 = \pi D_1/2p = t_1 z_1/2p$ и $z_1 = 2pmq_1$ для 2m-зонной обмотки, при введении дополнительных множителей K_{sh1} и K_{pp} , приводится в методиках [2,3] к виду

$$\lambda_{dl} = (m/\pi)^2 [t_1 (q_1 K_{ob})^2 / \delta K_\delta] \sigma_{dl} K_{sh1} K_{pp}, \quad (10)$$

где $(m/\pi)^2 \approx 0,9$; $t_1 = \pi D_1/z_1$ — зубцовое деление сердечника статора при внутреннем диаметре D_1 , воздушном зазоре δ , коэффициенте зазора (зубчатости) K_δ ; $K_{sh1} < 1$ — коэффициент, учитывающий (дополнительно к коэффициенту зазора K_δ) влияние открытия пазов статора, определяемый по эмпирическим выражениям в [2, 3]; $K_{pp} < 1$ — коэффициент, учитывающий демпфирующую действие токов, наводимых в корот-

козамкнутой клетке ротора высшими гармоническими полями обмотки статора, определяемый в зависимости от $q_1, z_2/p$ и скоса пазов по приводимым в [2,3] таблицам, а при фазном роторе $K_{p,p} = 1,0$.

Коэффициент σ_{d1} в (9), (10) имеет физическую трактовку коэффициента дифференциального рассеяния σ_d по (3), но определяется и приводится в [2,3] для $2m=6$ -зонных равновитковых обмоток со сплошными фазными зонами без использования многоугольника МДС, т.е. при учете конечного числа высших гармонических МДС ряда (1) и без учета низших дробных гармонических ($v < 1$):

$$\sigma_{d1} = \sum E_v/E_1 = \sum_{v \neq 1} (K_{obv}/v K_{ob})^2, \quad (11)$$

где $\sum E_v/E_1$ — отношение суммы ЭДС, наводимых высшими гармоническими полями статора, к ЭДС от основной ($v = 1$) гармонической того же поля; K_{obv} и K_{ob} — обмоточные коэффициенты для гармонических v -й и $v = 1$.

Отметим, что значения коэффициентов σ_{d1} по (11) для $m=3$ -зонных обмоток с гармоническим составом МДС по ряду (2) в расчетных методиках [1–6] не приводится и для них используются [2] значения σ_{d1} обмоток $2m=6$ -зонных с диаметральным шагом катушек $y_n = \tau_n$, что может приводить к погрешностям расчетов.

Так как значение $(q_1 K_{ob})^2$ в (10) для $2m=6$ -зонных обмоток при $q_1 = z_1/2pm$ и $R = z_1 K_{ob}/p\pi$ по (3) равно

$$(q_1 K_{ob})^2 = (\pi/2m)^2 (z_1 K_{ob}/p\pi)^2 = (\pi/2m)^2 R^2, \quad (12)$$

то выражение (10) с учетом (12) преобразуется к виду

$$\lambda_{d1} = K_{r1}(3R^2\sigma_{d1}K_{sh1})K_{p,p} \text{ при } K_{r1} = t_1/128K_\delta, \quad (13)$$

т.е. в сравнении с выражением $\lambda_{d1} = (t_1/128K_\delta)\xi_{01}$ по методикам [1, 6] (без учета демпфирования) коэффициент ξ_{01} связан с коэффициентом дифференциального рассеяния σ_{d1} по (3) и (11) соотношением

$$\xi_{01} = 3(z_1 K_{ob}/p\pi)^2 \sigma_{d1} K_{sh1}, \quad (14)$$

позволяющим вычислять λ_{d1} без использования специальных расчетных кривых для ξ_{01} по [1,6]. Окончательно выражение для удельной проводимости дифференциального рассеяния λ_d по (13), без коэффициента K_{sh1} и поправки по [4], записывается для $2m=6$ -зонной статора или фазного ротора в виде

$$\lambda_d = 3K_r(zK_{ob}/p\pi)^2 [\sigma_d - K_z(2p/z)^2], \quad (15)$$

где $K_r = t_1/128K_\delta$ — коэффициент геометрии сердечника; коэффициент K_z учитывает влияние на

дифференциальное рассеяние зубчатости и открытия пазов сердечника (дополнительно к коэффициенту зазора K_δ) и может представляться (при ширине открытия паза b_{sh}) аппроксимацией расчетных кривых по [4] в виде [7]

$$K_z = 1,8(\delta/t) + 0,313(b_{sh}/t)\lg(t/\delta). \quad (16)$$

Выражение (15) пригодно для расчетов проводимости дифференциального рассеяния $m=3$ -фазных, $2m=6$ -зонных обмоток статора и фазного ротора при катушках равноД и неравновитковых с использованием коэффициента σ_d по (3), получаемого из многоугольников МДС с учетом всего спектра гармонических рядов (1) и неравновитковости катушек, а также расчетного коэффициента K_z по (16), учитывающего влияние на дифференциальное рассеяние зубчатости и открытия пазов сердечников. Демпфирующее действие короткозамкнутой обмотки ротора учитывается введением в (15) коэффициента $K_{p,p}$ по таблицам [2,3].

Для $m=3$ -зонной обмотки при $q = z/3p$ вдвое большем значения $q = z/6p$ обмотки $2m=6$ -зонной множитель 3 в (15) удваивается. Для короткозамкнутой клетки ротора при z_2 равномерных пазах, обмоточном коэффициенте $K_{ob2} = 1,0$ и электрическом угле сдвига пазов $\alpha_{3L2} = 2\pi p/z_2$ значения σ_{d2} (3) из многоугольника МДС и λ_{d2} по (15) равны [4,7]:

$$\sigma_{d2} = [p\pi/z_2 \sin(\alpha_{3L2}/2)]^2 - 1;$$

$$\lambda_{d2} = 3K_{r2}[(z_2/p\pi)^2 [\sigma_{d2} - K_z(2p/z_2)^2]], \quad (17)$$

где $K_{r2} = t_2/128K_\delta$ — коэффициент геометрии ротора при зубцовом делении $t_2 = \pi(D_1 - 28)/z_2$ и открытии b_{sh2} пазов выражения для K_z по (16).

Трехфазные $2m=6$ -зонные двухслойные петлевые симметричные обмотки с неравновитковыми катушками при целых и дробных числах $q = z/6p$ пазов на полюс и фазу, разработанные для асинхронных машин серии RA [7–12], выполняются обычно концентрическими с числами витков катушек групп $(1+x)w_k, w_k, (1-x)w_k$ при $2w_k$ витках во всех пазах, а оптимальное значение $x = x_{opt}$ показателя $0 < x < 1$ неравновитковости катушек определяется по условию минимизации коэффициента дифференциального рассеяния σ_d (3) из решения уравнения [7,8]

$$d(\sigma_d)/dx = d(R_d/K_{ob})^2/dx = 0, \quad (18)$$

а для дробных ($q = N/d$) симметричных неравновитковых обмоток при $d \geq 4$ значение x может определяться по условию $K_{obv} = 0$ устранения из МДС (ЭДС) обмотки наиболее сильно выраженной низшей дробной гармонической порядка

$v = 1/(d/2)$ или $v = 1/d$ ряда (1) при четных и нечетных d .

При концентрических неравновитковых катушках с шагами y_{pi} , относительными числами витков $w_{ki*} = w_{ki}/w_k$ (при $2w_{ki*} = 2$ витках паза) и $K_{yi} = \sin(\pi y_{pi}/6q)$ значения $K_{ob} = \phi(x)$ и шага $y_{pi,cr} = f(x)$, характеризующего размеры катушек и массу обмоточного провода, равны:

$$K_{ob} = \sum_1^N (K_{yi} w_{ki*})/N; \quad y_{pi,cr} = \sum_1^N (y_{pi} w_{ki*})/N. \quad (19)$$

Значения коэффициентов $\sigma_{d\%}$ (3) по многоугольникам МДС для $2m=6$ -зонных обмоток с $q = z/6p$ целыми и дробными при числах пазов (для статоров серии RA) $z=24, 36, 48, 54, 60, 72$ показаны в табл.1, где виды обмоток имеют обозначения: ОКВ, ОЦН и ОЦУ — однослойные концентрическая вразвалку, цепная неукороченная и цепная укороченная; ДСР и ДСН — двухслойные равно- и неравновитковая.

Из табл.1 видны пониженные значения $\sigma_{d\%}$ для однослойных обмоток с несплошными и симметричными фазными зонами (ОКВ при $q=5$, ОЦУ при $q=6, 8$) и для двухслойных неравновитковых ДСН по [7–12] при $x = x_{opt}$ по (18); значения $\sigma_{d\%}$ (табл.1) для обмоток ОКВ, ОЦН, ДСР с целыми q практически совпадают со значениями $\sigma_{d\%}$ (11) по [2,3].

Покажем расчеты по (3)–(8) и (15)–(19) некоторых новых схем одно- и двухслойных трехфазных обмоток АД серии RA [7–12], а также полюсопереключаемой в отношении 2:1, показанных на рис.1–3 развертками их пазовых слоев и многоугольниками МДС, построенными по вспомогательной треугольной сетке.

1. Для $m=3$ -фазной, $2m=6$ -зонной однослойной цепной укороченной обмотки (ОЦУ) при $z=36, 2p=2, q=6, y_{pi} = 15$, имеющей несплошные, симметричные фазные зоны по рис.1,*a* и многоугольник МДС по рис.1,*b* (наружный, при стороне сетки в две единицы длины): по (4) и (5) $K_y = \sin(\pi y_{pi}/6q) = 0,9659, K_p = 0,5/3\sin(10^\circ) = 0,9598$ и $K_{ob} = 0,9271$; из многоугольника МДС по рис.1,*b* для пазовых точек $i=1\text{--}6$ по теореме косинусов $R_d^2 = \sum R_i^2/q = 680/6$, тогда по (3) $R = 36 \cdot 0,9271/\pi$ и $\sigma_{d\%} = 0,415$ при $\beta = y_{pi}/3q_1 = 5/6$ и $K'_b = K_b = 1$. Для такой обмотки, выполняемой концентрической вразвалку (ОКВ) со средним шагом катушек $y_{pi,cr} = 15$ ($y_{pi} = 17, 15, 13$) и имеющей сплошные фазные зоны: $K_{ob} = (\sum K_{yi})/3 = 0,9561$ и по ее шестиугольнику МДС $R_d^2 = 724/6$ и $\sigma_{d\%} = 0,525$ (табл.1) при $\beta = 1,0$, т.е. для ОЦУ обмотки $\sigma_{d\%}$ снижается в $0,525/0,415 = 1,27$ раза, поэтому она эффективнее обмотки ОКВ. Расчеты по (15), (16) для

Таблица 1

q	2p	z=6pq	Однослойные				Двухслойные			
			y_{pi}	K_{ob}	$\delta_{d\%}$	Вид	y_{pi}	x_{opt}	K_{ob}	$\delta_{d\%}$
1	≥ 12	≥ 36	3	1,0	9,66	ОЦН	—	—	—	—
1,2	10p'	36p'	—	—	—	—	3	0,25	0,9308	7,13
1,25	4p'	15p'	—	—	—	—	3	0,43	0,9277	6,28
1,5	≥ 2	9p	—	—	—	—	3	0,65	0,9053	4,18
1,6	10	48	—	—	—	—	4	0,28	0,9299	4,07
1,8	10	54	—	—	—	—	4	0,33	0,8875	3,67
2	≥ 2	12p	5	0,9659	2,85	ОЦН	5	—	0,9330	2,36
2,25	4p'	27p'	—	—	—	—	5	0,42	0,8933	2,00
2,4	10	72	—	—	—	—	6	0,29	0,9311	1,84
2,5	≥ 2	15p	—	—	—	—	6	—	0,9099	1,73
3	≥ 2	18p	9; 7	0,9598	1,41	ОКВ	6	0,61	0,9007	1,01
4	≥ 2	24p	11; 9	0,9577	0,88	ОКВ	8	0,46	0,8884	0,60
4,5	4	54	—	—	—	—	10	—	0,8773	0,66
5	4	60	15	0,9567	0,643	ОЦН	12	—	0,9099	0,40
5	4	60	11,8	0,9149	0,617	ОКВ	—	—	—	—
6	≥ 2	36p	15	0,9561	0,525	ОКВ	15	—	0,9236	0,285
6	≥ 2	36p	15	0,9271	0,415	ОЦУ	—	—	—	—
8	2	48	20	0,9556	0,387	ОКВ	20	—	0,9231	0,165
8	2	48	19	0,9068	0,282	ОЦУ	—	—	—	—

Примечания: значения $p' = 1, 2, 3, \dots$; ОКВ обмотки имеют шаги катушек: для $q = 5$ — $y_{pi} = 15, 13, 9$ при $y_{pi,cr} = [15+2(13+9)]/5 = 11,8$; для $q = 6$ — $y_{pi} = 23, 21, 19, 17$.

ОЦУ и ОКВ обмоток машины типа RA132B2 сведены в табл.2, откуда видно снижение λ_d ОЦУ обмотки в $1,95/1,39 = 1,4$ раза.

2. Для $m=3$ -фазной, $2m=6$ -зонной двухслойной неравновитковой обмотки (ДСН) при $z=36$, $2p=4$, $q=3$, шагах концентрических катушек $y_{pi} = 8, 6, 4$ с числами витков $(1+x)w_k$, w_k , $(1-x)w_k$, $2w_k$ витках паза (рис.1, δ), по многоугольнику МДС (рис.1, ϵ) (внутреннему, при стороне сетки в две единицы длины) и (3) – (8), (18), (19) определяются [12]:

$$K_{06} = 0,8312 + x 0,1140; R_{\pi}^2 = (69 + 18x + 2x^2)/3 \quad (20)$$

и $x_{\text{опт}} = 0,61;$

$$\beta = (6+2x^2)/9; y_{\text{п.эл}} = 3q\beta = 6+2x^2; y_{\text{п.ср}} = 6+4x/3. \quad (21)$$

Расчеты по (15), (16) такой обмотки равнотолщинной (при $x = 0$) и неравновитковой (при $x = x_{\text{опт}}$) машины типа RA132M4 сведены в табл.2 и показывают снижение λ_d неравновитковой обмотки в $1,38/1,07=1,29$ раза. Ее средний шаг $y_{\text{п.ср}} = 6+4x/3$ при оптимальном значении $x = x_{\text{опт}} = 0,61$ равен $y_{\text{п.ср}} = 6,81$, что меньше шага $y_{\text{п}} = 7$ равновитковой обмотки при $q=3$ с $K_{\text{об}} = 0,9019$ и $\sigma_{d\%} = 1,11$.

3. Для $m=3$ -фазной, $2m=6$ -зонной двухслойной дробной неравновитковой обмотки (ДСНдр) при $\zeta=60$, $2p=16$, $q=5/4=1,25$ ($N=5$,

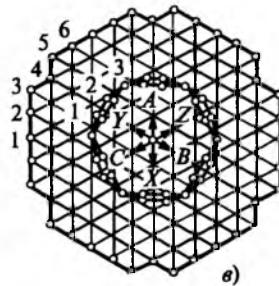
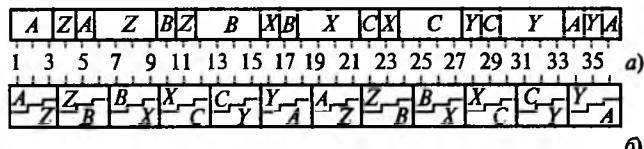


Рис.1. Развёртки пазовых слоев (*a*,*b*) и многоугольники МДС (*c*) $m=3$ -фазных, $2m=6$ -зонных обмоток при $z=36$:

a — однослойная цепная укороченная (ОЦУ) для $2p=2$, $q=6$, $y_p = 15$; *b* — двухслойная неравновитковая (ДСН) для $2p=4$, $q=3$, $y_{pi} = 8, 6, 4$

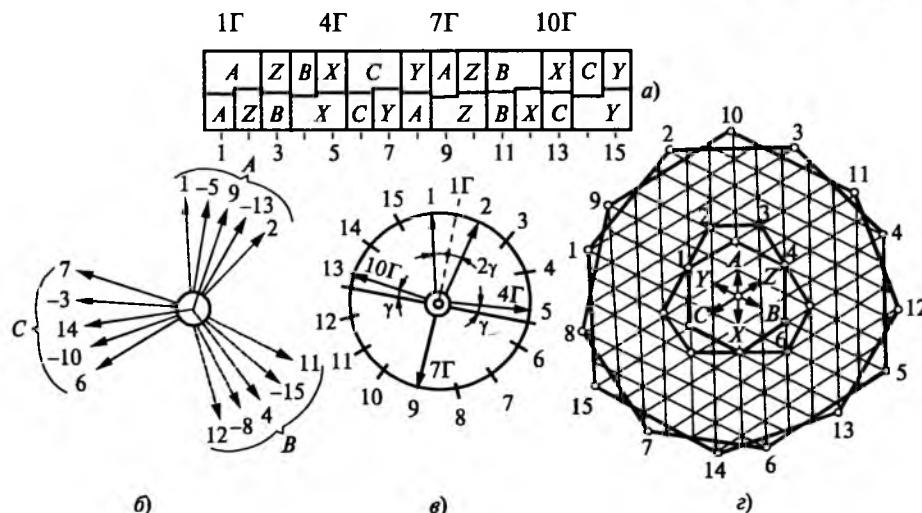


Рис.2. Развёртка пазовых слоев (а) и многоугольники МДС (г) $m=3$ -фазной, $2m=6$ -зонной двухслойной дробной неравновитковой обмотки (ДСНДр) при $\zeta=15$ для $2p=4$, $q=1,25$, $y_{pi}=4, 2$ и $y_p=3$; звезды пазовых ЭДС для полюсности $p=2$ (б) и $p_v=1$ фазы $A-X$ (в)

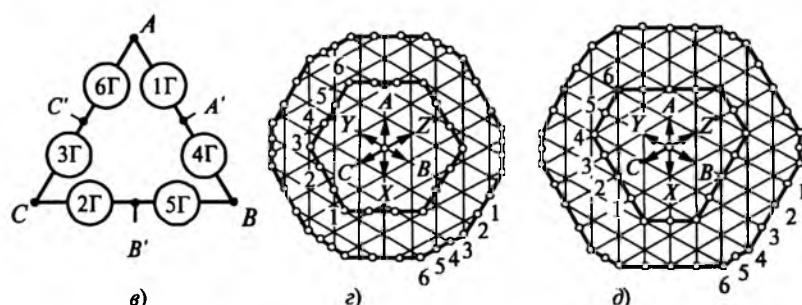
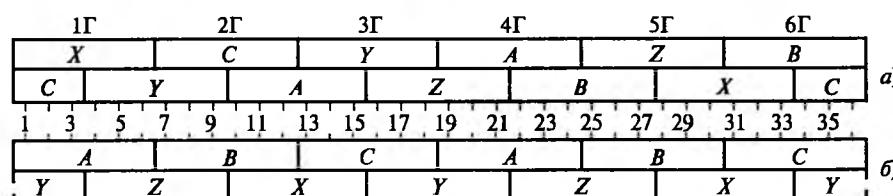


Рис.3. Развёртки пазовых слов $m=3$ -фазной, $4/2$ -полюсной НПО при $\zeta=36$, $q=6$, $y_p=9$ для $2p_2=2$ (а), $2p_1=4$ (б) и схема соединений фаз (в); многоугольники МДС при шагах катушек $y_p=9$ (г), $y_p=10$ (д) для полюсностей $2p_2=2$ (наружные) и $2p_1=4$ (внутренние)

$d=4$), шагах катушек $y_{\text{пп}} = 4, 2, y_{\text{пп}} = 3$ для групп двух- и однокатушечных, группировке 2 1 1 1 развертка пазовых слоев показана на рис.2,*a* (для $z/4=15$ пазов, $2p=4$ полюсов, $6p=12$ катушечных групп $1\Gamma \dots 12\Gamma$) с числами витков $(1-x)w_k$ внутренней катушки групп $1\Gamma+(4k)\Gamma$, $(1+x)w_k$ катушки групп $3\Gamma+(4k)\Gamma$ и w_k всех остальных катушек групп; многоугольники МДС построены на рис.2,*г*: внутренний — для $x=0$ при стороне сетки в две единицы длины; наружный — для $x=0,4$, где числам витков катушек $(1+x)w_k$; w_k ; $(1-x)w_k$ соответствуют 3, 5; 2,5; 1,5 стороны сетки, откуда по (3), (7), (8) и (19) определяются:

$$R_d^2 = (26 - 2x + 5x^2)/5; \beta = (12 + 2x^2)/15;$$

$$y_{\text{пп},\text{эл}} = 3 + x^2/2; y_{\text{пп},\text{ср}} = 3 + x/5. \quad (22)$$

Обмоточные коэффициенты обмотки рис.2,*a* для гармонических $v = 1$ и $v = 1/2$ по (1) при $d=4$ по ЭДС групп $1\Gamma, 4\Gamma, 7\Gamma, 10\Gamma$ фазы при $2w_k = 2$ витках паза с учетом сдвигов их осей по звездам пазовых ЭДС рис.2,*б, в* при углах $\alpha_{\text{эл}} = 2\alpha_{\text{пп}} = 360^\circ/2/15 = 48^\circ$ и $2\gamma = \alpha_{\text{пп}}/2 = 12^\circ$

$$K_{06} = [E_{1\Gamma} + E_{7\Gamma} + 2E_{4\Gamma}\cos(\alpha_{\text{пп}}/2)]/N = 0,9099 + x0,0416; \quad (23)$$

$$\begin{aligned} K_{06v} &= [E_{1\Gamma v} - E_{7\Gamma v} - 2E_{4\Gamma v}\cos(90^\circ - \gamma)]/N = \\ &= 0,08784 - x0,1989, \end{aligned} \quad (24)$$

откуда из условия $K_{06v} = 0$ полного устранения из ЭДС (МДС) гармонической $v = 1/2$ определяется значение $x' = 0,44$; по R_d^2 из (22) и K_{06} из (23) по уравнению (18) находится $x_{\text{опт}} = 0,43$. Обмотка (рис.2,*a*) по (22), (23) имеет параметры: при $x=0$ $K_{06}=0,9099$ и $\sigma_{d\%} = 10,21$; при $x=x_{\text{опт}}=0,43$ $K_{06}=0,9277$, $\sigma_{d\%,\text{min}} = 6,28$ и $y_{\text{пп},\text{ср}}=3,086$, т.е. при незначительном повышении шага $\sigma_{d\%}$ неравновитковой обмотки значительно снижается ($10,21/6,28 = 1,63$ раза).

Расчеты по (15), (16) обмотки (рис.2,*a*) равно- (при $x=0$) и неравновитковой (при $x=x_{\text{опт}}$) машины типа RA250 (табл.2) показывают снижение λ_d ДСНДр обмотки в $1,43/0,82=1,74$ раза.

4. В $m=3$ -фазных петлевых двухслойных полюсопереключаемых обмотках (ППО) в отношении $2p_1:2p_2=2:1$ [2] каждая фаза разделяется на две одинаковые части и переключение числа полюсов при шести выводных концах осуществляется изменением направления тока в одной из частей (рис.3,*в*). Числа катушечных групп $N_{\text{к.г.}} = 6p_2$ и катушек в группе $q=z/6p_2$ соответствуют меньшей полюсности $2p_2$, а шаг катушек $y_{\text{пп}} \approx \tau_{\text{пп},\text{р1}}$ — полюсному делению $\tau_{\text{пп},\text{р1}} = z/2p_1$ большей полюсности $2p_1$, поэтому такие ППО, выполняемые с целыми числами

$q=z/6p_2$, получаются $2m=6$ -зонными для полюсности $2p_2$ и $m=3$ -зонными для $2p_1 = 4p_2$.

ППО при 4/2-полюсах, $z=36$ пазах по схеме Δ/YY (рис.3,*в*) выполняется из $N_{\text{к.г.}} = 6$ групп ($1\Gamma \dots 6\Gamma$) и содержит по $q = z/6p_2 = 6$ катушек в группе с шагом $y_{\text{пп}} = 1,5q = 9$. Ее соединение в треугольник с выводами A, B, C соответствует $m=3$ -зонной полюсности $2p_1 = 4$ при последовательно-согласном включении групп фазы (например, 1Γ и 4Γ) с чередованиями фазных зон в последовательности $A-B-C$ в верхнем и $X-Y-Z$ в нижнем слоях (рис.3,*в*); соединение в двойную звезду с выводами A', B', C' (при замкнутых A, B, C) соответствует $2m=6$ -зонной полюсности $2p_2 = 2$ при параллельно-встречном включении тех же групп фазы (-1Γ и 4Γ) с чередованиями их фазных зон по рис.3,*а* в последовательности $A-Z-B-X-C-Y$ (начиная с группы 4Γ). При ее обмоточных коэффициентах $K_{062}=0,6761$ (для $2p_2=2$), $K_{064}=0,8312$ (для $2p_1=4$), по многоугольникам МДС рис.3,*г* и (3) при стороне сетки в две единицы длины: $R_{d2}^2 = 181/3$, $R_2 = 36 \cdot 0,6761/\pi$ и $\sigma_{d2\%} = 0,525$; $R_{d4}^2 = 23,0$, $R_4 = 36 \cdot 0,8312/2\pi$ и $\sigma_{d4\%} = 1,41$, т.е. при шаге $y_{\text{пп}} = 1,5q$ значения $\sigma_{d2\%}$, $\sigma_{d4\%}$ ППО полностью соответствуют $2m=6$ -зонным раздельным однослойным обмоткам; расчеты по (15), (16) такой ППО машины RA132S4/2 сведены в табл.2.

Шагу катушек $y_{\text{пп}} = 1,5q+1=10$ при $K_{062} = 0,7325$ и $K_{064} = 0,8186$ соответствуют многоугольники МДС рис.3,*д*, откуда: $R_{d2}^2 = 425/6$ и $\sigma_{d2\%} = 0,535$; $R_{d4}^2 = 22,5$ и $\sigma_{d4\%} = 2,28$, т.е. $\sigma_{d4\%}$ возрастает в $2,28/1,41=1,62$ раза по причине несимметричной деформации 6-угольника МДС (внутреннего по рис.3,*д*) из-за появления четных гармонических по ряду (2) в $2p_1=4$ -полюсном поле, что может существенно ухудшать показатели асинхронного двигателя. Поэтому трехфазные ППО 4/2-полюсные при $z=36$ пазах, а также 8/4-полюсные при $z=72$ пазах не рекомендуется выполнять с шагом катушек $y_{\text{пп}}=10$.

Выводы

1. Дифференциальное рассеяние обмоток $m=3$ -фазных асинхронных машин, сложным образом зависящее от параметров обмотки и геометрии магнитопровода, может определяться для любых одно- и двухслойных, $m=3$ - и $2m=6$ -зональных обмоток по их многоугольникам МДС, отражающим в себе в наиболее полной мере все электромагнитные параметры обмоток и гармонический состав их МДС.

Таблица 2

Параметры	2p=2, z=36		2p=4, z=36		2p=16, z=60		ППО, z=36	
	OKB	OЦУ	x=0	x=x _{опт}	x=0	x=x _{опт}	2p ₁ =4	2p ₂ =2
q=z/6p	6		3		1,25		6	
$\tau_n = z/2p$	18		9		3,75		9	18
y_n	—	15	8;6;4		4;2 и 3		9	—
$y_{n,cr}$	15	—	6+4x/3		3+x/5		—	—
K_y (4)	0,9561	0,9659	—		0,9511	—	1,0	0,7071
K_p (5)	1,0	0,9598	1,0		—	—	0,8312	0,9561
K_p (6)	—	—	—		0,9567	—	—	—
K_{o6} (19)	0,9561	0,9271	0,8312+x0,1140		0,9099+x0,0416		0,8312	0,6761
β (8)	1,0	5/6	(6+2x ²)/9		(12+2x ²)/15		1,0	0,5
K'_b (7)	1,0	1,0	(9+2x ²)/12		(17+2x ²)/20		0,750	0,5
K_b (7)	1,0	1,0	(13+2x ²)/16		(71+2x ²)/80		0,8125	0,6250
R_d^2 (3)	724/6	680/6	(69+18x+2x ²)/3		(26-2x+5x ²)/5		23,0	181/3
100 σ_d (3)	0,525	0,415	1,41	1,01	10,21	6,28	1,41	0,525
x_{opt} (18)	—	—	—	0,61	—	0,43	—	—
Тип АД	RA132B2		RA132M4		RA250		RA132S4/2	
D_1 ,	117		129		240		117	
l_1 ,	130		145		250		130	
t_1 ,	10,21		11,26		12,57		10,21	
δ ,	0,6		0,45		0,8		0,6	
b_w ,	3,2		3,2		3,2		3,2	
K_z (16)	0,2265		0,1963		0,2099		0,2265	
K_δ [3]	1,1930		1,2003		1,1276		0,1930	
$K_r=t/12\delta K_\delta$	1,1886		1,7372		1,1612		1,1886	
λ_d (15)	1,95	1,39	1,38	1,07	1,43	0,82	1,82	0,97

2. В основу разработанной методики расчетов положен коэффициент дифференциального рассеяния σ_d , определяемый по многоугольнику МДС $m=3$ -фазной обмотки, независимо от размеров магнитопровода и геометрии пазов, с учетом ширины фазной зоны однослойных обмоток и неравновитковости катушек двухслойных обмоток при оптимизации их параметров по условию минимизации коэффициента σ_d .

3. Приведенные примеры расчетов показывают возможности исследования по разработанной методике трехфазных обмоток различных видов: однослойных с несплошными фазными зонами, двухслойных с неравновитковыми катушками при целых и дробных числах пазов на полюс и фазу, двухслойных полюсопереключаемых и др.

Список литературы

- Сорокер Т.Г. Многофазный асинхронный двигатель и преобразователь частоты: Поверочный расчет// Тр.ВНИИЭМ. М., 1959.
- Сергеев П.С., Виноградов Н.В., Горянин Ф.А. Проектирование электрических машин. М.: Энергия, 1970.
- Гурин Я.С., Кузнецов Б.И. Проектирование серий электрических машин. М.: Энергия, 1978.
- Вольдек А.И. Электрические машины: Учебник для вузов. Л.: Энергия, 1978.
- Нащинская В.Г. К расчету сопротивления дифференциального рассеяния в трехфазных асинхронных двигателях//Электротехника. 1990. № 3. С.16—19.
- Проектирование электрических машин./Под ред. И.П.Копылова. М.: Энергоатомиздат, 1993.
- Попов В.И., Петров Ю.Н. Трехфазные, специальные и совмещенные обмотки электрических машин переменного тока: Основы теории и расчетов. Н.Новгород: Изд-во ВИПИ, 1995.
- Попов В.И. Оптимизация электромагнитных параметров трехфазных дробных обмоток//Электричество. 1996. № 10. С. 28—34.

9. Попов В.И., Макаров Л.Н., Ахунов Т.А. Усовершенствованные и новые схемы трехфазных обмоток для асинхронных машин новой серии RA//Электротехника. 1996. № 2. С.10—14.

10. Попов В.И. Эффективность трехфазных двухслойных дробных $q=b+0,5$ электромашинных обмоток с неравновитковыми катушками//Электротехника. 1998. № 4. С. 6—11.

11. Попов В.И., Ахунов Т.А., Макаров Л.Н. Современные асинхронные электрические машины: Новая Российская серия RA. М.: Изд-во «ЗНАК», 1999.

12. Попов В.И. Электромагнитные расчеты и оптимизация параметров трехфазных обмоток асинхронных машин новой серии RA//Электротехника. 1999. № 9. С.10—15.



Попов Виктор Иванович — руководитель НИЛ электромеханики Волжского государственного инженерно-педагогического института (ВГИПИ, Н.Новгород), научный консультант ОАО «ЯЭМЗ-ELDIN». Окончил электротехнический факультет Ереванского политехнического института в 1962 г. Докторскую диссертацию защитил в 1986 г. в МЭИ по электромашинным совмещенным преобразователям энергии. Профессор, член-кор. РАЭН.

ТРАНСФОРМАТОРЫ

Об организации периодической поверки измерительных трансформаторов

ЯРОСЛАВСКИЙ В.Н., начальник отдела ВНИИМС, ГАМАЗОВ Ю.А., начальник отдела УНИИМ

В соответствии с законами РФ «Об обеспечении единства измерений», «Об энергосбережении», рядом других нормативных документов средства измерений, используемые для коммерческого учета электрической энергии, подлежат обязательному государственному контролю и надзору. В связи с этим, применяемые в составе узлов учета измерительные трансформаторы тока и напряжения различных классов напряжений и классов точности должны подвергаться как первичной, так и периодической поверке. В действительности эти средства измерений из-за большой трудоемкости поверочных работ подвергаются только первичной поверке при выпуске из производства. Периодической поверке эпизодически подвергаются только малогабаритные низковольтные измерительные трансформаторы, которые можно демонтировать и поверить в лабораторных условиях.

К сожалению, это исторически устоявшаяся практика, которая складывалась следующим образом.

До 1977 г., в соответствии с Приложением к ГОСТ 8.002, измерительные трансформаторы, используемые для учета электроэнергии и защиты, подлежали периодической поверке с интервалом 4 года. В тот период всякий раз энергетиками мотивировалась нецелесообразность проведения периодической поверки высоковольтных измерительных трансформаторов из-за относительно низкой стоимости электро-

энергии и больших трудозатрат, связанных с выполнением периодической поверки. В 1977 г. по инициативе Минэнерго СССР в «Номенклатурный перечень подлежащих обязательной государственной поверке рабочих средств измерений, предназначенных и применяемых для целей учета, взаимных расчетов и торговли, обеспечения техники безопасности, охраны окружающей среды и здоровья населения» (Утвержден Госстандартом СССР 11 марта 1975 г.) были внесены изменения, устанавливающие, что ... «Трансформаторы измерительные, применяемые в схемах промышленного учета электроэнергии (кроме высоковольтных), подлежат периодической поверке 1 раз в 8 лет при применении для учетных операций и для взаимных расчетов», а «Трансформаторы измерительные, применяемые в схемах промышленного учета электроэнергии высоковольтные подлежат первичной поверке... только ... при выпуске из производства и из ремонта».

Действительно, до конца 80-х годов доля электроэнергии в себестоимости промышленной продукции составляла несколько процентов и не превышала 16—28% даже в энергоемких производствах, таких как электролиз алюминия. При этом объемы электроэнергии, относимые к потерям, составляли 9—14%. Все это не создавало экономической заинтересованности в повышении точности и достоверности

Год	Трансформаторы	110 кВ			220 кВ			400 кВ			Всего		
		G*, шт.	A*, шт.	%	G, шт.	A, шт.	%	G, шт.	A, шт.	%	G, шт.	A, шт.	%
1986	Тока	-	-	-	-	-	-	3	-	-	3	-	-
	Напряжения	7	-	-	-	-	-	3	3	100,0	10	3	30,0
	Всего	7	-	-	-	-	-	6	3	50,0	13	3	23,1
1987	Тока	17	-	-	-	-	-	9	-	-	26	-	-
	Напряжения	16	-	-	-	-	-	9	2	22,2	25	2	8,0
	Всего	33	-	-	-	-	-	18	2	11,1	51	2	3,9
1988	Тока	54	3	5,6	6	3	50	21	1	4,8	85	7	8,2
	Напряжения	44	4	9,1	6	-	-	21	18	85,7	71	22	31,0
	Всего	98	7	7,1	12	3	25	42	19	45,2	156	29	18,6

* G — число испытанных измерительных трансформаторов; A — число забракованных измерительных трансформаторов.

учета. К настоящему времени доля энергетической составляющей в себестоимости продукции резко увеличилась. Так, в машиностроительной отрасли она возросла до 20% и более, а в энергоемких отраслях — до 60%. Увеличились до 25—30% и объемы электроэнергии, относимые энергетиками к «экономическим» потерям, что заставляет их сегодня заниматься «прозрачностью потерь». Подобные проблемы, связанные с достоверностью учета электроэнергии и эффективностью электропотребления, сегодня носят экономический характер и стоят не только перед производителями и поставщиками электроэнергии, но и перед ее потребителями.

Измерительные трансформаторы тока и напряжения являются первичными масштабными измерительными преобразователями и вносят существенный вклад в погрешность учета электроэнергии. При этом их метрологические характеристики имеют ярко выраженную зависимость от параметров нагрузки, которой является и счетчик. Как показывает практика, во многих случаях, нагрузки трансформаторов напряжения превышают максимально допустимые значения, что приводит к существенному недоучету электроэнергии. Снижение объемов потребления, обусловленное, например, спадом

производства, также приводит к недоучету электроэнергии, поскольку в этом случае измерительные трансформаторы тока и счетчики работают в области малых токов, где погрешности трансформаторов тока отрицательны и весьма значительны, а счетчики зачастую работают вне зоны своей чувствительности.

Часто высказывается мнение, что характеристики трансформаторов достаточно стабильны во времени и поэтому их периодическая поверка нецелесообразна. Достаточно, дескать, привести в норму нагрузки вторичных цепей трансформаторов, и проблема будет решена. Ошибочность данной позиции была доказана неоднократно.

В качестве примера рассмотрим результаты калибровок измерительных трансформаторов, проводившихся с помощью передвижных поверочных лабораторий (ППЛ) в энергосистемах Словакии с октября 1986 по декабрь 1988 г. [1]. В таблице приведены данные, показывающие общее число испытанных трансформаторов в каждом году, число трансформаторов, характеристики которых выбраны из заданного класса точности, и доля забракованных трансформаторов от общего числа обследованных.

Как видно из приведенных данных, общее

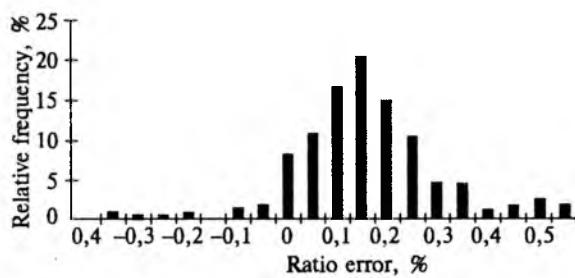


Рис.1. Гистограмма распределения погрешностей трансформаторов класса точности 0,2

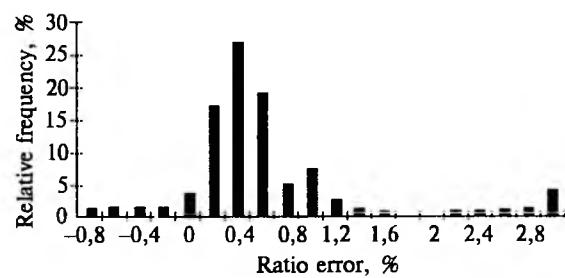


Рис.2. Гистограмма распределения погрешностей трансформаторов классов точности 0,5/0,6

число трансформаторов напряжения, погрешность которых не соответствует заявленному классу точности, достигает 30–31%, а по отдельным классам напряжений эта часть может быть и значительно выше. Доля забракованных трансформаторов тока меньше, но и она достаточно велика.

Характеристики емкостных трансформаторов напряжения, в основном производства фирмы АВВ, были исследованы в Швеции [2] в период с 1990 по 1993 гг. В общей сложности было проверено 549 трансформаторов классов напряжения от 130 до 400 кВ и классов точности от 0,2 до 0,6. Некоторые результаты этой работы приведены на рис.1 и 2, где представлены гистограммы распределения погрешностей трансформаторов по напряжению.

Легко видеть, что погрешность примерно 27% трансформаторов классов точности 0,5/0,6 и 34% трансформаторов класса 0,2 оказалась выше установленных пределов, причем для значительной их части — в несколько раз.

Аналогичные результаты были получены при калибровке емкостных трансформаторов напряжения в США [3]. Так, из 39 трансформаторов класса точности 0,3, прокалиброванных при номинальной нагрузке, примерно половина оказалась не соответствующей приписанному классу точности.

Характерно, что в большинстве случаев погрешности трансформаторов приводят к недочету электроэнергии, поэтому основной ущерб от этого несут ее производители и поставщики, а также государство из-за уменьшения налоговых сборов. Например, в сентябре 1995 г. Экономический комитет по программам развития Уральского региона представил в Минтопэнерго РФ результаты многолетних исследований фактической точности учета электроэнергии на энергетических объектах Урала, в которых показано, что наведение порядка (в основном — с измерительными трансформаторами) только по ЛЭП 500 кВ на границах Уральского региона принесет эффект в 2 триллиона неденоминированных руб.

Таким образом, техническая целесообразность проведения периодической поверки измерительных трансформаторов представляется совершенно очевидной. Отсутствие фактических данных об их погрешностях лишает всякого смысла усилия, направленные на повышение точности учета электроэнергии, например, при замене счетчиков электроэнергии более точными при внедрении автоматизированных систем

коммерческого учета электроэнергии (АСКУЭ) и т.п.

Как показывает наш небольшой непосредственный опыт, а также опыт развитых зарубежных стран из-за больших габаритов и массы измерительных трансформаторов, отсутствия резервного парка их доставка в стационарные поверочные лаборатории представляется проблематичной, а для классов напряжения 110 кВ и выше — практически нереализуемой. Поэтому одним из путей решения проблемы (а для классов напряжения 110 кВ и выше — единственным возможным путем) представляется создание ППЛ. Такой подход был реализован еще в 80-е годы канадской фирмой «Гидлайн инструментс», а в настоящее время и признанным мировым лидером рынка эталонного оборудования — фирмой «Теттекс» (Швейцария). Стоимость выпускаемых ею ППЛ для поверки трансформаторов напряжения до 10 кВ и трансформаторов тока до 2 кА составляет порядка 400 тыс. дол. США, причем с ростом класса напряжения стоимость ППЛ резко возрастает. Несмотря на столь высокую цену, объем выпуска фирмой высоковольтных ППЛ в последние годы возрастает.

Такой подход совпадает с выводами по результатам разработки и эксплуатации опытного образца ППЛ на напряжение до 330 кВ, который был создан специалистами НПО «ИСАРИ», УНИИМ и ВНИИМС в середине 80-х годов. Опытный образец ППЛ 330/100 эксплуатировался в течение двух летних сезонов. К сожалению, в силу изложенных экономических и организационных причин ППЛ не нашла широкого применения и была разукомплектована. По имеющейся информации, аналогичная ППЛ создана и активно эксплуатируется в «Грузэнерго». В тот же период в Украинском ЦСМ была разработана высоковольтная ППЛ на напряжение до 10 кВ. Ряд попыток создания ППЛ был предпринят в начале—середине 90-х годов, однако ни одна из них, насколько известно, не завершена из-за отсутствия финансирования, неясных перспектив применения и сбыта, организационных проблем, связанных с проведением работ на действующих энергообъектах.

Для трансформаторов до 10 (35) кВ возможна организация поверки и в стационарных лабораториях. Учитывая большое количество трансформаторов (в крупных энергосистемах — сотни тысяч) и невозможность в короткие сроки оснастить все регионы России требуемым количеством ППЛ, следует, вероятно, парал-

лько с созданием ППЛ организовывать и такой способ поверки трансформаторов. Опыт в этом направлении уже имеется, например, в Ставропольском ЦСМ. Впоследствии, после приобретения соответствующего опыта и отработки технологий применения ППЛ оборудование стационарных лабораторий может быть использовано и в составе ППЛ. Необходимо, кроме того, создание в энергосистемах обменного фонда трансформаторов для замены представляемых в поверку.

Поверочное оборудование, использовавшееся для поверки трансформаторов тока и напряжения, выпускалось, в основном, заводом «Точэлектроприбор» (г.Киев), который в настоящее время прекратил его выпуск из-за отсутствия спроса. Тем самым, возник порочный круг: трансформаторы не поверяются из-за отсутствия необходимого оборудования, а оборудование не выпускается из-за отсутствия спроса на него.

Таким образом, развертыванию работ по организации поверки трансформаторов тока и напряжения в любом случае должны предшествовать работы по подготовке к серийному выпуску необходимого поверочного стационарного и мобильного оборудования. Понятно, что сегодня, в зарождающихся рыночных условиях организовать серийный выпуск такого оборудования с помощью директивы невозможно. Необходимо сформировать спрос и необходимые для организации производства предпосылки.

Опыт организации производства поверочного оборудования на Украине (УкрЦСМ, ГНПП «Спецавтоматика») и в Грузии (НПО «ИСАРИ»), а также у нас в стране в Екатеринбурге, где с помощью специалистов УНИИМ на конверсионных и специализированных предприятиях организовано тиражирование комплектов средств поверки измерительных трансформаторов тока, позволяет не без оснований утверждать, что задача организации серийного производства комплектов средств поверки как для стационарных условий, так и для комплектования и выпуска собственно высоковольтных ППЛ будет успешно решена при наличии спроса на это метрологическое оборудование.

Например, при поддержке АО «Свердловэнерго» в Екатеринбурге Научно-внедренческий комплекс УНИИМ, ЗАО «Метрология и техника энергетики» и АОЗТ «Свердловский завод измерительных трансформаторов тока» приступили к изготовлению опытного образца ППЛ на 35 кВ.

Во ВНИИМС отрабатывается методика поверки трансформаторов напряжения до 10 кВ под рабочим напряжением сети и совместно с ООО «Энергоконтроль» и Раменским электротехническим заводом «Энергия» разрабатывается необходимое для этого оборудование.

Помимо чисто технических и финансовых вопросов необходимо решить еще целый ряд организационных проблем. Прежде всего, порядок согласования и вывода из эксплуатации для поверки измерительных трансформаторов. Эта процедура оказывается достаточно сложной, и ее не решить чисто административными методами. Необходимы проработка и согласование на самом высоком уровне технических требований к ППЛ. Это касается вариантов ее комплектации, порядка допуска для подключения к измерительным трансформаторам и цепям их нагрузки, возможности подачи на поверяемый трансформатор рабочего напряжения подстанции или от собственного источника высокого напряжения ППЛ и так далее. Существуют также проблемы допуска персонала, который должен проводить поверку на действующие энергетические объекты.

Необходимо рассмотреть вопрос о возможности введения поправок, учитывающих результаты поверки (калибровки) измерительных трансформаторов на местах эксплуатации. Учитывая, что в настоящее время эксплуатируется большое количество интеллектуальных электронных счетчиков электроэнергии, такой подход представляется технически реализуемым.

Совершенно очевидно, что без желания и активного содействия Минтопэнерго, РАО «ЕЭС России» и заинтересованности региональных АО энергосистем эти вопросы не могут быть решены. Совершенно очевидно также, что заинтересованность энергетиков может состоять не в удовлетворении формальных требований (например, получении свидетельств о поверке трансформаторов), а в реальной помощи, связанной с улучшением организации контроля мощности и повышения достоверности коммерческого учета электроэнергии на подстанциях. Такую комплексную задачу можно решить с помощью высоковольтной ППЛ, имеющей в своем составе кроме комплектов средств поверки трансформаторов еще и комплект средств поверки счетчиков электроэнергии, средств контроля параметров качества электроэнергии, а также автоматизированных средств мониторинга потребления и баланса мощности по всем фидерам подстанции. В этом

случае, по понятным причинам, весь комплекс перечисленных сервисных метрологических услуг должен оказываться силами аккредитованной независимой организации, например, региональной метрологической энергетической компании.

Учредителями независимых региональных энергетических метрологических компаний, вероятно, должны и могут выступать ГЦИ и (или) ГНМЦ Госстандарта, региональные энергосистемы, а также мощные энергетические компании и энергопотребители. Это позволит, с одной стороны, за счет средств акционеров-энергетиков в кратчайшие сроки оснастить региональные компании необходимым оборудованием и обеспечить соответствующим объемом заказов, а с другой, на необходимом уровне с помощью ГЦИ или ГНМЦ Госстандарта решать вопросы метрологического обеспечения комплектов средств поверки, входящих в состав высоковольтных ППЛ. Региональные энергетические метрологические компании целесообразно объединить в холдинг. К задачам холдинга должны быть отнесены вопросы научного, нормативного, методического, организационного, координационного и иного общего характера.

Предлагаемые меры по организации поверки измерительных трансформаторов, на наш взгляд, можно решать в предлагаемой или иной, но только в комплексной, экономически целесообразной форме, обеспечивающей единство измерений при учете электроэнергии.

Проблему, очевидно, необходимо решать последовательно и поэтапно.

На первом этапе необходимо выявить объемы поверки измерительных трансформаторов низких и средних классов напряжений (до 10–35 кВ), которые целесообразно поверять в условиях стационарных поверочных лабораторий по известным и отработанным методикам поверки. С этой целью в территориальных органах Госстандарта должна быть организована работа по составлению графиков поверки таких трансформаторов и приняты меры к оснащению лабораторий необходимым поверочным оборудованием, обучению поверителей и аккредитации на техническую компетентность в данной области.

На втором этапе необходимо выявить объемы поверки измерительных трансформаторов на месте эксплуатации и проанализировать возможность эксплуатации ППЛ собственными силами либо разработать бизнес-план учреждения специализированной метрологической энергетической региональной компании.

Список литературы

1. Tettex Information No. 096061-DE-0.D. Mobile test system for high-voltage current and voltage instrument transformers. July, 1992.
2. Bergman A. In situ calibration of voltage transformers on the Swedish national grid//Uppsala Dissertations from the Faculty of Science and Technology. Uppsala, 1994.
3. Hillhouse D.L. The EPRI-NBS coupling capacitor voltage transformer calibration system. Metering-type coupling capacitor voltage transformers (CCVT). EPRI EL-3918, project 134-1(June 2–3, 1983: Gaithersburg, Maryland, USA)//Proceedings. Paper 7. Palo Alto, California, USA, 1985.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ТРАНСПОРТ

Анализ совместимости функционирования систем электроснабжения и электрооборудования промышленных электровозов при использовании импульсных устройств защитного отключения

СИНЧУК О.Н., ПАНАСЕНКО Н.В., доктора техн. наук, профессора (ГНПО «ХЭМЗ»),
ЖИВОТОВСКИЙ А.Г., канд.техн.наук

Применение устройств защитного отключения с временным разделением цепей силового и оперативного токов в контактных сетях электровозного транспорта накладывает дополнительные требования на работу всего комплекса электрооборудования. В наибольшей мере это относится к работе тягового преобразователя, двигателей электровоза и средств высокочастотной связи машиниста электровоза с диспетчером.

Специфические условия работы тягового преобразователя при формировании импульсного напряжения (тока) сети характеризуются

прежде всего изменением распределения токов между вентилями выпрямителя, а также фазами питающего трансформатора по сравнению с непрерывным режимом выпрямления переменного тока в постоянный.

Это влияние зависит от относительной продолжительности включения формируемого импульсного напряжения питания контактной сети и требований электробезопасности и правил эксплуатации электрооборудования сети. Причем необходимо отметить противоречивость этих требований. Так, по требованию электробезопасности необходимо иметь высокое быстродействие защитного отключения (что достигается при минимальной длительности цикла силового импульсного напряжения сети), а по требованию правил эксплуатации электрооборудования сети — наоборот, необходимо повышение длительности отключения, поскольку уменьшение ее приводит к увеличению дополнительных потерь электроэнергии в электрооборудовании, снижению среднего значения напряжения в сети, повышению неравномерности нагрузки выпрямительных контуров преобразователя и др.

Предварительная оценка пределов относительной продолжительности включения импульсного напряжения показывает, что единственным способом увеличения ее значения является уменьшение времени бестоковой паузы между смежными импульсами напряжения, предназначенному для осуществления контроля сопротивления утечки. Как известно, максимальное быстродействие отключения цепи постоянного тока, содержащей индуктивность, связано с необходимостью ограничения на коммутаторе силовой цепи значения перенапряжения. Для известных вентильных коммутаторов с искусственной коммутацией тока силовой цепи это перенапряжение (при максимальном быстродействии отключения силового тока) ограничивается классом коммутирующих вентиляй. Его значение рассчитывается с необходимым (заданным) запасом надежности при максимальном значении отключающего тока.

Однако перенапряжения негативно сказываются на надежности работы не только управляемых вентиляй самого коммутатора и устройства защитного отключения в целом, но и на работе всего электрооборудования сети (в том числе и ее изоляции).

С целью ограничения перенапряжений до допустимых значений для коммутатора, входящего в состав устройства защитного отключения кон-

тактной сети, целесообразно выбирать соответствующую емкость гашения энергии индуктивности сети. При этом полное устранение появления обратного напряжения может быть получено при большой емкости гашения, что равносильно использованию вместо нее дополнительного разрядного коммутатора с минимальным сопротивлением его контактов. Как показано в [1], в качестве таких коммутаторов могут быть использованы вентиляи. Однако время отключения силового тока в этом случае будет наибольшим.

Анализ работы трехфазного мостового преобразователя с разрядным вентилем показывает, что время отключения номинального тока при средних параметрах активного сопротивления и индуктивности сети достигает большого значения (при отключении номинальных токов тягового преобразователя и наиболее неблагоприятном соотношении индуктивности и активного сопротивления контактной сети это время может достигать значения, равного по длительности трем периодам переменного тока питающей сети). Таким образом, наиболее приемлемым является компромиссное решение построения структуры преобразователя, при работе которого необходимо ограничение обратного напряжения до допустимого значения по условиям надежности работы электрооборудования, при котором полученное быстродействие прерывания силового тока нагрузки позволит получить приемлемое значение относительной продолжительности включения импульсного напряжения преобразователя.

Эти условия наиболее просто выполняются при использовании инверторного режима работы трехфазного мостового преобразователя с естественной коммутацией вентиляй для прерывания тока силовой цепи, частным случаем реализации которого является снятие сигналов управления с вентиляй преобразователя. Экспериментальная оценка показала, что отключение токов перегрузки $1,3I_n$ при самом неблагоприятном сочетании индуктивности и активного сопротивления цепи контактной сети производится на протяжении $4,67 \cdot 10^{-3}$ с, при этом общая длительность паузы силового напряжения, необходимая для контроля сопротивления утечки сети, не превышает $6,7 \cdot 10^{-3}$ с, а также не превышает значений, принятых для известного коммутатора с искусственной коммутацией силовых вентиляй [2]. На основании этого данная длительность паузы при формировании импульсного напряжения принята в качестве исходной для оценки параметров преобразователя.

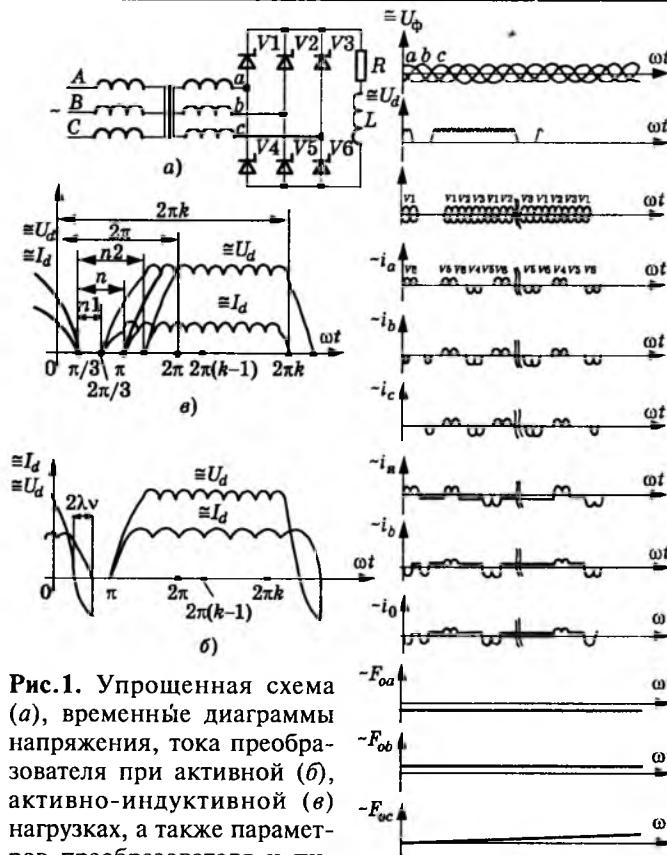


Рис.1. Упрощенная схема (a), временные диаграммы напряжения, тока преобразователя при активной (б), активно-индуктивной (в) нагрузках, а также параметров преобразователя и питающего преобразователя (г)

Необходимо также выполнение требований по обеспечению максимальной надежности работы преобразователя и ограничению спектра высокочастотных составляющих выпрямленного тока. Для выполнения этих требований создан агрегат ТПС-500-275-У5 [2,3].

Использование этого преобразователя позволяет снизить спектр высокочастотных составляющих силового тока сети, скорость его нарастания при протекании через вентили преобразователя, требования к параметрам системы управления по крутизне и амплитуде импульсов тока управления, получить максимальный угол проводимости всех выпрямительных контуров преобразователя в режиме нагрузки. Последнее обеспечивает облегченный режим работы силовых вентилей и максимальную их перегрузочную способность при отсутствии перенапряжений.

Для достаточно полной характеристики режимов работы преобразователя и выбора его параметров необходима оценка работы основных его элементов — силовых вентилях питающего трансформатора.

Причем оценка их может быть выполнена на основании анализа следующих параметров:

- средних и действующих токов, протекающих через вентили преобразователя;
- действующих значений напряжения и токов вторичных обмоток трансформатора;
- действующих значений токов первичных обмоток трансформатора;
- полной расчетной мощности трансформатора.

Исходными данными для исследования этих параметров являются режим формирования импульсного напряжения для трехфазного мостового преобразователя, упрощенная схема (рис.1,а), диаграммы напряжений и токов (рис.1,б).

Как отмечалось, формирование переднего и заднего фронтов импульсов напряжения преобразователя со стабильной длительностью цикла выполняется при помощи системы управления, жестко синхронизированной с напряжением переменного тока питающей сети. При этом периоды постоянного импульсного напряжения преобразователя T_u и переменного тока питающей сети I связаны соотношением

$$T_u = KI, \quad (1)$$

где K — количество периодов переменного тока питающей сети, соответствующее периоду постоянного импульсного напряжения (относительная длительность цикла).

Длительность паузы импульсного напряжения принята из условия обеспечения надежности прерывания силового тока нагрузки преобразователя при отсутствии перенапряжения и надежности контроля сопротивления утечки сети.

Длительность паузы для исследований нагрузочных режимов преобразователя принята равной $2\pi/3$ рад. Однако при условии использования в системе управления преобразователем функции автоматического избирания длительности паузы в зависимости от токовой нагрузки преобразователя кроме отмеченной паузы целесообразно рассмотреть также зависимость параметров преобразователя при длительностях, равных $\pi/3$ и π , которые соответствуют нагрузкам ниже номинальной и выше допустимой.

В соответствии с широко известными техническими данными оценку параметров наиболее целесообразно проводить при помощи общепринятых расчетных параметров — тока нагрузки и выпрямленного напряжения преобразователя.

Используя кусочно-припасовочный метод анализа параметров преобразователя, а также идеализацию параметров элементов предложенного преобразователя аналогично методу, при котором вентили и трансформатор принятые

идеальными, можно наиболее просто и наглядно вывести основные соотношения, связывающие напряжения и токи в его схеме.

В первую очередь необходимо определить исходный параметр — среднее выпрямленное напряжение преобразователя, которое можно представить в виде:

$$U_d = \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} U_{d-} dt, \quad (2)$$

где U_d , U_{d-} — среднее и мгновенное выпрямленное напряжение преобразователя, В; T_u — длительность импульса силового напряжения, с; t — время, с.

Используя интегрирование по участкам цикла, формулу (2) представим в следующем виде:

$$U_d = \frac{\sqrt{6} U_\Phi}{2\pi K} \left[\int_0^{\pi/3} \sin 9d\vartheta + (Kn - n_1) \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sin 9d\vartheta \right], \quad (3)$$

где U_Φ — амплитудное значение фазного напряжения питающей сети переменного тока, В; $\vartheta = \omega t$ — угловая частота переменного тока питающей сети, рад/с; n — число выпрямленных контуров преобразователя; n_1 — число выпрямленных контуров преобразователя, закрываемых при формировании паузы напряжения.

Для трехфазного мостового преобразователя $n = 6$, а n_1 определяется в зависимости от длительности паузы напряжения. Согласно рис.1,г при длительности паузы, равной $2\pi/3$ рад, выражение (3) можно преобразовать к виду:

$$U_d = \frac{\sqrt{6} U_\Phi}{2\pi K} \left[2 \int_0^{\pi/3} \sin 9d\vartheta + (6K - 4) \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sin 9d\vartheta \right] = \\ = \frac{\sqrt{6} U_\Phi (3K - 1,5)}{\pi K}. \quad (4)$$

Аналогично определяется напряжение при длительности пауз $\pi/3$ и π рад:

$$U_{d1} = \frac{\sqrt{6} U_\Phi (3K - 1)}{\pi K}; \quad (5)$$

$$U_{d2} = \frac{\sqrt{6} U_\Phi (3K - 2)}{\pi K}. \quad (6)$$

Для выбора параметров трансформатора более удобно определять зависимость фазного напряжения вторичной его обмотки по заданному выпрямленному напряжению. Для принятой (базовой) длительности паузы из выражения (4) получим:

$$U_\Phi = \frac{U_d K \pi}{\sqrt{6} (3K - 1,5)}. \quad (7)$$

Анализ распределения тока нагрузки между вентилями преобразователя проведен для случая активной нагрузки преобразователя согласно временной диаграмме (рис.1,г). Выражения для определения токов в вентилях преобразователя можно представить в виде

$$I_{V1} = \frac{I_m}{2\pi K} \left[2 \int_0^{\pi/3} \sin 9d\vartheta + 2K \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sin 9d\vartheta \right] = \frac{I_m(2K + 1)}{2\pi K}; \quad (8)$$

$$I_{V2} = I_{V3} = I_{V4} = \frac{I_m}{2\pi K} \left[2(K - 1) \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sin 9d\vartheta \right] = \frac{I_m(2K - 2)}{2\pi K}; \quad (9)$$

$$I_{V5} = I_{V6} = \\ = \frac{I_m}{2\pi K} \left[\int_0^{\pi/3} \sin 9d\vartheta + (2K - 1) \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sin 9d\vartheta \right] = \frac{I_m(2K - 0,5)}{2\pi K}. \quad (10)$$

Для выбора вентилей по току более целесообразным является определение их токов через выпрямленный ток нагрузки преобразователя I_d , который равен сумме токов вентилей катодного плеча преобразователя, т.е.

$$I_d = I_{V1} + I_{V2} + I_{V3} = I_{V4} + I_{V5} + I_{V6} = \frac{I_m(6K - 3)}{2\pi K}, \quad (11)$$

далее из формул (10) получим искомые выражения:

$$I_{V1} = \frac{I_d(2K + 1)}{6K - 3}; \quad (12)$$

$$I_{V2} = I_{V3} = I_{V4} = \frac{I_d(2K - 2)}{6K - 3}; \quad (13)$$

$$I_{V5} = I_{V6} = \frac{I_d(2K - 0,5)}{6K - 3}. \quad (14)$$

Действующие значения токов вентилей при активной нагрузке с учетом выражений (8) и (11) можно представить в виде

$$I_{V1} = \frac{I_d 2\pi K}{6K - 3} \sqrt{\frac{1}{2\pi K} \left[2 \int_0^{\pi/3} \sin 9d\vartheta + 2K \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sin^2 9d\vartheta \right]} = \\ = \frac{I_d 2\pi K}{6K - 3} \sqrt{\frac{1}{2\pi K} \left[\frac{\pi}{3}(K + 1) + \frac{\sqrt{3}}{4}(2K - 1) \right]}, \quad (15)$$

аналогично для остальных вентилей

$$I_{V2} = I_{V3} = I_{V4} + \frac{I_d 2\pi K}{6K - 3} \sqrt{\frac{2K - 1}{2\pi K} \left[\frac{\pi}{5} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right]}, \quad (16)$$

$$I_{V5} = I_{V6} = \\ = \frac{I_d 2\pi K}{6K - 3} \sqrt{\frac{1}{2\pi K} \left[\left(\frac{6}{\pi} - \frac{\sqrt{3}}{8} \right) + (2K - 1) \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right) \right]}. \quad (17)$$

Для определения мощности питающего трансформатора необходимо знать действующие

значения токов вторичных обмоток, выражения для которых можно представить в виде суммы их действующих значений за период цикла импульсного напряжения, которые с учетом (11) имеют вид:

$$I_a = \frac{I_d 2\pi K}{6K - 3} \times \sqrt{\frac{1}{2\pi K} \left[(4K - 2) \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sin^2 9d\theta + 2 \int_0^{\pi/3} \sin^2 9d\theta \right]} = \\ = \frac{I_d 2\pi K}{6K - 3} \sqrt{\frac{1}{2\pi K} \left[(4K - 2) \left(\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right) + \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\sqrt{3}}{4} \right) \right]}; \quad (18)$$

аналогично определяются токи для остальных обмоток трансформатора:

$$I_b = I_c = \frac{I_d 2\pi K}{6K - 3} \sqrt{\frac{1}{2\pi K} \left[(4K - 3) \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right) + \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{8} \right) \right]} \quad (19)$$

Токи первичных обмоток трансформатора не содержат постоянной составляющей, поэтому их можно представить, при условии равенства витков первичных и вторичных обмоток трансформатора, в виде

$$i_1 = i_2 - I, \quad (20)$$

где i_2 , I — мгновенное значение и постоянная составляющая тока вторичной обмотки трансформатора.

Для определения значения I рассмотрим электромагнитные процессы в преобразователе. Согласно [2] для схемы соединения трансформатора — Δ токи вентильных и сетевых обмоток в установившемся режиме выпрямления являются переменными, кривые фазных токов сетевых обмоток идентичны кривым токов вентильных обмоток, отсутствует магнитный поток вынужденного намагничивания.

Отсюда справедлива следующая система уравнений (при условии равенства числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора):

$$\omega_A = \omega_a = \omega; \quad F_{OA} = \omega(i_a - I_A); \quad F_{OB} = \omega(i_b - I_B); \\ F_{OC} = \omega(i_c - I_C); \quad \sum_{n=1}^3 i_{bn} = i_A + i_B + i_C = 0. \quad (21)$$

Так как токи вентильных обмоток равны сумме токов вентилей в анодном и в катодном плечах преобразователя, будет справедливо следующее равенство:

$$\sum_{n=1}^3 i_n = i_a + i_b + i_c = 0. \quad (22)$$

Поскольку $i_a = i_{V1} - i_{V4}$, $i_b = i_{V2} - i_{V5}$, $i_c = i_{V3} - i_{V6}$, выражение (22) можно представить в виде

$$\sum_{n=1}^3 i_n = (i_{V1} + i_{V2} + i_{V3}) + (-i_{V4} - i_{V5} - i_{V6}) = I_d - I_d = 0.$$

Таким образом, $F_{OA} = F_{OB} = F_{OC} = 0$ и $i_a = i_A$; $i_b = i_B$; $i_c = i_C$.

При формировании импульсного напряжения со стабильной длительностью цикла, удовлетворяющего выражению (1), видно, что в периоде переменного тока, на протяжении которого производятся прерывание силового тока и формирование переднего фронта последующего импульса при длительности паузы равной $2/3$ рад, необходимо закрывать вентили четырех контуров выпрямления. При этом токи проводящих контуров создают в трансформаторе односторонние магнитные потоки вынужденного намагничивания, а система уравнений (21) не выполняется, поскольку

$$i_{V2} = i_{V3} = i_{V4} = 0; \quad i_{V1} = i_{V5} + i_{V6}; \quad i_a = i_{V5} + i_{V6}.$$

Средние значения этих токов за период импульсного напряжения определяют постоянные составляющие токов вторичных обмоток трансформатора, которые с учетом выражений (12) и (14) могут быть в виде

$$I_a = \frac{2}{2\pi K} \int_0^{4\pi/3} I_m \sin 9d\theta = \frac{I_d}{2K - 1}; \quad (23)$$

$$I_b = I_c = \frac{I_d}{4K - 2}. \quad (24)$$

Тогда в соответствии с выражениями (20), (23), (24) и (18), (19) мгновенные значения токов в первичных обмотках трансформатора можно представить выражениями

$$i_A = i_a - I_d/(2K-1); \quad (25)$$

$$i_B = i_b - I_d/(4K-2); \quad (26)$$

$$i_C = i_c - I_d/(4K-2). \quad (27)$$

Учитывая, что первые слагаемые этих выражений определяются проводящим состоянием вентилей соответствующих контуров вторичных обмоток, при котором для i_a первое слагаемое равно нулю в пределах от $4\pi/3$ до 2π , для i_b эти пределы составляют от $2\pi/3$ до π и для i_c — от 0 до $2\pi/3$ и от $4\pi/3$ до 2π , можно определить действующее значение токов первичных обмоток трансформатора

$$I_A = \sqrt{\frac{1}{2\pi K} \left[2 \int_0^{\pi/3} \left(I_m \sin \theta - \frac{I_d}{2K-1} \right) d\theta + \right.} \\ \left. + (4K-9) \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \left(I_m \sin \theta - \frac{I_d}{2K-1} \right) d\theta \right]. \quad (28)$$

Произведя преобразования, получим:

$$I_A = I_d \left(\frac{1}{2\pi K} \left\{ \left[\frac{7,7\pi^2 K^2}{(6K-3)^2} - \frac{\pi}{6K-3} - \frac{1}{4K^2} \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + (4K-3) \left[\frac{3,8\pi^2 K}{(6K-3)^2} - \frac{2\pi}{6K-3} - \frac{1}{4K^2} \right] \right\} \right)^{1/2}. \quad (29)$$

Аналогично этому можно определить токи остальных фаз. Полная мощность первичной обмотки

$$S_1 = U_{\phi 1} (I_A + I_B + I_C). \quad (30)$$

Учитя выражения (7), (28), (29), формулу (30) можно представить в упрощенном виде:

$$S_1 = \frac{0,86 P_d K}{(2K-1)^2} \left[\sqrt{K(2,2K+0,61)} - 1,9 + \right. \\ \left. + 2\sqrt{\frac{K^2(2,7K-1,8)-0,08}{K}} \right]. \quad (31)$$

Полная мощность вторичной обмотки

$$S_2 = U_{\phi 2} (I_A + I_B + I_C). \quad (32)$$

С учетом выражений (7), (18), (19) формулу (32) можно представить в упрощенном виде:

$$S_2 = \frac{1,8 P_d K^2}{(2K-1)^2} \times \\ \times \left[\sqrt{\frac{(2K-1)0,31+0,1}{K}} + \sqrt{\frac{(4K-3)0,61+0,2}{K}} \right]. \quad (33)$$

Типовая мощность трансформатора

$$S_t = \frac{S_1 + S_2}{2}. \quad (34)$$

Проанализировав полученные зависимости, можно произвести оценку пределов их изменения, которые позволяют дать рекомендации по выбору параметров преобразователя и питающего трансформатора. При этом оценку необходимо производить с точки зрения не только эффективности формирования импульсного напряжения сети, но и приемлемости работы потребителей — тяговых двигателей электровозов: тепловые режимы работы в условиях электроснабжения импульсным напряжением.

Оценка зависимости теплового режима работы двигателя электровоза от относительной продолжительности включения импульсного напряжения выполнена экспериментально в стендовых условиях. Измерения температуры двигателя выполнены при номинальных параметрах — напряжении, токе и частоте вращения для заданных значений длительности цикла силового напряжения. При этом использован широко распространенный зондовый способ из-

мерения температуры отдельных элементов двигателя при помощи термометра сопротивления.

При этом основывались на том положении, что допустимая мощность двигателей в том или ином режиме эксплуатации определяется допустимым значением температуры нагревания. Обычно мощность тягового двигателя относят либо к часовому, либо к длительному режиму работы. Случай питания двигателя от источника постоянного (непрерывного) напряжения принят в качестве базового для сравнительной оценки изменения температуры нагрева двигателя в зависимости от относительной продолжительности включения импульсного напряжения. Это позволяет качественно оценить необходимое снижение времени работы двигателя в непрерывном режиме работы для заданной продолжительности включения импульсного напряжения по сравнению с паспортным, что выражается зависимостью

$$d = t_n / t_p, \quad (35)$$

где d — коэффициент относительного снижения длительности непрерывного режима работы двигателя; t_n — время работы двигателя в непрерывном режиме работы при импульсном напряжении до достижения предельно допустимой температуры его нагрева, с; t_p — паспортное время работы двигателя при питании его от источника постоянного напряжения и номинальном токе нагрева, с.

Согласно приведенным аналитическим выражениям построены графики зависимости параметров преобразователя от относительной длительности цикла импульсного напряжения, которые представлены на рис.2 и 3. Распреде-

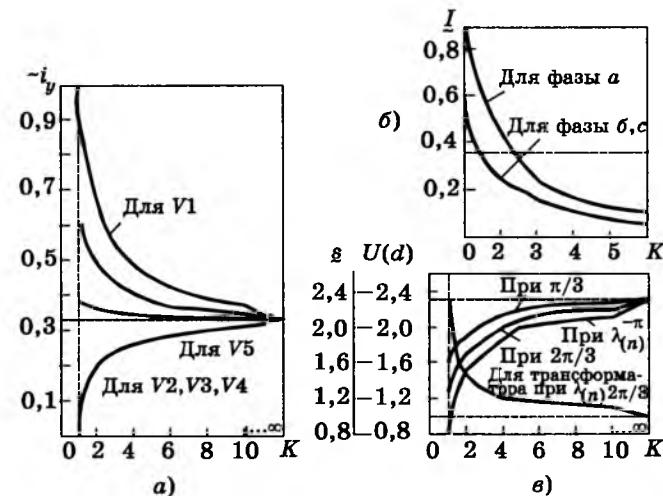


Рис.2. Токи вентилей преобразователя (a), остаточного намагничивания обмоток трансформатора (б) и среднее значение мощности трансформатора (в) в зависимости от длительности цикла импульсного напряжения

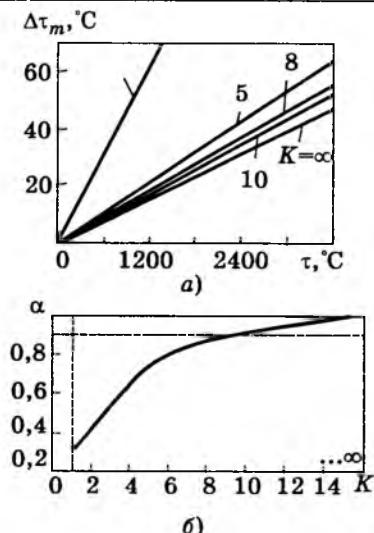


Рис.3. График для часового режима двигателя (а), зависимости снижения времени непрерывного режима работы двигателя от длительного цикла импульсного напряжения (б)

ление нагрузки сети между вентилями преобразователя неравномерно и достигает максимальной несимметрии при минимальном значении относительной длительности цикла импульсного напряжения преобразователя (при $K = 1$). В последнем случае для вентиляй V_2 , V_3 и V_4 ток равен нулю, для V_1 он максимальен и равен полному току нагрузки преобразователя (рис.2,а). При минимальном значении длительности цикла импульсного напряжения отклонение тока от номинального значения для максимально загруженного вентиля (по сравнению с режимом непрерывного выпрямления переменного тока в постоянный) увеличивается до 300%.

Анализ зависимости среднего выпрямленного напряжения преобразователя показывает, что с уменьшением длительности цикла оно уменьшается и при $K = 1$ достигает $1,17U_\Phi$, т.е. отклоняется от номинального значения на 50%.

Из приведенных графиков видно, что необходимо ограничивать минимальную длительность цикла импульсного напряжения, при которой уменьшение выпрямленного напряжения не превысит допустимого значения. Последнее находится в пределах возможной компенсации за счет переключения дополнительных выводов первичной обмотки трансформатора. Из расчета допустимого снижения напряжения на 5% номинального вытекает, что относительная длительность цикла должна быть равна $K \leq 10$ (не менее 0,2 с).

Зависимости параметров трансформатора от длительности цикла импульсного напряжения представлены на рис.2,б и в. Из них видно, что

уменьшение длительности цикла приводит к необходимости увеличения расчетной мощности трансформатора. При $K = 1$ она достигает 150% номинальной (для непрерывного режима выпрямления).

Зависимость некомпенсированного постоянного тока вторичной обмотки показывает, что уменьшение длительности цикла импульсного напряжения приводит к увеличению некомпенсированного тока, который достигает 100% тока нагрузки для наиболее загруженной фазы при $K = 1$. Наличие тока остаточного намагничивания в обмотках трансформатора требует ограничения минимальной длительности цикла импульсного напряжения. Исходя из условия допустимости значения этого тока для схемы трехфазного выпрямителя со средней точкой (33% I_h , что считается допустимым для трансформаторов средней мощности), можно определить минимально допустимую длительность цикла импульсного напряжения, она должна быть не менее 0,06 с ($K \leq 3$).

Результаты экспериментальных исследований теплового режима двигателя электровоза для наиболее характерных значений длительности цикла импульсного напряжения, которые использованы при построении устройств защитного отключения, а также для случая $K = \infty$ приведены на рис.3,а. Согласно выражению (35) произведен расчет зависимости снижения длительности непрерывного режима работы двигателя при питании его импульсным напряжением с различным значением относительной длительности цикла по отношению к тепловому режиму его работы при питании слаженным током. График этой зависимости представлен на рис.3,б.

Выводы

- Показано, что снижение допустимой длительности непрерывного режима работы двигателя электровоза по сравнению с номинальным часовым графиком его работы при питании слаженным током достигает 0,235 с при $K = 1$, что неприемлемо для условий эксплуатации.

- Исходя из условия допустимости отклонения значения тока от номинального значения на 5%, минимальная длительность цикла импульсного напряжения, при которой не требуется использование дополнительных слаживающих средств, должна быть не менее 0,2 с ($K \geq 10$). При $K < 10$ необходимо применение дополнительных средств для слаживания пульсаций тока двигателя и обеспечения таким об-

разом приемлемых условий теплового режима его работы.

Список литературы

1. Глух Е.М. Защита полупроводниковых преобразователей М.: Энергоиздат, 1982.
2. Синчук О.Н. и др. Электробезопасность рудничной откатки. Киев: Техника, 1988.
3. Синчук О.Н., Чумак В.В., Ержов О.В. Импульсные системы управления и защиты на рудничном электровозном транспорте. Киев: АДЕФ, 1998.

Синчук Олег Николаевич — заместитель генерального директора ГНПО «ХЭМЗ», доктор технических наук,

профессор. Окончил электротехнический факультет Криворожского горного института в 1971 г.

Панасенко Николай Васильевич — генеральный директор ГНПО «ХЭМЗ», доктор технических наук, профессор. Окончил электротехнический факультет Харьковского политехнического института в 1966 г.

Животовский Анатолий Гаврилович — старший научный сотрудник научно-исследовательского института безопасности работ в горнорудной промышленности, кандидат технических наук. Окончил электротехнический факультет Криворожского горного института в 1967 г.

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОПЕРАЦИЙ РЕМОНТА ЭЛЕКТРОЦЕНТРОБЕЖНЫХ НЕФТЕНАСОСОВ

МЕСЕНЖНИК Я.З., доктор техн. наук, проф. (НПО «ВНИИКП»),
ПРУТ Л.Я., канд. техн. наук (Сургутский ГУ)

Для определения эффективности операций ремонта элементов электроцентробежных нефтенасосов используется теория принятия решений. Рассматривается матрица решений как с детерминированными, так и стохастическими параметрами. Показано, что ремонтные операции эффективны для погружных электродвигателей и нефтенасосов. Для кабелей марок КПБП, КПБК проведение дальнейших ремонтов, следующих за вторым, представляется неэффективным.

Установки электроцентробежных нефтенасосов (УЭЦН), которыми добывается до 70% нефти России, представляют собой техническую систему, состоящую из таких последовательно соединенных элементов, как кабель соединительный (удлинитель), кабель основной, погружной электродвигатель (ПЭД), нефтенасос. При рассмотрении эффективности операции ремонта элементов УЭЦН можно использовать достаточно хорошо разработанную теорию принятия решений [1,2].

При принятии решений может использоваться теория игр. В этом случае для оптимизации процесса принятия решений используется матрица решений $\|a_{ij}\|_{m \times n}$, где m — количество вариантов решений, n — количество возможных стратегий. Например, в качестве вариантов решений может рассматриваться передача на ремонт элементов УЭЦН нефтяникам или специализированным организациям, а стратегии могут быть следующие: профилактический или капитальный ремонт, замена элементов УЭЦН но-

вymi. Стратегии происходят с вероятностью P_i .

В случае использования детерминированных параметров a_{ij} может представлять собой доход, т.е. стоимость соответствующих операций ремонта или замены элементов УЭЦН (a_{ij} берется со знаком минус, так как подразумевается расход средств).

Возможно использование для принятия решений об эффективности ремонта элементов УЭЦН недетерминированных стохастических параметров, в качестве которых используется, например, наработка до отказа элементов УЭЦН как новых, так и после профилактического или капитального ремонтов. Стохастические параметры могут принимать значения согласно определенному закону распределения вероятностей. Некоторые законы распределения вероятностей наработки до отказа элементов УЭЦН, эксплуатируемых в Западно-Сибирском нефтяном регионе, рассмотрены в [3].

При выборе решений применяются специальные критерии, например, Байеса-Лапласа,

Вальда, Сэвиджа и др. Решения, принятые с использованием различных критериев, могут не совпадать, что заставляет дополнительно анализировать информацию о принятии решений. Так, если принимаемые решения относятся к большому количеству элементов с близкими между собой параметрами, как это имеет место при ремонте элементов УЭЦН, то применяется критерий Байеса-Лапласа

$$\bar{\alpha} = \max \bar{a}_i; \quad (1)$$

$$\bar{a}_i = \sum_{j=1}^n a_{ij} p_i. \quad (2)$$

Осуществляемая с целью повышения эффективности операции ремонта одновременная оптимизация наработки и стоимости ремонта элементов УЭЦН приводит к проблеме многоцелевых или многокритериальных задач, которая решается как для детерминированных, так и для стохастических показателей. При решении многоцелевых задач для детерминированных показателей используется представление об эффективных по Парето стратегиях. При выполнении ремонта элементов УЭЦН, проводимого согласно нормативной документации, не наблюдается связь между наработкой и стоимостью ремонта. Эти цели можно рассматривать как взаимонезависимые и использовать оценки, независимые по Парето.

При выборе решений можно использовать L -информацию предпочтения о превосходстве одних целей перед другими, т.е. ранжировать информацию. В этом случае на первом этапе определяется множество вариантов решений, которые удовлетворяют цели наивысшего ранга. Это множество решений на втором этапе ограничивается уже применительно к следующей по важности цели. Различие в размерностях целей обходит путем нормирования:

$$r_{ik} = (Z_{ik} - \min Z_{ik}) / (\max Z_{ik} - \min Z_{ik}), \quad (3)$$

где r_{ik} — степень реализации k -й цели i -го варианта; Z_{ik} — k -е значение цели варианта.

Так как стоимость спускоподъемных операций УЭЦН в нефтяных скважинах сопоставима со стоимостью самих УЭЦН, то при ранжировании цель повышения наработки имеет превосходство перед целью снижения стоимости ремонта.

Оптимизация доходов (расходов) при ремонте элементов УЭЦН может решаться методами динамического программирования. При этом рассматривается задача принятия решений в случае марковских процессов с непрерывным временем перехода из одного состояния в другое и наличием дохода [4]. Полный ожидаемый доход $V(t)$ от ремонта элемента УЭЦН в момент t является решением системы линейных однородных дифференциальных уравнений, которая может быть записана в матричном виде:

$$\frac{d}{dt} V(t) + g + \Lambda V(t), \quad (4)$$

где g — вектор нормы выручки с компонентами g_i ;

$$g_i = a_{ij} + \sum_{i=1}^n \lambda_{ij} a_{ij}; \quad (5)$$

a_{ij} — доход от перехода из i -го состояния в j -е; Λ — матрица интенсивностей переходов; λ_{ij} — интенсивность переходов из i -го состояния в j -е; $V(t)$ — вектор-столбец полных ожидаемых доходов.

Для решения системы линейных, однородных дифференциальных уравнений (4) с постоянными коэффициентами Λ , g задается начальное условие $V(0)$. Так как в задачах динамического программирования течение времени обратное (расчет ведется на первом этапе от конца процесса к началу), то $t=0$ совпадает с моментом окончания процесса.

Для упрощения решения уравнения (4) можно использовать преобразование Лапласа $V(S)$ вектора $V(t)$. В этом случае можно уравнением (6) связать $V(S)$ с матрицей $(SJ - \Lambda)^{-1}g$:

$$V(S) = \frac{1}{S} (SJ - \Lambda)^{-1} g + (SJ - \Lambda)^{-1} V(0); \quad (6)$$

$$L = \ln P, \quad (7)$$

где S — комплексное переменное; J — единичная матрица; P — матрица вероятности переходов, т.е. вероятности отказов элементов УЭЦН.

Для определения P можно использовать данные о законах и параметрах распределения отказов элементов УЭЦН, приведенные в [3]. При решении уравнения (6) на ЭВМ применяется ППП QSB (Quantitative System for Business).

Для того чтобы избежать при принятии решений об эффективности операций ремонта элементов УЭЦН применения экономических показателей, которые очень сильно отличаются для различных ремонтных подразделений нефтяников, можно использовать понятие предпочтения. Под этим понятием подразумевается устранение неопределенности в выборе некоторого элемента D^* или подмножества D^* лучших элементов из множества D . При использовании понятия предпочтения задача принятия решения сводится к задаче выбора. Для выявления предпочтения при проведении операций ремонта элементов УЭЦН сравнивают между собой по показателям надежности новые и ранее ремонтировавшиеся элементы УЭЦН. В ка-

Таблица 1

ПЭД	Причина отказов				
	Пробой в месте соединения выводных концов	Пробой в колодке токоввода	Пробой в лобовой части	Пробой пазовой изоляции	Прочие причины
Новые	22	24	14	35	5
Ранее ремонтировавшиеся	25	26	10	33	6

честве способа выражения предпочтения при анализе эффективности операции ремонта элементов УЭЦН может использоваться попарное выражение предпочтений, как части суммарной интенсивности, которая принимается равной единице.

Попарные предпочтения, являясь одним из самых простых способов принятия решений, обладают рядом недостатков. Так, в попарных предпочтениях отсутствует транзитивность. В то же время метод попарных предпочтений удобен при анализе эффективности ремонта элементов УЭЦН, когда сравнивают только новые и ранее ремонтировавшиеся элементы и отсутствием транзитивности можно пренебречь. Попарные предпочтения позволяют использовать при принятии решения наработку до отказа элементов УЭЦН, определяемую на основании данных эксплуатации. С целью определения предпочтения при ремонте сравнительный анализ наработки до отказа новых и ранее эксплуатировавшихся элементов УЭЦН проводился для ПЭД, нефтенасосов и кабелей.

Анализировались ПЭД, отказавшие по причине электрической изоляции ($R_{из}=0$). В результате анализа отказавших ПЭД установлено, что в 80% ранее не ремонтировавшихся (новых) и в 82% ранее ремонтировавшихся ПЭД нарушена герметичность и наблюдается попадание скважинной жидкости в электроизоляционное масло. Процентное распределение других причин отказов ПЭД дано в табл.1, причем в значительном числе случаев другие причины отказов связаны с попаданием скважинной жидкости в электроизоляционное масло.

Результаты табл.1 показывают отсутствие существенного различия в распределении причин отказов новых и ранее ремонтировавшихся ПЭД, что свидетельствует о неизменности механизма отказов ПЭД после проведения ремонта. Экспериментально установлено отсутствие значимости на уровне 0,05 в отличии наработки новых и ранее ремонтировавшихся ПЭД-32, эксплуатировавшихся в нефтяных скважинах АО «Сургутнефтегаз». Следовательно, на основании

сравнительного анализа наработки новых и ранее ремонтировавшихся ПЭД можно сделать вывод об отсутствии предпочтения (0,5:0,5). Полученный результат хорошо объясняется механизмом отказов ПЭД, который в основном связан с недостаточной надежностью гидрозащиты, попаданием скважинной жидкости в электроизоляционное масло и пробоем электрической изоляции. В то же время электрические характеристики изоляции за время эксплуатации ПЭД до отказа (300—400 сут) практически не изменяются. Так, в результате эксплуатации ПЭД-32 в нефтяных скважинах АО «Сургутнефтегаз» в течение 1000 сут кратковременная электрическая прочность полиимида-фторопластовой изоляции обмоточных проводов ППИ-У изменилась незначительно.

При ремонте ПЭД (как капитальном, так и профилактическом) производится замена электроизоляционного масла, а также торцевых уплотнений и резиновой диафрагмы в гидрозащите, что практически восстанавливает качество гидрозащиты. Таким образом, стабильность электрических характеристик изоляции и существующая технология ремонта позволяют восстановить надежность ПЭД после ремонта до надежности новых ПЭД, что делает операцию ремонта ПЭД эффективной.

Наработка до отказа нефтенасосов отдельно не определяется, так как отказы собственно нефтенасосов, связанные в основном с заклиниванием рабочих органов или сломом вала и т.д., происходят достаточно редко (3—4% общего числа отказов УЭЦН). Износ рабочих органов нефтенасосов при эксплуатации приводит к снижению подачи откачиваемой скважинной жидкости, оплавлению удлинителей, муфт, возможному попаданию этой жидкости в ПЭД, отказам УЭЦН и их подъему. При каждом подъеме УЭЦН производится ремонт нефтенасосов и наработка этих нефтенасосов отождествляется с наработкой УЭЦН. При капитальном ремонте нефтенасосов в АО «Сургутнефтегаз» корпуса нефтенасосов полностью комплектуются новыми рабочими органами. При

Таблица 2

Нефтенасосы	Причина отказов				
	Износ рабочих органов	Засорение мусором	Засорение песком	Засорение солями	Засорение парафином
Новые	46	20	6	20	8
Ранее ремонтировавшиеся	54	16	8	16	6

профилактическом ремонте корпуса нефтенасосов частично или полностью комплектуются прошедшими отбраковку, уже эксплуатировавшимися рабочими органами. Процентное распределение причин отказов в нефтяных скважинах узлов нефтенасосов (как новых, так и ранее ремонтировавшихся) приведено в табл.2.

Как следует из табл.2, отсутствует значительное различие в распределении причин отказов новых и ранее ремонтировавшихся нефтенасосов, что позволяет сделать вывод об отсутствии существенных изменений в механизме отказов нефтенасосов после ремонта. Анализировалась эксплуатация УЭЦН как с новыми, так и с ранее ремонтировавшимися нефтенасосами. Установлено, что процент подъемов УЭЦН из-за износа рабочих органов нефтенасосов практически одинаков для УЭЦН, укомплектованных как новыми, так и ранее ремонтировавшимися нефтенасосами. Можно предположить, что износ рабочих органов нефтенасосов определяется не предшествующим ремонтом нефтенасосов, а свойствами скважин (обводненностью, концентрацией механических примесей и солей).

Анализ эксплуатации и состояния узлов нефтенасосов (как новых, так и после ремонта) позволяет сделать вывод, что попарное выражение предпочтения этих нефтенасосов определяется соотношением 0,55:0,45. При этом не рассматривается возможное увеличение вибрации УЭЦН после ремонта ПЭД и нефтенасосов. Вибрация может вызвать разрушение УЭЦН при эксплуатации и привести к аварийным отказам, связанным с расчленением УЭЦН и системы подвески (так называемым «полетам»). Хотя они и составляют не более 3—4% общего числа отказов УЭЦН, но экономический ущерб от них очень велик [5].

Анализ отказов новых и ранее ремонтировавшихся кабелей марок КПБП, КПБК показал, что ранее ремонтировавшиеся кабели этих марок значительно чаще отказывают при спускоподъемных операциях, чем новые. Так, в НГДУ «Быстринскнефть» АО «Сургутнефтегаз» в 1998 г. на нефтяных скважинах, оборудованных УЭЦН, из 24 отказов изоляции кабелей марок КПБП, КПБК, проработавших менее

60 сут, 22 отказа, в том числе и 13 по причине механических повреждений при спускоподъемных операциях, произошли с кабелями, ранее ремонтировавшимися. В то же время в АО «Сургутнефтегаз» ранее ремонтировавшиеся кабели составляют 60% общего количества кабелей, эксплуатировавшихся в 1997—1998 гг. По данным АО «Башнефть» за 1995 г. из 119 механических повреждений кабелей марок КПБП, КПБК при спускоподъемных операциях УЭЦН только 8 приходится на новые кабели. Столь значительное увеличение при спускоподъемных операциях УЭЦН отказов ранее ремонтировавшихся кабелей по сравнению с новыми происходит в основном из-за нарушения технологии этих операций, что приводит к перекручиванию кабелей, а следовательно, к значительным механическим напряжениям в их электрической изоляции.

В полиэтиленовой изоляции кабелей марок КПБП, КПБК наблюдается большое количество трещин (в основном субмикротрещин). Так, концентрация субмикротрещин в полиэтиленовой изоляции новых, еще не эксплуатировавшихся кабелей этих марок, определенная методом малоуглового рентгеновского рассеяния на малоугловой вакуумной камере КРМ, составила $6,8 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ [6]. Действие механических напряжений в полиэтиленовой изоляции при деформации кабелей приводит к переходу субмикротрещин в микротрещины, а затем и магистральные трещины, проникающие через всю толщину изоляции или на значительную глубину. При попадании в них скважинной жидкости могут наблюдаться отказы кабелей.

Для оценки корреляции между деформацией электрической изоляции кабелей марок КПБП, КПБК при спускоподъемных операциях и отказами этих кабелей при последующей эксплуатации могут использоваться нечеткие множества. Деформация изоляции кабелей при спускоподъемных операциях (так называемые перекрутки) определяется в терминах нечетких суждений, например, как «очень высокая», «высокая», «не очень высокая» «низкая», «очень низкая», «отсутствует». Для формализации параметров верbalной информации использует-

ся функция принадлежности, которая формируется при помощи экспертных оценок. Применение метода нечетких множеств позволяет установить наличие корреляции между деформацией изоляции кабелей марок КПБП, КПБК при спускоподъемных операциях с УЭЦН и последующими отказами этих кабелей после ремонта при спуске их в нефтяные скважины.

По результатам эксплуатации в АО «Сургутнефтегаз» в 1995—1997 гг. установлено, что наработка до отказа изоляции ранее ремонтировавшихся кабелей марок КПБП, КПБК с наработкой более 60 сут снижается не более чем на 40% по сравнению с новыми кабелями. Это позволяет считать операцию проведения ремонта кабелей марок КПБП, КПБК эффективной. В то же время значительное увеличение количества отказов при спускоподъемных операциях ранее ремонтировавшихся кабелей марок КПБП, КПБК по сравнению с новыми кабелями снижает эффективность операции ремонта этих кабелей. Эксплуатационные данные позволяют определить попарное выражение предпочтений новых и ранее ремонтировавшихся основных длин кабелей марок КПБП, КПБК соотношением 0,7:0,3. Следует отметить, что в последние годы в связи с работой нефтяников России в новых экономических условиях снизилось количество отказов кабелей при спускоподъемных операциях УЭЦН за счет повышения культуры производства и соблюдения технологии проведения этих операций. Это в какой-то степени нивелирует отрицательные последствия эксплуатации кабелей после ремонта.

Для системы из n последовательно соединенных элементов наработка до отказа системы (T), при предположении о диффузионном законе распределения отказов, определяется по формуле:

$$T = \left(\sqrt{\sum_{i=1}^n \frac{1}{T_i}} \right)^{-1}, \quad (8)$$

где T_i — наработка до отказа i -го из последовательно соединенных элементов.

Экспериментально определенная наработка в Западно-Сибирском нефтяном регионе новых и ранее ремонтировавшихся УЭЦН хорошо совпадает с наработкой УЭЦН, рассчитанной по формуле (8) с учетом попарных предпочтений элементов УЭЦН новых и после ремонта.

Проведенные исследования позволяют сделать вывод, что ремонтные операции эффективны для ПЭД и нефтенасосов. При этом ПЭД могут ремонтироваться повторно до 4—5 раз. Количество повторных ремонтов ПЭД определяется в основном коррозионной стойкостью

корпусов, наличием смещения статорного железа и т.д., а не снижением электрических характеристик изоляции статорной обмотки. Количество ремонтов нефтенасосов определяется механическими повреждениями отдельных узлов как при эксплуатации, так и при разработке во время ремонта и не превышает обычно 5—6 ремонтов. Для кабелей марок КПБП, КПБК, отработавших до каждого отказа в нефтяных скважинах 350—400 суток, что составляет наработку до отказа этих кабелей в Западно-Сибирском нефтяном регионе, проведение дальнейших ремонтов, следующих за вторым, представляется неэффективным.

УЭЦН производства таких западных фирм, как «REDA», «Odi», «Centrilift» довольно широко эксплуатируются и ремонтируются на нефтяных месторождениях России и ремонтопригодность их элементов хорошо известна. Так, кабели производства западных фирм имеют достаточно сложную конструкцию, в качестве электрической изоляции в них используются эластомеры, и эти кабели не ремонтируются. В некоторых конструкциях ПЭД западных фирм статорная обмотка герметизирована специальным компаундом, и они также не ремонтируются. В то же время в большинстве конструкций ПЭД западных фирм статорная обмотка не герметизирована, и они ремонтируются. Нефтенасосы западных фирм также ремонтируются. Технология ремонта ПЭД и нефтенасосов производства западных фирм аналогична технологии ремонта ПЭД и нефтенасосов производства заводов России. В настоящее время отсутствует достаточное количество эксплуатационных данных которые бы позволили оценить эффективность ремонта в России УЭЦН производства западных фирм.

Список литературы

- Мушик Э., Мюллер П. Методы принятия технических решений М.: Мир, 1990.
- Надежность и эффективность в технике: Т.3. Эффективность технических систем/Под ред. Уткина В.Ф. М.: Машиностроение, 1988.
- Месенжник Я.З., Тареев Б.М., Прут Л.Я. О достоверности оценки надежности электрической изоляции электроцентробежных нефтенасосов//Электричество. 1996. № 5.
- Ховард Р.А. Динамическое программирование и марковские процессы. М.: Советское радио, 1964.
- Прут Л.Я., Месенжник Я.З., Пинчук А.В. Аварийные отказы электроцентробежных нефтенасосов//Сб. научных трудов Сургутского государственного университета. Т.4. Сургут, 1998.
- Месенжник Я.З., Корчагин А.Г., Прут Л.Я., Тян И.С. Надежность изоляции окружных электрических систем и методы ее прогнозирования//Электричество. 1986. № 7.

Вентильный тахогенератор с пинейной выходной характеристикой

СОЛОВЬЕВ В.А.

Исследованы особенности работы выпрямителей с компенсацией падения напряжения на диодах в вентильных тахогенераторах. Показано, что применение таких выпрямителей позволяет уменьшить зону нечувствительности выходной характеристики вентильного тахогенератора.

Во многих электроприводах используются тахогенераторы постоянного тока (ТГПТ) [1,2]. Надежность этих электроприводов из-за щеточно-коллекторного узла ТГПТ относительно невелика. Повысить ее можно заменой ТГПТ вентильным тахогенератором (ВТГ), представляющим собой синхронный тахогенератор (СТГ) с выпрямителем [2–5].

Основными недостатками ВТГ, затрудняющими его использование в системах управления электродвигателями с широким диапазоном регулирования частоты вращения, являются пульсации выходного напряжения и наличие зоны нечувствительности в выходной характеристике, обусловленной падением напряжения на диодах выпрямителя [3,4]. Для понижения уровня пульсаций выходного напряжения ВТГ до значений аналогичного показателя ТГПТ и облегчения их последующей фильтрации СТГ выполняются многофазными и многополюсными, а также используются СТГ, работающие по принципу электромагнитной редукции [3–5]. Наиболее простым способом уменьшения относительной зоны нечувствительности выходной характеристики ВТГ является применение в нем СТГ с повышенным выходным напряжением при номинальной частоте вращения. Однако при этом значительно возрастают его габариты. В маломощных электроприводах они становятся соизмеримыми с габаритами электродвигателя, а в низковольтных вентильных электродвигателях (ВД), контроль частоты вращения которых производится по ЭДС вращения их фазных обмоток [4] этот способ принципиально не реализуем. Уменьшить зону нечувствительности ВТГ практически до нуля можно при использовании в них прецизионных выпрямителей [6], выполненных на операционных выпрямителях, но из-за относительной сложности их исполнения в многофазном варианте в подобных тахогенераторах они не получили распространение.

В работе исследуются выпрямители с компенсацией падения напряжения на диодах, позволяющие уменьшить зону нечувствительнос-

ти выходной характеристики ВТГ. При соединении секций фазных обмоток СТГ или ВД звездой с общим проводом может использоваться однополупериодный выпрямитель. Его электрическая схема приведена на рис.1. Выпрямитель состоит из диодов $VD1$ – $VD4$, включенных последовательно с соответствующими секциями фазных обмоток $L1$ – $L4$. Нагрузкой выпрямителя является соединенный последовательно с источником постоянного тока E_n и представляющий собой измерительную ветвь ВТГ делитель напряжения $R1$, $R2$. Параллельно источнику питания включена компенсационная ветвь, состоящая из соединенных последовательно диода $VD5$ и делителей напряжения $R3$, $R4$. Диод $VD5$ предназначен для компенсации изменения падения напряжения на диодах выпрямителя $VD1$ – $VD4$ при колебаниях температуры и нестабильности ЭДС E_n источника постоянного тока. К общим точкам соединений резисторов $R1$, $R2$ и $R3$, $R4$ подключены входы дифференциального усилителя DU , выход которого является выходом u_{VTG} .

При анализе работы VTG условимся, что диоды выпрямителя работают в области малых токов, которая задается соответствующим выбором сопротивлений $R1$ – $R4$. Поэтому влиянием объемного сопротивления базы диодов на падение напряжения на них можно пренебречь и считать их идеализированными. Тогда для определения напряжения на диоде выпрямителя можно

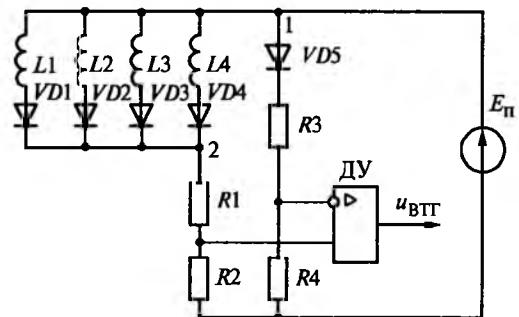


Рис.1. Однополупериодный выпрямитель с компенсацией падения напряжения на диодах

воспользоваться известной зависимостью [7]

$$U_{VD} = \varphi_T \ln \frac{I_{VD}}{I_0}, \quad (1)$$

где $\varphi_T = 25$ мВ — температурный потенциал; I_{VD} — прямой ток диода; I_0 — обратный ток насыщения диода.

Мгновенное значение выходного напряжения ВТГ пропорционально разности падений напряжений на резисторах R_2 и R_4

$$u_{VTG} = K_{DU}(i_u R_2 - i_k R_4), \quad (2)$$

где K_{DU} — коэффициент усиления дифференциального усилителя; i_u, i_k — мгновенные значения токов в измерительной и компенсационной ветвях.

Ток в измерительной ветви при вращении СТГ зависит от ЭДС его секций фазных обмоток

$$i_u = \frac{e_{c.\phi} + E_n - U_{VDu}}{R_c + R_1 + R_2}, \quad (3)$$

а в компенсирующей ветви

$$i_k = \frac{E_n - U_{VDk}}{R_3 + R_4}, \quad (4)$$

где $e_{c.\phi}$ — мгновенное значение ЭДС секции фазной обмотки СТГ; R_c — активное сопротивление секции фазной обмотки СТГ; U_{VDu}, U_{VDk} — падения напряжения на диодах выпрямителя и компенсирующей ветви.

Из выражений (1), (3) следует, что при возрастании ЭДС вращения секции фазной обмотки СТГ одновременно с током i_u будет увеличиваться напряжение U_{VDu} . При $E_n \gg U_{VDu}$ допустимо принять приращение тока в измерительной ветви Δi_u пропорциональным ЭДС $e_{c.\phi}$. После этого, используя формулу (1), несложно определить приращение напряжения ΔU_{VDu} на проводящем диоде выпрямителя. Его значение, как следует из (1), пренебрежимо мало по сравнению с вызванным ее изменением $e_{c.\phi}$. Например, в ВД с нереверсивным питанием секций фазных обмоток при $e_{c.\phi} \leq E_n$ приращение напряжения на диоде составляет $\Delta U_{VDu} \leq \varphi_T \ln 2 \approx 0.7 \varphi_T$. В связи с этим можно считать, что $U_{VDu} \approx U_{VDk}$. Тогда, подставляя в (2) выражения (3), (4), при $R_c + R_1 = R_3$ и $R_2 = R_4$ получаем:

$$u_{VTG} = K_{DU} \frac{R_2}{R_c + R_1 + R_2} e_{c.\phi}. \quad (5)$$

Если в схеме на рис.1 заменить резистор R_2 источником тока, выполненным на транзисторе, то приращение падения напряжения на проводящем диоде будет $\Delta U_{VDu} = 0$, и обусловленная им погрешность становится равной нулю, а крутизна выходной характеристики рассматриваемого выпрямителя увеличивается. Ее выражение принимает вид

$$u_{VTG} = K_{DU} e_{c.\phi}. \quad (6)$$

Для определения зоны нечувствительности выходной характеристики ВТГ (5) рассмотрим изменение напряжения между точками 1,2 выпрямителя (рис.1) в начальный момент вращения ротора тахогенератора. В неподвижном состоянии ротора ЭДС секций фазных обмоток СТГ равна нулю, и по всем секциям $L1-L4$ проходят одинаковые токи, сумма которых равна начальному току в измерительной ветви I_u . Напряжение между точками 1,2

$$U_{12} = \frac{I_u}{m} R_c + \varphi_T \ln \frac{I_u}{m I_0}, \quad (7)$$

где m — число фаз выпрямителя.

При повороте ротора СТГ в его секциях фазных обмоток $L1-L4$ наводятся ЭДС вращения, которыми запираются $m-1$ диодов выпрямителя. По его проводящему диоду будет проходить ток I_u , который при выполнении указанных условий практически не изменяется. Поэтому напряжение на рассматриваемом участке выпрямителя возрастает и составит

$$U_{12} = I_u R_c + \varphi_T \ln \frac{I_u}{I_0} - e_{c.\phi}, \quad (8)$$

а выходное напряжение дифференциального усилителя ДУ станет отрицательной полярности. Минимальное значение ЭДС $e_{c.\phi}$, при котором его выходное напряжение с увеличением частоты вращения ВТГ опять станет равным нулю, находим приравниванием выражений (7), (8):

$$e_{c.\phi \min} = \frac{m-1}{m} I_u R_c + \varphi_T \ln m. \quad (9)$$

В ВД из-за малости R_c первым слагаемым в формуле (9) можно пренебречь, и поэтому в них ЭДС секции, определяющая зону нечувствительности выходной характеристики ВТГ, в зависимости от числа фаз не превышает $e_{c.\phi \min} =$

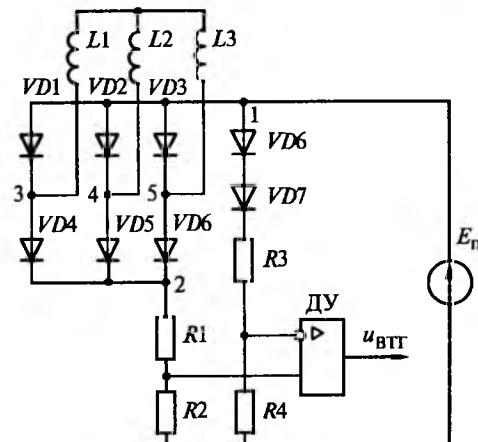


Рис.2. Двухполупериодный выпрямитель с компенсацией падения напряжения на диодах

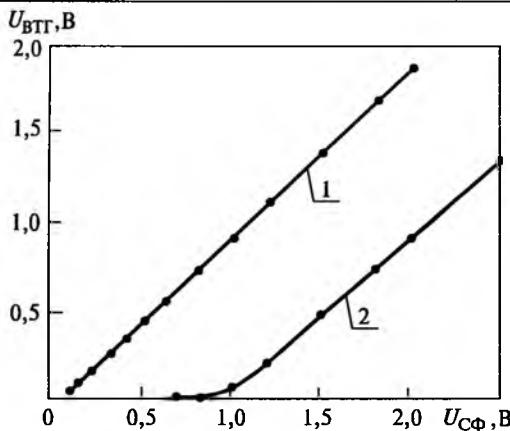


Рис.3. Зависимость U_{BTG} от $U_{C\Phi}$ выпрямителя с компенсацией (1) и без компенсации (2) падения напряжения на диодах

$= (0,7 \div 1,6)\varphi_t$. В обычном маломощном выпрямителе этот показатель почти на два порядка больше и равен падению напряжения на кремниевом диоде $U_{VD} \approx (0,6 \div 0,8)$ В [7].

При соединении фазных обмоток СТГ в звезду без вывода общей точки соединения для выпрямления их ЭДС вращения возможно применение только двухполупериодного мостового выпрямителя. Электрическая схема такого трехфазного выпрямителя с компенсацией падения напряжения на диодах изображена на рис.2. Мгновенное значение его выходного напряжения рассчитывается также, как и однополупериодного выпрямителя, и

$$u_{BTG} = K_{du} \frac{R_2}{R_c + R_l + R_2} e_{c.l.}, \quad (10)$$

где $e_{c.l.}$ — мгновенное значение линейной ЭДС фазных обмоток СТГ.

При определении минимальной линейной ЭДС СТГ, соответствующей зоне нечувствительности выходной характеристики мостового выпрямителя, принимаем все диоды одинаковыми. Тогда в неподвижном состоянии ротора СТГ потенциалы точек 3, 4, 5 схемы выпрямителя (рис.2) будут одинаковы. Токи в фазных обмотках $L1-L3$ будут равны нулю, а напряжение на диодах $VD1-VD6$ выпрямителя рассчитывается на формуле

$$U_{12} = 2\varphi_t \ln \frac{I_u}{mI_0}. \quad (11)$$

При вращении СТГ напряжение на диодах $VD1-VD6$ выпрямителя находится из выражения

$$U_{12} = 2I_u R_c + \varphi_t \ln \frac{I_u}{I_0} - e_{c.l.}. \quad (12)$$

Решая совместно (11) и (12) получаем линейную ЭДС вращения, при которой выходное

напряжение дифференциального усилителя ДУ будет равно нулю:

$$e_{c.lmin} = 2I_u R_c + 2\varphi_t \ln m. \quad (13)$$

Из выражения (13) следует, что ЭДС $e_{c.lmin}$ также на порядок меньше падения напряжения на диодах обычного мостового выпрямителя.

Экспериментальная проверка результатов теоретических исследований проводилась на однофазном двухполупериодном мостовом выпрямителе, выполненном на диодах D223A. Снимались зависимости изменения выходного напряжения U_{BTG} выпрямителя с компенсацией и без компенсации падения напряжения на диодах от напряжения фазной обмотки $U_{C\Phi}$, которая имитировалась регулируемым источником постоянного тока. Сопротивления измерительной ветви $R_1=0$ Ом, $R_2=20$ кОм, а эквивалентное активное сопротивление секции фазной обмотки СТГ $R_c=100$ Ом. Выпрямитель с компенсацией падения напряжения на диодах испытывался при $E_n=15$ В, $I_u \approx 0,7$ мА, $K_{du}=1$.

Результаты испытаний иллюстрированы графиками, приведенными на рис.3. Они подтверждают эффективность компенсации падения напряжения на диодах выпрямителя для уменьшения зоны нечувствительности его выходной характеристики.

Таким образом, применение в ВТГ выпрямителей с компенсацией падения напряжения на диодах позволяет увеличить практически на порядок диапазон изменения их выходного напряжения.

Список литературы

1. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. Л.: Энергоатомиздат, 1982.
2. Thalheim K., Homburg D., Reiff E.-Ch. Analoge und digitale Drehzahlmessung: Tendenz bei Tachogeneratoren und Drehimpulsgeber//Antriebstechnik. 1987. № 9. S. 38—40.
3. Бродовский В.Н., Каржавов Б.Н., Рыбкин Ю.П. Бесколлекторные гахогенераторы постоянного тока. М.: Энергоатомиздат, 1982.
4. Овчинников И.Е., Лебедев Н.И. Бесконтактные двигатели постоянного тока. Л.: Наука, 1979.
5. Бут Д.А. Бесконтактные электрические машины. М.: Высшая школа, 1985.
6. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергия, 1980.
7. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. М.: Высшая школа, 1982.

Соловьев Владимир Алексеевич — доцент кафедры электротехники Московской государственной текстильной академии им. А.Н.Косыгина (МГТА). Окончил энергетический факультет Московского текстильного института (МТИ) в 1971 г. В 1983 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Система автоматического управления бесконтактным двигателем постоянного тока».

ХРОНИКА

ВНИИМС – 100 лет

1 октября 2000 г. исполняется 100 лет со дня создания в Москве по инициативе великого русского ученого Д.И. Менделеева одного из первых в России метрологических учреждений — Поверочной палатки торговых мер и весов при Московском окружном пробирном управлении. На ее основе в дальнейшем получил свое развитие Всероссийский научно-исследовательский институт метрологической службы Государственного комитета Российской Федерации по стандартизации и метрологии (ВНИИМС Госстандарта России).

За годы своего существования институт имел целый ряд наименований, в том числе: Московский институт метрологии и стандартизации — МОИМС (1931–1934 гг.), Российский институт метрологии — РОНИМ (1934–1937 гг.), Московский государственный институт мер и весов (1937–1939 гг.), Московский государственный институт мер и измерительных приборов — МГИМИП (1939–1955 гг.), ВНИИ Комитета и Госкомитета стандартов — ВНИИК и ВНИИГК (1955–1972 гг.). С развитием и становлением института тесно связано образование ряда других метрологических учреждений страны: ВНИИФТРИ, Ростест-Москва, НИЦПВ, ВНИЦСМВ. Свое современное наименование, а также задачи и функции, определяющие роль и место института среди других метрологических институтов страны, ВНИИМС получил в соответствии с постановлением ЦК КПСС и Совета Министров СССР от 9 декабря 1972 г. Еще в 1965 г. институт был назначен головной организацией по государственному надзору за средствами измерений, а с 1973 г. институт становится Главным научным центром Государственной метрологической службы (ГМС). В 1994 г. ВНИИМС присвоен статус Государственного научного метрологического центра (ГНМЦ).

В стенах ВНИИМС выросли, работали и продолжают трудиться многие известные ученые и специалисты-метрологи, создавшие метрологические школы в области законодательной и прикладной метрологии и различных областях измерений, в том числе измерений давления и расхода, массы, вибрации, высоких и сверхвысоких электрических напряжений, физико-химических измерений, метрологии свойств

поверхности, метрологии измерительных систем и т.д. В их числе: Агалецкий П.Н., Асташенков А.И., Бараш В.Я., Белоцерковский В.И., Боровик-Романов А.С., Булатов С.Б., Васильев Е.В., Горшков Б.П., Граменицкий В.Н., Егоров В.А., Жоховский М.К., Заец Е.А., Закс Л.М., Земельман М.А., Карелин Н.М., Кессельман С.М., Кипаренко В.И., Кузнецов В.П., Лошак В.И., Лукьянов В.С., Маликов С.Ф., Маликова Х.О., Манохин А.Е., Миф Н.П., Орлов С.Б., Павловский А.П., Пеликс Н.А., Сафаров Г.П., Сквородников В.А., Тюрин Н.И., Фаткудина Ш.Р., Хансуваров К.И., Цейтлин В.Г., Чинарев А.С., Шаронов М.Г., Эйдинов В.Я., Яншин В.Н., Ярославский В.Н. и многие другие.

ВНИИМС является единственным метрологическим институтом в России, который эффективно выполняя возложенные на него Госстандартом России базовые функции по обеспечению единства измерений в стране, специализируется на решении общих задач метрологического контроля и надзора и повышения эффективности метрологической службы в целом и проводит значительный объем работ по исследованиям в области организационных, правовых и экономических проблем деятельности ГМС, созданию научного и методического обеспечения работ по метрологическому контролю и надзору, принимает непосредственное участие в разработке и внедрении законодательных и других нормативных актов и документов по обеспечению единства измерений в стране, оказывает методическую помощь в организации и становлении метрологических служб министерств и ведомств, предприятий и организаций.

В значительной мере по этой причине ВНИИМС, его ученым и специалистам была поручена разработка Закона РФ "Об обеспечении единства измерений" и ряда других законодательных и нормативных актов, а затем совместно с Госстандартом России, другими метрологическими институтами и органами ГМС — внедрение их положений в метрологическую практику.

ВНИИМС осуществляет функции:

Центра эталонов и фундаментальных исследований в области измерений качества поверх-

ности, трехкоординатных измерений, давления, виброметрии, электрического напряжения и других;

Государственного центра испытаний средств измерений; Центра организационно-методических работ в области государственного метрологического надзора;

Центра стандартизации в области метрологии;

Научно-методического центра испытаний и сертификации средств измерений;

Научно-методического центра Российской системы калибровки;

Научно-методического центра аттестации методик выполнения измерений;

Центра метрологического обеспечения энергоресурсов;

Головной организации по метрологии измерительных систем;

Центра испытаний игровых автоматов;

Методического центра по метрологическому надзору за фасованными продуктами;

Координатора международного сотрудничества, информационного обслуживания;

Учебного центра подготовки метрологов.

Институт имеет аккредитованные поверочные и калибровочные лаборатории.

ВНИИМС проводит системные исследования и разработки по правовым, организационным, методическим и экономическим проблемам обеспечения единства измерений, включая установление единых метрологических требований, по проблемам совершенствования деятельности ГМС, в том числе обеспечения работ по государственному метрологическому контролю и надзору; проводит исследования и разработки по совершенствованию методических основ деятельности метрологических служб предприятий и организаций, других юридических лиц; проводит анализ состояния измерений, контроля и испытаний на производстве и в сфере

услуг; участвует в разработке и реализации федеральных и иных государственных научно-технических программ; осуществляет научно-методическое руководство и проведение испытаний средств измерений с целью утверждения типа, ведение Государственного реестра средств измерений, автоматизированного банка данных о нормативных документах ГСИ и ряда других.

ВНИИМС осуществляет координацию участия российских организаций в международном научно-техническом сотрудничестве в области метрологии в рамках международных и региональных организаций (МОЗМ, ИСО, КООМЕТ), а также СНГ, имеет тесные научные связи с ведущими научными центрами мира: NIST (США), NPL (Великобритания), PTB (Германия) и др. В институте функционируют аспирантура и Ученые советы по присуждению ученоей степени кандидата наук. На базе института действуют филиалы базовых кафедр метрологии ряда московских вузов. Исследования и разработки ВНИИМС по проблемам подготовки и повышения квалификации специалистов в области метрологии внедрены в государственные образовательные стандарты и программы. ВНИИМС осуществляет разработку и внедрение информационных технологий в метрологическую деятельность. Основные базы данных института зарегистрированы.

Сегодня научно-исследовательская база ВНИИМС включает 11 эталонов, в том числе 2 государственных эталона единиц величин, 3 рабочих эталона и 6 установок высшей точности, ряд из которых не имеет аналогов в стране и за рубежом. В институте работает 270 чел., в том числе 11 докторов и 53 кандидата наук. Институт издает научно-технический журнал "Законодательная и прикладная метрология".

Свою деятельность ВНИИМС осуществляет в тесном взаимодействии с РАН, федеральными органами исполнительной власти, организациями и предприятиями.

Редактор отдела О.В. Кунавина
Научный редактор Л.А. Романова

Сдано в набор 28.06.2000. Подписано в печать 03.08.2000. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 60

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

Вниманию предприятий, организаций, НИИ, вузов стран СНГ и зарубежных фирм!

Журнал "Электротехника" предоставляет свои страницы для:

- **РЕКЛАМЫ ИЗДЕЛИЙ** отечественных предприятий и зарубежных фирм в области энергетики, электротехники, электроники, автоматики
- **ПУБЛИКАЦИИ ОБЪЯВЛЕНИЙ** о научных симпозиумах, конференциях совещаниях, семинарах
- **ДРУГОЙ ИНФОРМАЦИИ**, соответствующей тематике журнала

Сообщаем, что журнал поступает к зарубежным подписчикам во многих странах мира на русском и английских языках. Реклама в черно-белом или цветном изображении может быть помещена на страницах журнала или на его обложке. Напоминаем наш адрес: 123242, Москва, Зоологическая ул. д. 11, комн. 213.

Телефон для справок: 254-11-52



Оглавление нашего журнала можно бесплатно получить в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организованную в Московском Физико-Техническом институте.

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

<http://www.ripn.net/infomag/>
<gopher://gopher.ripn.net/>
<telnet://info.ripn.net/>

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

HELP по адресу im@ripn.net



Журнал "Электротехника" переводится на английский язык и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" в полном объеме. Российское авторское общество (РАО) выплачивает гонорар авторам статей, опубликованных в журнале.

Справки по тел.: 203-35-33.



Научно-технический журнал "Электротехника" 70 лет активно способствует развитию электротехнической промышленности.

Публикуя теоретические статьи, освещающие существующие проблемы, и статьи по результатам исследований новых типов электротехнического оборудования, журнал дает возможность специалистам, занятым созданием и применением низковольтной аппаратуры, силовых полупроводниковых приборов, преобразовательных устройств, трансформаторов, высоковольтной техники, электрических машин, электроприводов и систем управления использовать новейшие достижения в своих разработках.

В современных условиях журнал приобретает все большее значение в сохранении старых и налаживании новых научно-технических и практических связей между производителями и потребителями электротехнического оборудования.

Публикуемая на страницах журнала реклама продукции, информация об условиях и сроках ее поставки, выпуск специальных номеров журнала по тематике и материалам (в том числе рекламным) заказчика, помогут Вам найти надежных партнеров как у нас в стране, так и за рубежом.

Журнал "Электротехника" распространяется по подписке — через АРЗИ (Москва) по объединенному каталогу Департамента почтовой связи Министерства связи Российской Федерации. Подписной индекс — 71111 (подписка на полугодие).

В редакции можно купить отдельные номера за нынешний и прошлые годы.

Журнал "Электротехника" переводится на английский язык и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" в полном объеме. Российское авторское общество (РАО) выплачивает гонорар авторам статей, опубликованных в журнале.