

07

ISSN 0013-5860

Э *ЭЛЕКТРОТЕХНИКА* **Т** **3 2001**



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

№ 3 МАРТ 2001

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 «АВТОМАТИЗИРОВАН-
НЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО»
(г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор

КОЧЕТКОВ В.Д.

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

Издатель: ЗАО "Знак"

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

Адрес редакции:

123242, Москва,

Зоологическая ул., 11, комн. 213

Факс/телефон: 254-11-52

E-mail 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.

Рукописи статей не возвращаются.

© «Электротехника», 2001 г.

СОДЕРЖАНИЕ

ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

- Лукацкая И.А. Расчет количества электричества, протекающего в
дуге отключения переменного тока 1
Рыльская Л.А. Определение места пробоя в электродных
системах с экранированным изолятором в вакууме 7
Корявин А.Р., Волкова О.В. Импульсная электрическая проч-
ность полимерных линейных изоляторов в сухом состоянии и
при дожде 13
Дёмина В.Н., Аракелян В.Г. Усовершенствованный
метод определения кислотности элегаза в оборудовании 19

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Богуславский И.З. Метод оптимизации сердечника ротора
мощной явнополюсной машины 22
Богуславский И.З., Лангваген Е.С. Активное и индуктивное
сопротивления стержней бутылочного профиля мощного
асинхронного двигателя 24
Козырский В.В. Управление режимом работы контактных систем
с болтовым соединением на основе применения специальных
сплавов 27
Ким К.К., Изотов А.И., Колесов С.Л. К вопросу применения
твердых смазок в системах скользящего токосъема 30
Бочкарев И.В. Математическое описание квазиустановившегося
режима работы электромеханических тормозных устройств 33

ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА

- Щербаков В.Г. Результаты разработок и проблемы создания бес-
коллекторного привода для железнодорожного электропод-
вижного состава 37

ТРАНСФОРМАТОРЫ

- Лобунец О.Д. Расчет действующих значений токов первичных
обмоток трансформаторов статических преобразователей 40

КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Малышев Л.А. Физико-статистический метод диагностирования
судовых кабелей с резиновой изоляцией и оболочкой 42

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

- Апаров А.Б. Маломощные автономные электроустановки 49
Громовенко А.В., Опре В.М., Федоров А.В. Индуктивный
заряд емкостных накопителей 51

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

- Малаховский Е.Е., Федоров В.В. Измерение неравномерности
угловой скорости вращения 55

БИБЛИОГРАФИЯ

- Гайтов Б.Г. Рецензия на книгу Копылова И.П. "Электрические
машины" 60

ХРОНИКА

- IV-я Международная конференция по электротехнике, электроме-
ханике и электротехнологии "МКЭЭ-2000" 64
Вячеслав Григорьевич Огоньков 65

Расчет количества электричества, протекающего в дуге отключения переменного тока

ЛУКАЦКАЯ И.А., канд. техн. наук

ГНЦ ВЭИ

Разработана методика расчета среднего значения (математического ожидания) количества электричества \bar{Q} , протекающего в дуге отключения трехфазного переменного тока при произвольной фазе размыкания контактов выключателя. Приведены результаты расчета, выполненного в предположении, что погасание дуги отключения в первом нуле тока происходит только тогда, когда контакты выключателя размыкаются не позже некоторой граничной фазы φ_r , а во всех остальных случаях дуга отключения гаснет во втором нуле тока. Расчет сделан для диапазона фаз $\varphi_r = (0,5-1)\pi$.

Одним из важнейших параметров силовых высоковольтных коммутационных аппаратов является ресурс по коммутационной стойкости. Диапазон токов, в котором необходимо знать ресурс этих аппаратов, очень велик и простирается от номинальных токов в сотни и тысячи ампер до номинальных токов отключения в десятки килоампер [1]. Испытания при таких токах очень дорогостоящи и трудоемки. Поэтому они проводятся чаще всего в двух режимах: при номинальном токе и номинальном токе отключения. Это несмотря на то, что в эксплуатации часто требуются сведения о ресурсе при промежуточных токах. Особенно остро стоит вопрос испытаний на ресурс по коммутационной стойкости для высоковольтной вакуумной коммутационной аппаратуры. При номинальных токах коммутационный ресурс вакуумных выключателей достигает нескольких десятков тысяч циклов включено-отключено (ВО), а вакуумных контакторов — миллиона циклов ВО. При номинальных токах отключения коммутационный ресурс вакуумных выключателей и контакторов составляет от 20 до 100 циклов ВО [2,3].

Для уменьшения затрат на ресурсные испытания в ряде случаев их проводят при пониженных возвращающихся напряжениях или (и) в однофазной схеме вместо трехфазной.

К числу основных критериев при оценке результатов испытания на ресурс относится износ контактов дугогасительного устройства. Износ контактов происходит под действием дуги, которая возникает в момент размыкания контактов при отключении тока и погасает при переходе переменного тока через нулевое значение. Износ контактов зависит от ряда факторов, в том числе от значения отключаемого

тока, падения напряжения на дуге и времени горения дуги. При прочих равных условиях падение напряжения на дуге определяется током дуги и не зависит от возвращающегося напряжения, а время горения дуги может быть меньшим при пониженных напряжениях, чем при высоких. Таким образом, отличие воздействия дуги на контакты коммутационного аппарата при пониженном и высоком напряжениях состоит во времени горения дуги, т.е. в количестве электричества, протекающего в дуге отключения. Для определения эквивалентности испытаний при пониженном и высоком напряжениях, а также в однофазной и трехфазной схемах при одном и том же токе необходимо уметь рассчитывать количество электричества, протекающего в дуге отключения в различных режимах.

В то время как расчет количества электричества, протекающего в дуге при отключении переменного однофазного тока при произвольной фазе размыкания, представляет собою достаточно простую задачу, расчет этого значения при отключении трехфазного тока осложняется. Это связано с тем, что после практически одновременного размыкания контактов во всех трех полюсах выключателя в произвольной фазе первым отключает ток тот из полюсов, в котором раньше создаются для этого благоприятные условия. После отключения тока первым отключающим полюсом в двух других полюсах изменяются значение и фаза тока.

В настоящей работе выполнен расчет количества электричества, протекающего в дуге отключения трехфазного переменного тока при произвольной фазе размыкания контактов. Условия расчета выбраны применительно к вакуумным выключателям.

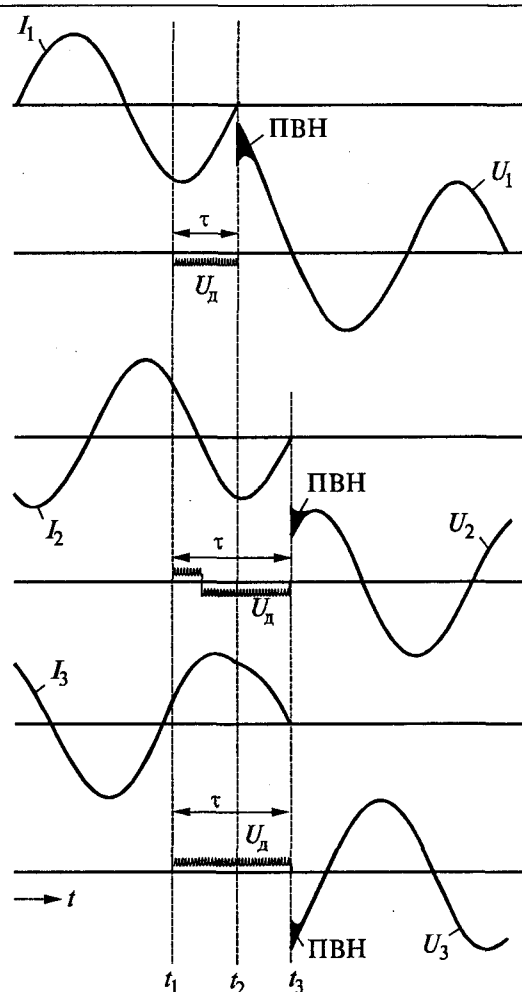


Рис.1. Стилизованная осциллограмма отключения симметричного трехфазного индуктивно переменного тока:

I_1, I_2, I_3 — токи в первом, втором и третьем полюсах; U_1, U_2, U_3 — возвращающиеся напряжения на выводах первого, второго и третьего полюсов; U_d — напряжение дуги; ПВН — переходное восстанавливающееся напряжение; t_1 — момент размыкания контактов и образования дуги во всех трех полюсах; t_2 — момент отключения тока первым полюсом; t_3 — момент отключения тока вторым и третьим полюсами; τ — время дуги

Расчет количества электричества в дуге отключения

В вакуумных выключателях погасание дуги отключения происходит, как правило, при первом или втором прохождении тока через нулевое значение. Стилизованная осциллограмма отключения симметричного трехфазного индуктивного тока приведена на рис.1. В момент t_1 контакты всех трех полюсов выключателя размыкаются, между ними возникает дуга отключения, которая в момент t_2 в первом полюсе при первом переходе значения тока через нуль погасает, а в двух других полюсах продолжает

гореть, но ток в них уменьшается до $\frac{\sqrt{3}}{2} I$, где

I — отключаемый ток. Мгновенное значение этого тока в момент t_2 равно амплитуде, т.е.

$\frac{\sqrt{3}}{2} I_m$, где I_m — амплитудное значение отклю-

чаемого тока. Через $\pi/2$ в момент t_3 ток во втором и третьем полюсах становится равным нулю, дуга отключения погасает, процесс отключения трехфазного тока заканчивается.

Очевидно, что время дуги отключения и, следовательно, количество электричества, протекающего в ней, зависят от фазы размыкания контактов. Как известно, размыкание контактов выключателей происходит одновременно¹ во всех трех полюсах, но в произвольной фазе тока. Поэтому для вычисления среднего значения (математического ожидания) количества электричества, протекающего в дуге отключения, необходимо использовать вероятностный метод.

Легко показать, что для определения математического ожидания количества электричества, протекающего в дуге отключения трехфазного тока, достаточно произвести расчет для одного полюса при размыкании контактов в диапазоне фаз, равном π , при любых границах диапазона. Полученные результаты будут справедливы для любого другого полюса. Для удобства расчетов целесообразно диапазон фаз π разделить на n поддиапазонов $\Delta\varphi_i$, где i — номер поддиапазона.

Очевидно, что

$$\sum_{i=1}^{i=n} \Delta\varphi_i = \pi. \quad (1)$$

Размыкание контактов выключателя равновероятно в любой фазе тока. Вследствие этого вероятность g_i размыкания контактов в поддиапазоне фаз $\Delta\varphi_i$ равна:

$$g_i = \frac{\Delta\varphi_i}{\pi}; \quad (2)$$

$$\sum_{i=1}^{i=n} g_i = 1. \quad (3)$$

Плотность вероятности размыкания контактов в любой фазе поддиапазона $\Delta\varphi_i$ равна $1/\Delta\varphi_i$, а вероятность размыканий контактов в бесконечно малом диапазоне фаз $d\varphi$ пропорциональна величине $d\varphi/\Delta\varphi_i$.

Тогда, если \bar{q}_i — среднее взвешенное значение количества электричества, протекающего в дуге отключения при размыкании контактов в произвольной фазе φ поддиапазона $\Delta\varphi_i$, математическое ожидание \bar{Q} количества элек-

¹ Допускаемая одновременность размыкания полюсов оговаривается в технической документации.

тричества, протекающего в дуге отключения в течение всего полупериода, выразится формулой:

$$\bar{Q} = \sum_{i=1}^{i=n} g_i \bar{q}_i. \quad (4)$$

Само среднее взвешенное значение \bar{q}_i можно выразить как сумму двух слагаемых:

$$\bar{q}_i = A_i + B_i, \quad (5)$$

где A_i представляет собою часть среднего взвешенного значения \bar{q}_i количества электричества, протекающего в каждом опыте и изменяющегося от опыта к опыту при изменении фазы φ размыкания контактов,

$$A_i = \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{d\varphi}{\varphi_2 - \varphi_1} \int_{\varphi}^{\varphi_2} \frac{I_m}{\omega} \sin \varphi d\varphi. \quad (6)$$

В (6) $\varphi = \omega t$; ω — круговая частота тока; t — время; φ_1 и φ_2 — границы поддиапазона $\Delta\varphi_i$.

Границы поддиапазонов $\Delta\varphi_i$ выбираются таким образом, чтобы внутри них первым отключал ток один и тот же полюс, а B_i было постоянным для любой фазы φ поддиапазона. При расчетах A_i и B_i , если ток в пределах интегрирования изменяет знак, интервал интегрирования разбивается на два подинтервала, в каждом из которых знак тока не изменяется. Так как суммарный износ обоих контактов не зависит от знака \bar{q}_i учитывается только его абсолютное значение. Эти значения и суммируются при расчете \bar{Q} по формуле (4).

Верхний предел интегрирования φ_2 в подинтегральном выражении формулы (6) может заменяться более поздней фазой φ_3 , при которой изменяется направление или значение и фаза тока.

B_i — другая часть \bar{q}_i , постоянная для каждого отключения величина, равная количеству электричества, протекающего в дуге в течение последующего за фазой φ_2 или φ_3 времени до погасания дуги при переходе тока через нулевое значение.

Очевидно, что \bar{Q} зависит от того, погаснет ли дуга отключения при первом или втором переходе тока дуги через нулевое значение. Вероятность этого процесса зависит от конструкции и технологии изготовления вакуумных дугогасительных камер (ВДК), скорости движения подвижного контакта ВДК при отключении тока, значений отключаемого тока и восстанавливающегося напряжения.

Для ВДК с хромомедными контактами, номинальным напряжением 10 кВ и номинальными токами отключения 10, 20 и 31,5 кА, опи-

сание которых приведено в [2], испытания на отключающую способность при возвращающемся напряжении 12 кВ позволили обнаружить следующие закономерности.

1. При токах отключения до 10 кА и размыкании контактов на спаде синусоиды тока незадолго до перехода тока через нулевое значение при $\varphi \geq 0,9\pi$ вероятность зажигания дуги отключения во втором полупериоде тока близка к 100%. Это вызвано тем, что в момент перехода тока дуги через нулевое значение межконтактный промежуток еще настолько мал, что он пробивается приложенным к нему высоким восстанавливающимся напряжением. После пробоя дуга отключения продолжает гореть до погасания при втором прохождении тока дуги через нулевое значение.

В то же время при номинальных токах и возвращающемся напряжении 220 В вероятность зажигания дуги во втором полупериоде тока практически равна 0, так как в момент, когда ток равен 0, приложенное к межконтактному промежутку восстанавливающееся напряжение недостаточно для его пробоя.

2. С увеличением интервала времени между моментами размыкания контактов и перехода тока дуги через нулевое значение, т.е. при $\varphi < 0,9\pi$ вероятность зажигания дуги во втором полупериоде тока круто падает до 0. Однако в ВДК некоторых типов при номинальных токах отключения и размыкании контактов в области максимума тока при $\varphi = 0,3 \div 0,7\pi$ эта вероятность снова возрастает, достигая 40—60%. При размыкании контактов в фазе $\varphi < 0,3\pi$ вероятность снова падает до 0. Наблюдаемое явление можно объяснить существованием контрагированной формы вакуумной дуги отключения в ее начальной стадии [4,5], которая при больших токах вызывает разогрев контактов на такую глубину, что они к моменту, когда ток дуги становится равным 0, не успевают остыть и продолжают снабжать межконтактный промежуток металлическим паром.

Таким образом, при отключении вакуумными выключателями переменного тока при высоком возвращающемся напряжении погасание дуги отключения при первом прохождении тока через нулевое значение происходит только тогда, когда фаза размыкания контактов φ удовлетворяет условию:

$$\varphi \leq \varphi_r, \quad (7)$$

где φ_r — некоторая граничная фаза.

На рис.2 приведены синусоиды тока, протекающего в трех полюсах выключателя со сдви-

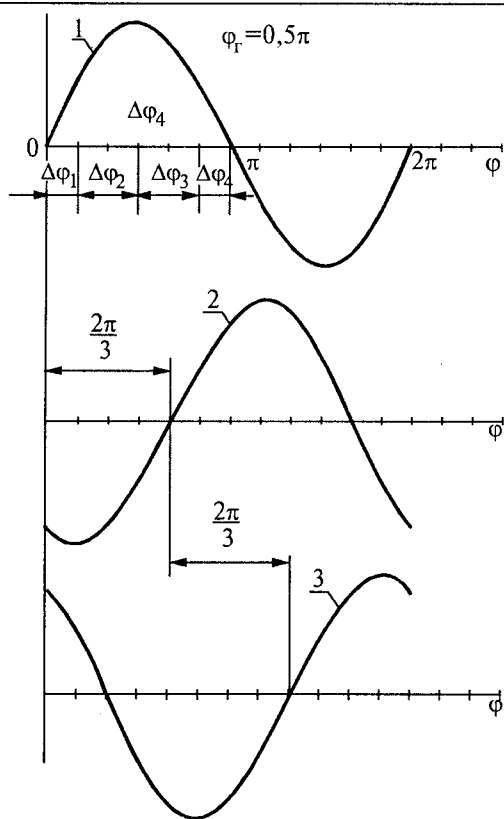


Рис.2. Синусоиды токов, протекающих в трех полюсах выключателя:

1 — ток первого полюса; 2 — ток второго полюса; 3 — ток третьего полюса

гом фаз по отношению друг к другу на $\frac{2\pi}{3}$ и поддиапазоны $\Delta\varphi_i$ для $\varphi_r = 0,5\pi$, а на рис.3 — результаты расчета \bar{Q} в первом полюсе (см.рис.2) в соответствии с предложенной выше методикой для значений φ_r от $0,5\pi$ до π .

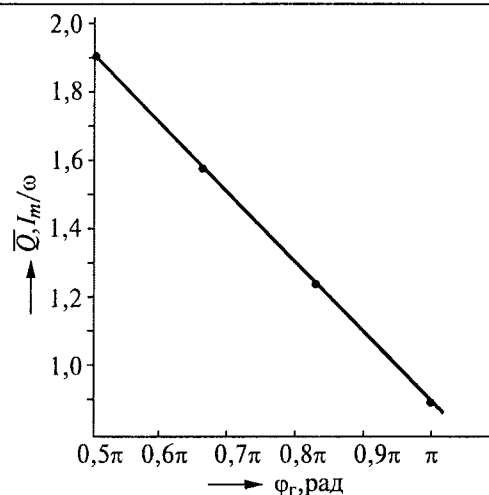


Рис.3. Зависимость от фазы φ_r среднего значения (математического ожидания) количества электричества \bar{Q} , протекающего в дуге каждого полюса выключателя при отключении трехфазного переменного тока и произвольной фазе размыкания контактов φ (при $\varphi \geq \varphi_r$ дуга погасает при втором переходе тока через 0, при $\varphi < \varphi_r$ дуга гаснет при первом переходе тока через 0)

В таблице указаны для ряда значений φ_r границы каждого из поддиапазонов $\Delta\varphi_i$, значения g_i , номера полюсов, отключающих ток первыми, фазы тока в первом полюсе в момент погасания дуги в первом отключающем полюсе. Из графика рис.3 видно, что при увеличении φ_r от $0,5\pi$ до π \bar{Q} уменьшается более чем в 2 раза. Расчет \bar{Q} в соответствии с изложенной методикой для однофазного симметричного тока и при условии погасания дуги в первом нулевом значении тока, т.е. при $\varphi_r = \pi$, дает значение I_m/ω .

Данные, приведенные на рис.3, получены в предположении, что вероятность выполнения

Граничная фаза φ_r , рад		0,5π (90°)				0,67π (120°)			0,83π (150°)				π (180°)		
Поддиапазон $\Delta\varphi_i$		$\Delta\varphi_1$	$\Delta\varphi_2$	$\Delta\varphi_3$	$\Delta\varphi_4$	$\Delta\varphi_1$	$\Delta\varphi_2$	$\Delta\varphi_3$	$\Delta\varphi_1$	$\Delta\varphi_2$	$\Delta\varphi_3$	$\Delta\varphi_4$	$\Delta\varphi_1$	$\Delta\varphi_2$	$\Delta\varphi_3$
Границы поддиапазона, рад	φ_1	0	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{6}$	0	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	0	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{6}$	0	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$
	φ_2	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{6}$	π	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	π	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{6}$	π	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	π
Поддиапазон, рад		$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$
Вероятность g_i размыкания контактов в поддиапазоне $\Delta\varphi_i$		$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$
Номер 1-го отключающего полюса		2	1	3	2	2	1	3	3	2	1	3	3	2	1
Фаза тока в 1-м полюсе в момент погасания дуги в 1-м отключающем полюсе		$\frac{2\pi}{3}$	π	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	π	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	π	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	π

(7) равна 100%. Для ВДК, описанных в [2], это справедливо при токах до 10 кА и $\varphi_r \geq 0,9\pi$. При больших токах необходимо учитывать вероятностный характер процесса. Для ВДК других типов определение фаз φ_r и вероятности затягивания дуги отключения на второй полупериод необходимо производить путем их испытания на отключающую способность при наибольшем рабочем напряжении.

Наибольшую значимость предлагаемый метод расчета \bar{Q} имеет для номинальных токов и токов короткого замыкания, составляющих некоторую часть от номинального тока отключения, при которых коммутационный ресурс особенно велик. Приведенные результаты расчета позволяют определить во сколько раз для ВДК, описание которых дано в [2], необходимо увеличить число отключений N_n при испытаниях на ресурс при токах до 10 кА и напряжении 220 В в трехфазной или однофазной схемах по отношению к их числу N_b при испытаниях в трехфазной схеме и напряжении 12 кВ. В случае трехфазной схемы при напряжении 220 В:

$$\frac{N_n}{N_b} = \frac{\bar{Q}_{(\varphi_r=0,9\pi)}}{\bar{Q}_{(\varphi_r=\pi)}} = 1,21,$$

в случае однофазной схемы

$$\frac{N_n}{N_b} = \frac{\bar{Q}_{(\varphi_r=0,9\pi)}}{I_m/\omega} = 1,11.$$

Исходя из сказанного, рассчитаем в качестве примера \bar{Q} для первого полюса (см. рис.2) в случае, когда $\varphi_r = \pi/2$. Время протекания тока в первой полуволне первого полюса разделим на 4 поддиапазона: $\Delta\varphi_1$ — $\Delta\varphi_4$ (см. таблицу).

Ниже приводится расчет \bar{q}_i для каждого из поддиапазонов $\Delta\varphi_i$.

1. Расчет \bar{q}_1 для поддиапазона $\Delta\varphi_1$.

В соответствии с формулами (5), (6)

$$\bar{q}_1 = A_1 + B_1; \quad (8)$$

$$A_1 = \int_0^{\pi/6} \frac{6d\varphi}{\pi} \int_{\varphi}^{2\pi/3} \frac{I_m}{\omega} \sin \varphi d\varphi. \quad (9)$$

Из рис.2 видно, что в поддиапазоне $\Delta\varphi_1$ первое прохождение тока дуги через нулевое значение, при котором дуга погасает, имеет место во втором полюсе в фазе тока $2\pi/3$. Вплоть до этого момента времени в первом полюсе действующее значение и направление тока не изменяются. Поэтому верхний предел подинтегрального выражения в формуле (9) принимается равным $\varphi_3 = 2\pi/3$. После отключения тока вторым полюсом дуга продолжает гореть

в первом и третьем полюсах при токе $\frac{\sqrt{3}}{2} I$ до погасания в обоих полюсах еще в течение времени, соответствующего $\pi/2$, до перехода тока через нуль. Таким образом, к количеству электричества, протекающего в дуге первого полюса при каждом отключении тока в случае размыкания контактов в диапазоне фаз от 0 до $\pi/6$, прибавляется количество электричества при токе $\frac{\sqrt{3}}{2} I$ в диапазоне фаз от $\pi/2$ до π , т.е.

$$B_1 = \int_{\pi/2}^{\pi} \frac{0,87 I_m}{\omega} \sin \varphi d\varphi. \quad (10)$$

Вычисления по формулам (9) и (10) с точностью до второго знака после запятой дают

$$\text{значения: } A_1 = 1,45 \frac{I_m}{\omega}, \quad B_1 = 0,87 \frac{I_m}{\omega}.$$

Суммируя полученные значения A_1 , B_1 согласно формуле (10), находим:

$$\bar{q}_1 = 2,32 \frac{I_m}{\omega}. \quad (11)$$

2. Расчет \bar{q}_2 для поддиапазона $\Delta\varphi_2$:

$$\bar{q}_2 = A_2 + B_2. \quad (12)$$

Из рис.2 видно, что при размыкании контактов в поддиапазоне фаз $\Delta\varphi_2$ от $\pi/6$ до $\pi/2$ первым отключает ток первый полюс в фазе π . Следовательно,

$$A_2 = \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{3d\varphi}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi} \frac{I_m}{\omega} \sin \varphi d\varphi. \quad (13)$$

В подинтегральном выражении формулы (13) верхний предел интегрирования принимается равным $\varphi_3 = \pi$, а в (12) $B_2 = 0$. Следовательно,

$$\bar{q}_2 = A_2. \quad (14)$$

Вычисление интеграла по формуле (13) дает значение:

$$\bar{q}_2 = 1,48 \frac{I_m}{\omega}. \quad (15)$$

3. Расчет \bar{q}_3 поддиапазона $\Delta\varphi_3$:

$$\bar{q}_3 = A_3 + B_3. \quad (16)$$

Как следует из рис.2, при размыкании контактов в поддиапазоне фаз $\Delta\varphi_3$ от $\pi/2$ до $5\pi/6$, первым отключает ток третий полюс в фазе $4\pi/3$. В первом полюсе, для которого мы ведем расчет \bar{Q} , дуга продолжает гореть при токе I и после фазы $5\pi/6$, соответствующей верхней границе поддиапазона $\Delta\varphi_3$. В фазе π ток дуги проходит через нулевое значение и изменяет направление. В фазе $4\pi/3$ ток уменьшается до

$\frac{\sqrt{3}}{2} I$, при котором дуга продолжает гореть еще в течение времени, соответствующего $\pi/2$, до погасания при переходе тока через нулевое значение.

Следовательно,

$$A_3 = \int_{\pi/2}^{\pi} \frac{3d\varphi}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi} \frac{I_m}{\omega} \sin \varphi d\varphi. \quad (17)$$

В подинтегральном выражении формулы (17) верхний предел интегрирования принимается равным $\varphi_3 = \pi$,

$$B_3 = B_{31} + B_{32}; \quad (18)$$

$$B_{31} = \int_{\pi}^{4\pi/3} \frac{I_m}{\omega} \sin \varphi d\varphi; \quad (19)$$

Согласно формуле (10) $B_{32} = 0,87 I_m / \omega$.

По формулам (17), (19) $A_3 = 0,52 I_m / \omega$, $B_{31} = 0,5 I_m / \omega$. Суммируя полученные значения в соответствии с формулами (16), (18), находим:

$$\bar{q}_3 = 1,89 \frac{I_m}{\omega}. \quad (20)$$

4. Расчет \bar{q}_4 для поддиапазона $\Delta\varphi_4$:

$$\bar{q}_4 = A_4 + B_4. \quad (21)$$

Как видно из рис.2, при размыкании контактов выключателя в поддиапазоне фаз $\Delta\varphi_4$ от $5\pi/6$ до π первым отключает ток второй полюс в фазе $5\pi/3$. В первом полюсе дуга горит при токе I с момента размыкания контактов в поддиапазоне фаз $\Delta\varphi_4$ вплоть до отключения тока вторым полюсом в фазе $5\pi/3$. Ток I в фазе π проходит через нулевое значение и изменяет знак. Далее дуга в первом полюсе продолжает гореть при токе $\frac{\sqrt{3}}{2} I$ еще в течение времени, соответствующего $\pi/2$, до погасания при нулевом значении синусоидального тока. Следовательно,

$$A_4 = \int_{5\pi/6}^{\pi} \frac{6d\varphi}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi} \frac{I_m}{\omega} \sin \varphi d\varphi; \quad (22)$$

$$B_4 = B_{41} + B_{42}; \quad (23)$$

$$B_{41} = \int_{\pi}^{5\pi/3} \frac{I_m}{\omega} \sin \varphi d\varphi; \quad (24)$$

B_{42} согласно формуле (10) равно $0,87 I_m / \omega$. Вычисления по формулам (22), (24) дают значения: $A_4 = 0,04 I_m / \omega$, $B_{41} = 1,5 I_m / \omega$. Суммируя значения в соответствии с выражениями (21), (23), находим:

$$\bar{q}_4 = 2,41 \frac{I_m}{\omega}. \quad (25)$$

Среднее значение (математическое ожидание) количества электричества \bar{Q} , протекающего в дуге первого полюса при отключении трехфазного переменного тока и произвольной фазе размыкания контактов, согласно (4) и значениям g_i , приведенным в таблице, можно выразить формулой:

$$\bar{Q} = \frac{1}{6} \bar{q}_1 + \frac{1}{3} \bar{q}_2 + \frac{1}{3} \bar{q}_3 + \frac{1}{6} \bar{q}_4. \quad (26)$$

Подстановка числовых значений в (26) из формул (11), (15), (20), (25) дает:

$$\bar{Q} = 1,91 \frac{I_m}{\omega}. \quad (27)$$

Выводы

Разработана методика расчета среднего значения (математического ожидания) количества электричества, протекающего в дуге отключения трехфазного переменного тока. Предложенная методика может быть использована для определения эквивалентности испытаний коммутационной аппаратуры на ресурс по коммутационной стойкости при высоком и низком напряжениях, в однофазной и трехфазной схемах при одном и том же токе. Применение этой методики целесообразно, в частности, для вакуумных выключателей и вакуумных контакторов, в режимах, при которых коммутационный ресурс очень велик, например, при номинальных токах и токах короткого замыкания, составляющих некоторую часть номинального тока отключения.

Список литературы

1. ГОСТ 687-78. Выключатели переменного тока на напряжение свыше 1000 В. Общие технические условия.
2. Белкин Г.С., Лукацкая И.А., Перцев А.А. и др. Вакуумные дугогасительные камеры, разработанные Всесоюзным электротехническим институтом имени В.И.Ленина//Электротехника. 1991. №12. С.9—14.
3. Vakuu Leistungsschalter 3AH1/3AH3 als Standardschalter, 12kV. Mittel-spannungsgeräte. Siemens. Katalog Hg 11.11, 1996. S.2/4—2/5.
4. Lukatskaya I.A., Selikatoval S.M. Investigation of arc in contact systems of vacuum interrupters//Proceedings of the VII-th International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum. Novosibirsk, 1976. P.434—437.
5. Heberlein J.V.R., Gorman J.G. The high current metal vapor arc column between separating electrodes//IEEE Trans. Plasma Sci. 1980. Vol. PS-8. P.283—288.

Определение места пробоя в электродных системах с экранированным изолятором в вакууме

РЫЛЬСКАЯ Л.А.

Рассматривается модель места пробоя в электродных системах с экранированным изолятором в вакууме, базирующаяся на представлении о наличии в этой электродной системе нескольких потенциальных мест инициирования пробоев, отличающихся как механизмами пробоя и, соответственно, значениями пробивных напряженностей, так и значениями коэффициентов напряженности электрического поля в месте их расположения. Осуществлена проверка модели методом компьютерного моделирования электрических полей с использованием экспериментальных данных о пробивных напряжениях и месте пробоев. Модель позволяет упростить анализ экспериментальных результатов и дает возможность расчетным путем, т.е. на стадии проектирования, определять места пробоев и минимальное значение пробивного напряжения.

Место тройного соединения электрод-изолятор-вакуум в большинстве электровакуумных приборов, как правило, экранируется. В зависимости от степени этого экранирования в таких электродных системах (будем называть их электродными системами с экранированным изолятором) изменяется не только значение пробивных напряжений, но и место пробоев. В [1—4] были указаны места (рис.1), где в зависимости от той или иной степени экранирования происходили пробой:

- полностью по вакууму по кратчайшему пути между электродами (*I* — на рис.1, *a*);
- полностью вдоль поверхности изолятора (*II*);
- комбинированный пробой — частично по вакууму с боковой поверхности электрода-катода на некоторое место на изоляторе вдали от его краев и от этого места вдоль поверхности изолятора до анода (*III*).

При этом в большинстве практических случаев реализации подобных систем, в частности, в случае секций вакуумных дугогасительных камер (ВДК) и вакуумных управляемых разрядников (ВУР) с непрозрачным керамическим корпусом, имеющих сегодня все более и более расширяющееся применение во всем мире, отсутствует возможность визуально наблюдать место пробоя и таким образом непосредственно определять то из нескольких возможных его мест, где именно пробой происходит в этом практическом случае.

Однако для ВДК и ВУР, применяемых в основном в аппаратах, устанавливаемых в электрических цепях с током КЗ свыше нескольких десятков килоампер, и пробой которых в неурочном месте поэтому является аварийным, становится важным не только значение пробивных напряжений, но и место пробоев, с которым это значение, конечно же, связано. Возникает потребность определять место пробоя

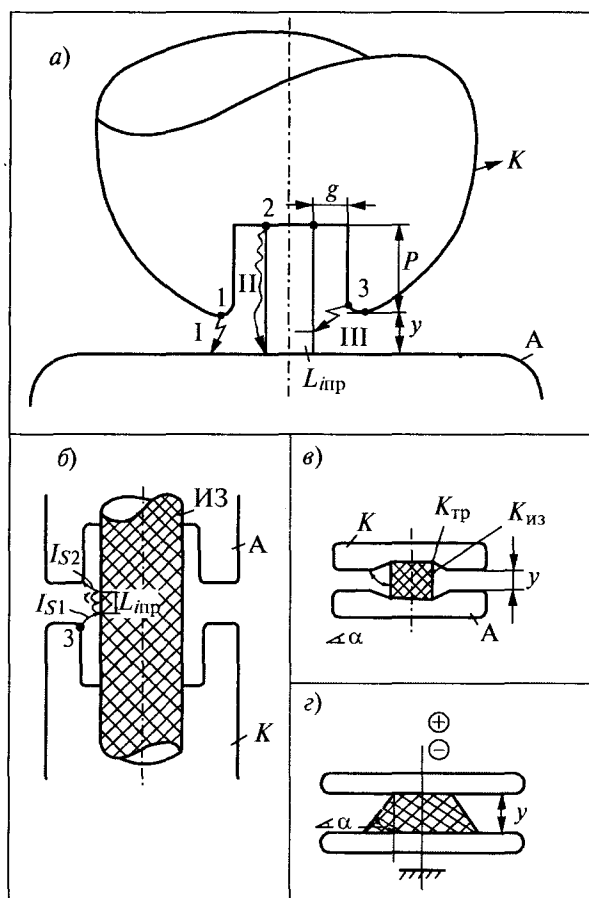


Рис.1. Варианты электродных систем с экранированным изолятором, исследованные на электрическую прочность:

a — в [1]; *б* — в [2]; *в* — в [3]; *г* — в [4]; *A* — анод; *K* — катод; *ИЗ* — изолятор; *K_{тр}* и *K_{из}* — коэффициенты напряженностей электростатического поля, соответственно, в месте тройного соединения катод-изолятор-вакуум и в месте максимальной напряженности на изоляторе; *I—III* — потенциальные места пробоев; *1*; *2*; *3* — потенциальные места инициирования пробоев; *L_{ипр}* — перекрываемая разрядом часть поверхности изолятора при пробоях по *III* месту

также и в условиях невозможности его визуального наблюдения.

Цель настоящей работы — разработка модели места пробоя в электродных системах с экранированным изолятором в вакууме, позволяющей в условиях невозможности визуального наблюдения определять место пробоя и минимальное значение пробивных напряжений, а также анализировать полученные экспериментальные результаты.

Расположение потенциальных мест инициирования пробоев

Очевидно, что в вакууме изменение места пробоя связано с изменением места его инициирования. Поэтому ключом к однозначному нахождению места пробоев в условиях принципиальной возможности нескольких таких мест является, на наш взгляд, выяснение для каждого из возможных мест пробоев потенциальных мест их инициирования. При этом одновременно резонно предположить, что места инициирования в случаях чисто вакуумного пробоя (*I* на рис.1,а) и пробоя вдоль всей поверхности изолятора (*II*) будут расположены там же, где и обычно в вакууме при аналогичных местах пробоев [5], т.е.:

- точка 1, как место максимальной напряженности на катоде, является потенциальным местом инициирования пробоев в месте *I*;
- точка 2, как место на краю соединения катод-изолятор-вакуум, является потенциальным местом инициирования пробоев в месте *II*.

Напротив, конкретное расположение точки 3 — места инициирования комбинированного пробоя — с поверхности электрода-катода на изолятор и вдоль поверхности изолятора до анода, т.е. пробоя в месте *III*, на сегодня не имеет точного определения: в [1;3;4] оно не определялось совсем, а в [2] обозначен лишь подход, согласно которому потенциальным местом инициирования комбинированного пробоя является точка на боковой поверхности катода, от которой эмитированные из нее электроны летят к изолятору (рис.1,б). Очевидно, подобным свойством обладает не какое-то одно единственное место на катоде, а значительная часть его поверхности, которая обращена к изолятору. Поэтому определение положения места инициирования для этого места пробоев нуждалось в уточнении, которое произведено нами исходя из следующих соображений.

Из сопоставления мест эмиссии электронов, от которых последние летят к изолятору, следует, что каждому из них соответствует свое место на изоляторе, куда согласно траектории полета попадают эмитированные из них электроны. Соответственно, для каждой такой точки эмиссии *i* будут различными расстояния

вдоль поверхности изолятора, обозначим их как $L_{i\text{пр}}$ (рис.1), от места попадания на изолятор первичных электронов до анода или до места на поверхности изолятора, от которого канал разряда идет к аноду. Собственно только лишь эти доли $L_{i\text{пр}}$ поверхности изолятора при этом месте пробоя и перекрываются разрядом. Таким образом, вместе с изменением положения места эмиссии электронов одновременно изменяется и соответствующая ему длина $L_{i\text{пр}}$ участка поверхности изолятора, потенциально перекрываемого разрядом в этом случае. Кроме того, из изложенного, на наш взгляд, также следует, что:

- механизм пробоя для всех подобных мест эмиссии электронов, исходя из общности всех составляющих процессов, должен быть одинаковым;
- для каждого такого места эмиссии потенциальные значения пробивных напряжений так или иначе, но непременно должны определяться соответствующими только ему значениями напряженности E_i и длины $L_{i\text{пр}}$;
- истинным местом инициирования пробоев должно быть то из них, для которого пробивные напряжения окажутся минимальными.

Таким образом, для точного определения места инициирования пробоев, названных нами комбинированными, следует найти место, удовлетворяющее сформулированным выше условиям. При этом из условия единства механизма пробоев следует, что потенциальная разница между пробивными напряжениями для мест эмиссии электронов, от которых электроны могут лететь к поверхности изолятора, в конечном итоге должна определяться только лишь двумя переменными E_i и $L_{i\text{пр}}$. Действительно, при указанном единстве из-за отсутствия других различий между этими местами все остальные из числа возможных факторов, способных влиять на значение пробивного напряжения, естественно, должны быть одинаковыми. И если к тому же в качестве постулата принять, что условием возникновения пробоя является момент равенства произведения названных двух переменных некоторой величине $A_{\text{кр}}$, значение которой в силу того же единства механизма пробоев так же является одинаковым для всех сравниваемых мест, то после небольших преобразований получим, что для каждого подобного места *i* пробивное напряжение $U_{i\text{пр}}$ будет определяться выражением:

$$U_{i\text{пр}} = A_{\text{кр}} y / [K_i (L_{i\text{пр}})^{\alpha}] = \text{const} / [K_i (L_{i\text{пр}})^{\alpha}], \quad (1)$$

где K_i — коэффициент электростатической напряженности в точке *i*, определяемый как частное от деления напряженности в точке *i* (E_i) на среднюю напряженность $E_{\text{ср}}$ ($E_{\text{ср}} = U/y$, y — минимальное расстояние между электродами);

степень α для длины изолятора обусловлена тем, что пробивные напряжения вдоль поверхности изолятора согласно экспериментальным данным пропорциональны не длине изолятора, а ее значению в этой степени α , которая меньше единицы [5–7].

Из выражения (1) следует, что значение $U_{\text{ипр}}$ будет минимальным для того места i на катоде, для которого произведение в его знаменателе имеет максимальное значение. Оно и будет искомым положением точки $З$ — места инициирования комбинированного пробоя. При этом существенно то обстоятельство, что положение этого места в результате его зависимости исключительно от значений K_i и $L_{\text{ипр}}$ — факторов, определяемых лишь геометрией электродной системы, является такой же исключительно ее функцией, как положение вышеуказанных мест инициирования для I и II места пробоев. Отличием от последних является лишь то, что для установления точного положения точки $З$, кроме расчета электрического поля, в принципе, каждый раз необходимы еще и дополнительные расчеты, которые требуются для определения значений $L_{\text{ипр}}$. Однако сразу же отметим, что за счет несущественной потери точности положение точки $З$ можно определять эмпирически и без них. За исключением нескольких контрольных точных вычислений положение точки $З$ в настоящей работе определялось эмпирически.

Вопрос о месте инициирования комбинированного пробоя решен без установления его механизма, так же, кстати, как он решается и в случаях I и II мест пробоев. И хотя о механизмах чисто вакуумного пробоя и пробоя вдоль всей поверхности изолятора известно уже немало [5–7], однако и для них вопрос о механизме конкретного пробоя, как правило, является открытым. И совсем неисследованным является механизм комбинированного пробоя, о котором, насколько нам известно, специальные работы отсутствуют, разве что в [2] имеется в самом общем виде не во всем бесспорное предположение о некоторых процессах, которые участвуют в этом механизме.

Модель места пробоя

Принципиальное определение расположений мест инициирования для каждого из возможных мест пробоя в электродных системах с экранированным изолятором в вакууме позволяет перейти непосредственно к модели места пробоя в таких системах.

Как известно [5,6,7], пробивные напряжения при чисто вакуумном пробое и при пробое вдоль поверхности изолятора, если за них принимать значения электростатических макро-напряженностей при пробивном напряжении в

соответствующем месте их инициирования, существенно (на порядок и более) различаются. В этих условиях пробой при наличии нескольких потенциальных его мест, как известно, происходит там, где в месте его инициирования напряженность достигает пробивного значения при наименьшем значении приложенного напряжения. Исходя из изложенного, модель места пробоя в электродных системах с экранированным изолятором в общем виде представляется следующей.

Изменение соотношения размеров электродов и изолятора вызывает изменение коэффициентов напряженностей электростатического поля вообще всюду и, кроме того, в одном потенциальном месте инициирования пробоев относительно другого. Как нетрудно догадаться, в таких условиях при изменении размеров создаются ситуации, когда (из-за изменения соотношения коэффициентов напряженностей между различными потенциальными местами инициирования пробоев и при наличии у них разницы значений их пробивных напряженностей) то в одном, то в другом, то в третьем месте инициирования пробоев раньше, чем в остальных, т.е. при меньшем значении приложенного напряжения, будет достигаться напряженность, равная пробивной для этого места. Именно оно поэтому и станет местом инициирования пробоев, именно ему при таком варианте формы и размеров электродов и изолятора будет соответствовать место пробоя, а напряжение, при котором достигнуто это пробивное значение напряженности и будет, естественно, пробивным. Из изложенного также следует, что:

- при всех вариантах размеров, которым соответствуют одинаковые места пробоев, пробивные напряженности в месте их инициирования в силу единства для них механизма пробоев должны также быть одинаковыми, т.е. разброс их значений не должен выходить за некоторые допустимые пределы, связанные с влиянием размеров и известных трудноконтролируемых факторов;

- при изменении места пробоев пробивные напряженности в соответствующем новом месте их инициирования должны иметь иные значения, но так же одинаковые для всех происходящих там пробоев, причем сходные с известными значениями пробивных напряженностей при подобных же местах пробоя и условиях испытаний;

- напряженности в потенциальных местах инициирования пробоев, которые при этом варианте формы и размеров электродной системы не стали иницирующими, при пробивных напряжениях должны иметь меньшие значения и больший разброс, чем те, которые являются пробивными для этих мест.

Естественно, что непосредственным экспериментальным подтверждением настоящей модели пробоев должно служить совпадение теоретических и экспериментальных значений пробивных напряженностей в местах инициирования пробоев. Однако в отсутствии такой возможности, на наш взгляд, полностью равнозначной заменой этому может также служить экспериментальное подтверждение наличия указанного комплекса связей между местами пробоев и значениями напряженностей во всех потенциальных местах инициирования пробоев, поскольку настоящая модель места пробоев таким путем характеризуется столь же полно и достоверно.

Итак, для подтверждения настоящей модели необходимо располагать либо точными значениями значений пробивных напряженностей, т.е. механизмов пробоев для каждого из потенциальных мест пробоев, либо экспериментальными данными с таким количеством вариантов размеров элементов электродной системы, чтобы с целью доказательства наличия названного комплекса связей каждое место пробоев наблюдалось неоднократно при нескольких различных вариантах.

Как уже было отмечено, на сегодня однозначно механизмы вакуумного пробоя не определены. Поэтому остается лишь последний

путь проверки модели. При этом из-за очевидной немалой стоимости затрат на получение соответствующего количества экспериментальных данных и с учетом существования результатов [1], представленных на рис.2, (в [1] не только имелись указания, какому месту пробоев соответствуют те или иные пробивные напряжения, но, кроме того, каждый вариант места пробоев наблюдался неоднократно при нескольких различных вариантах размеров изоляционных расстояний) не только целесообразно, но даже и более убедительно проверить настоящую модель места пробоев именно на этих независимых и с другой целью полученных результатах другого автора.

Отметим, что в дальнейшем потенциальные места инициирования пробоев для сокращения чаще всего будем называть просто особыми точками.

Напряженности в особых точках при пробивных напряжениях

Задачей этого этапа работы было определение значений электростатических напряженностей в особых точках, соответствующих экспериментальным значениям пробивных напряжений. Для этого первоначально для всех вариантов сочетания размеров y , g , p , для которых на рис.2 были указаны пробивные напряжения, по программе "AXIAL" [8] рассчитывались электростатические поля и напряженности в особых точках при постоянном для всех случаев $U_{расч} = 100$ кВ. При расчетах контакт между электродами и изолятором и соосность между ними принимались идеальными. Положение особых точек определялось так, как описано выше. На основе этих данных затем определялись напряженности в особых точках при пробивных напряжениях. Напряженность в той из особых точек, которая по данным визуальных наблюдений соответствовала месту пробоя, принималась за пробивную для этого места.

Пробивные напряженности в точках 1–3 (рис.1,а), т.е. значения электростатических напряженностей при пробивных напряжениях в указанных особых точках в случаях, когда каждая из них, соответственно, являлась местом инициирования пробоев, были равны:

в точке 1 при месте пробоев I —

$$E_{1пр} = 26,6 \div 36,6 \text{ кВ/мм};$$

в точке 2 при месте пробоев II —

$$E_{2пр} = 2,7 \div 7,7 \text{ кВ/мм};$$

в точке 3 при месте пробоев III —

$$E_{3пр} = 9 \div 16,5 \text{ кВ/мм}.$$

Также было установлено, что напряженности в тех же самых точках в случаях, когда пробой развивался не от них, а в другом месте,

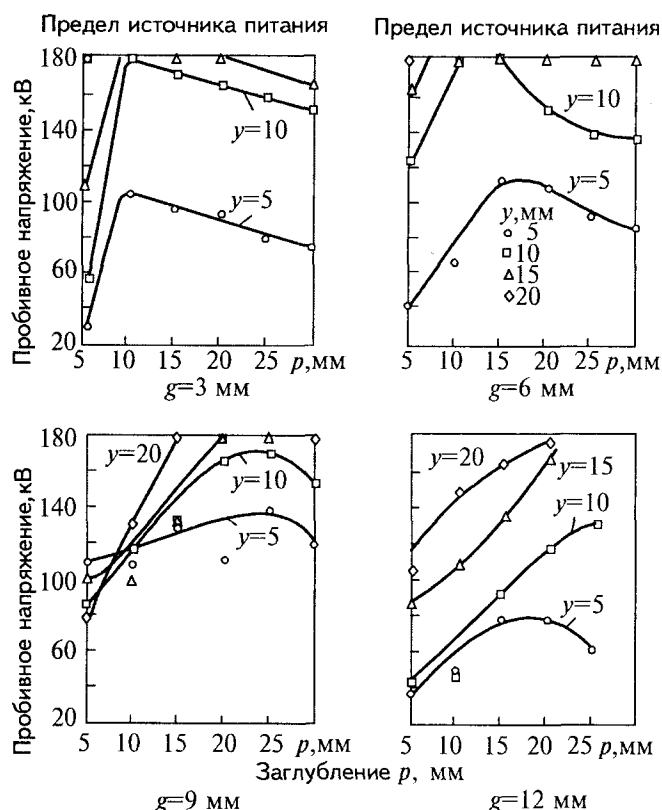


Рис.2. Действие заглубления P на напряжение перекрытия изолятора (результаты [1], обозначения согласно рис.1,а)

при пробивных напряжениях имели значения меньшие, чем указанные пробивные, и разброс их значений был существенно большим.

Отметим так же, что как и предполагалось, значения напряженностей $E_{1пр}$ и $E_{2пр}$, действительно, являются весьма близкими к известным по литературным данным значениям, соответственно, для вакуумного промежутка и для пробоя только вдоль поверхности изолятора [5]. Кроме того, минимальное значение напряженности $E_{3пр}$ является практически равным единственному известному значению этой величины, приведенному в [2]. При этом, правда, обращает на себя внимание достаточно большой разброс значений $E_{2пр}$ и $E_{3пр}$. Однако и он в настоящем случае вполне закономерен, так как обусловлен, с одной стороны, отсутствием в условиях эксперимента стабильного качества плотности контакта и соосности электродов и изолятора, от которых зависит указанный разброс, а с другой стороны тем, что при расчете электрического поля эти отклонения от идеальности, естественно, не учитывались. Оба указанных параметра из-за объективной сложности поддержания их стабильности обеспечивались в этом (кстати так же, как и всегда в большинстве подобных) эксперименте лишь приблизительно. Поэтому указанный разброс значений не выходит далеко за известные пределы в подобных условиях и, главное, не является свидетельством отсутствия единства значений пробивных напряженностей в указанных случаях.

Представленные результаты позволяют, на наш взгляд, считать, что соответствующий экспериментальным данным комплекс связей между потенциальными местами пробоев и значениями напряженностей в месте их иницирования полностью отвечает представленной выше модели места пробоев в электродных системах с экранированным изолятором в вакууме, и поэтому эти результаты прямо могут служить ее подтверждением.

Определение места пробоев и минимального значения пробивных напряжений

Рассмотрим теперь, как можно использовать представленную модель пробоев для решения тех практических задач во имя которых она, главным образом, и создавалась: для определения места пробоев, оценки минимального значения пробивного напряжения, определения изменения размеров для изменения места пробоев, а также для анализа результатов испытаний.

Поскольку согласно модели место пробоев зависит от соотношения значений коэффициентов напряженностей электростатического поля и значений пробивных напряженностей в потенциальных местах иницирования пробоев,

то для прогнозирования места пробоя при выбранных форме и размерах электродной системы в первую очередь необходимо произвести расчет электрического поля и определить значения коэффициентов электростатических напряженностей K_i в каждом из потенциальных мест иницирования пробоев. Затем надо с той или иной степенью приближения (на основании своих или литературных данных) задать для них же значениями пробивных напряженностей $E_{iпр}$. Теперь нетрудно показать, что значение напряжения $U_{iпр}$, которое необходимо, чтобы местом иницирования пробоя стала i -я особая точка, определяется выражением:

$$U_{iпр} = (E_{iпр}/K_i)y. \quad (2)$$

При этом истинным местом иницирования пробоя будет та из особых точек, для которой указанное значение $U_{iпр}$ минимально. Однако, если прибегнуть к искусственному приему, то определение места иницирования пробоев можно сделать более традиционным, т.е. по месту, где коэффициент напряженности имеет максимальное значение. Для этого предлагается выразить значения пробивных напряженностей в каждой из особых точек через одну и ту же величину, например, через пробивную напряженность чисто вакуумного промежутка, т.е. через $E_{1пр}$. Тогда

$$U_{iпр} = [E_{1пр}/(C_i K_i)]y = (E_{1пр}/K_{iэкв})y, \quad (3)$$

где $K_{iэкв} = C_i K_i$; $C_i = E_{1пр}/E_{iпр}$.

Согласно выражению (3) пробивные напряженности во всех особых точках как бы одинаковы и равны $E_{1пр}$, а неравенство истинных значений пробивных напряженностей скомпенсировано при этом увеличением с помощью коэффициента C_i истинных коэффициентов напряженности в каждой такой точке до значения $K_{iэкв}$. В результате из (3) следует, что местом иницирования пробоя будет та точка, у которой коэффициент $K_{iэкв}$ имеет максимальное значение. Таким образом, если геометрия и размеры электродной системы заданы, то, определив значения коэффициентов $K_{iэкв}$, можно априорно определить место пробоя. Или, наоборот, избрав предпочтительное место пробоя, можно с помощью того же коэффициента $K_{iэкв}$ подобрать необходимое для этого изменение размеров, а воспользовавшись выражением (2) или (3), определить также и минимальное значение пробивного напряжения, что будет весьма полезным на этапе проектирования при выборе формы экранов для секций ВДК и ВУР, который в настоящее время осуществляется эмпирически.

При отсутствии возможности визуально наблюдать место пробоев (в ВДК и ВУР с непрозрачным керамическим корпусом), модель

позволяет определить место пробоев у ее секций по значению пробивных напряжений. Согласно настоящей модели местом пробоя секции следует считать то, в потенциальном месте инициирования которого электростатическая напряженность при пробивном значении напряжения равна или больше ожидаемого минимального значения пробивной напряженности для этого места. Напряженности в других потенциальных местах инициирования пробоев при этом должны иметь значения меньшие, чем их минимальные пробивные. В дальнейшем предполагается представить результаты практического использования настоящей модели для анализа экспериментальных данных исследования электрической прочности секций ВДК.

Выводы

1. Предложена модель места пробоев в электродных системах с экранированным изолятором в вакууме, согласно которой место пробоя определяется двумя величинами: пробивными напряженностями в местах его потенциального инициирования и соотношением коэффициентов напряженностей в этих же местах. Пробой происходит в том месте, для которого сочетание этих величин таково, что в месте его инициирования напряженность достигает пробивного значения при наименьшем приложенном напряжении.

2. Предложена методика определения потенциальных мест инициирования пробоев в электродных системах с экранированным изолятором в вакууме. При пробоях, происходящих чисто в вакуумном промежутке между электродами или как перекрытие вдоль всей поверхности изолятора, места их инициирования предлагается считать расположенными там же, где и в подобных случаях в простейших вакуумных промежутках. Для специфического "комбинированного" пробоя (с катода на боковую поверхность изолятора по вакууму и затем вдоль последней до анода), свойственного лишь указанной электродной системе, предложен обоснованный расчетный метод определения места его инициирования.

3. Произведена проверка модели по экспериментальным данным о месте пробоев и о значениях пробивных напряжений. Сопоставлялись определенные с помощью компьютерного моделирования значения напряженностей в потенциальных местах инициирования пробоев в условиях, когда они были и не были иницирующими пробой. Проверка подтвердила наличие

всего комплекса присущих модели связей: единство (в пределах известного разброса) значений пробивных напряженностей в месте инициирования пробоев для одинаковых их мест; существенное различие значений пробивных напряженностей в местах инициирования пробоев при различных их местах; меньшее значение напряженностей в потенциальных местах инициирования, чем пробивное для них в условиях, когда иницирующими пробой являются другие места; соответствие полученных в работе значений пробивных напряженностей в местах инициирования каждого из мест пробоев их известным значениям, как по вакууму и вдоль поверхности изолятора так и, в том числе, для комбинированных пробоев.

Список литературы

1. Finke R.C. A study of parameters affecting the maximum voltage capabilities of shielded negative dielectric junction vacuum insulators//Proc. Second Intern. Symp. on Ins. of High Voltages in Vac. USA, Massachusetts, Sept. 1966. P. 217—228.
2. Takahashi H., Shioiri T. and Matsumoto K. Effect of Dielectric Materials on Surface Breakdown in Vacuum and Analysis by Electron Trajectory Simulation//IEEE Trans. on EI. 1985. Vol. 20/ No.4. P. 769—774.
3. Nadolny Z., Ziomek W. Field stress control for spacer in vacuum using varied geometry of triple junction//XVII th ISDEIV. Berkeley. 1996. P. 527—531.
4. Yamamoto O., Hara T., Nakae T., Ueno I. Factors affecting surface flashover in vacuum//XIIIth ISDEIV. Paris. 1988. P. 250—252.
5. Сливков И.Н. Электроизоляция и разряд в вакууме. М.: Атомиздат. 1972.
6. Miller H.C. Flashover of Insulators in Vacuum. Review of the Phenomena and Techniques to Improve Holdoff Voltage//IEEE Trans. on EI. 1993. Vol. 28. № 4. P. 512—527.
7. Wetzler J.M. Vacuum insulator flashover. Mechanismus, diagnostics and design implications XYII th JSDEIV. Berkley, 1966. P. 449—458.
8. Филипов А.А. Программа расчета электростатических полей Axial. 1994.

Автор благодарит А.А.Перцева за полезные критические замечания, сделанные при написании настоящей статьи.



Рыльская Лидия Александровна — старший научный сотрудник ВЭИ им. В.И.Ленина. Окончила электроэнергетический факультет МЭИ в 1962 г. Защитила кандидатскую диссертацию в 1989 г.

Импульсная электрическая прочность полимерных линейных изоляторов в сухом состоянии и при дожде

КОРЯВИН А.Р., ВОЛКОВА О.В.

Представлены результаты исследования разрядных характеристик полимерных стержневых изоляторов для линий электропередачи напряжением 110—500 кВ при воздействии стандартного грозового и коммутационного импульсов напряжения обеих полярностей в сухом состоянии и при искусственном дожде.

Показана необходимость внести в нормативные документы требования к электрической прочности полимерных изоляторов при воздействии грозовых и коммутационных импульсов как в сухом состоянии, так и под дождем.

Подвесные линейные изоляторы, выполненные на основе полимерных материалов, по своим механическим и электроизоляционным свойствам являются наиболее перспективными для линий электропередачи высокого (ВН) и сверхвысокого напряжения (СВН). Для обеспечения надежной работы изоляции необходимы данные по ее электрической прочности в различных условиях эксплуатации изоляторов и режимах работы линий электропередачи. Значительный интерес представляют разрядные характеристики полимерных изоляторов при воздействии импульсных напряжений как в сухом состоянии, так и под дождем. Наименее изучены разрядные характеристики изоляторов при дожде. В то же время имеющиеся немногочисленные данные свидетельствуют о негативной роли дождя, особенно при коммутационных импульсах отрицательной полярности.

Учитывая, что подавляющее большинство

разрядов молнии имеет отрицательную полярность, а грозовая деятельность, как правило, сопровождается дождем, представляет интерес в этих условиях получить экспериментальные данные по электрической прочности полимерных изоляторов не только при коммутационных, но и при грозовых импульсах напряжения.

В качестве исследуемых образцов использовались полимерные подвесные стержневые изоляторы, предназначенные для линий ВН и СВН напряжением от 110 до 500 кВ включительно. Для испытаний отбирались различные типы изоляторов с тем, чтобы оценить влияние на их электрическую прочность основных конструктивных параметров образцов, таких как ма-

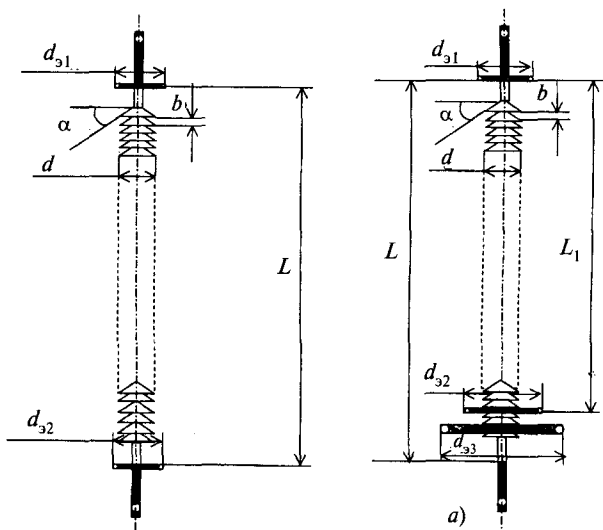


Рис.1. Эскиз испытуемых стержневых полимерных изоляторов на напряжение 110 и 220 кВ

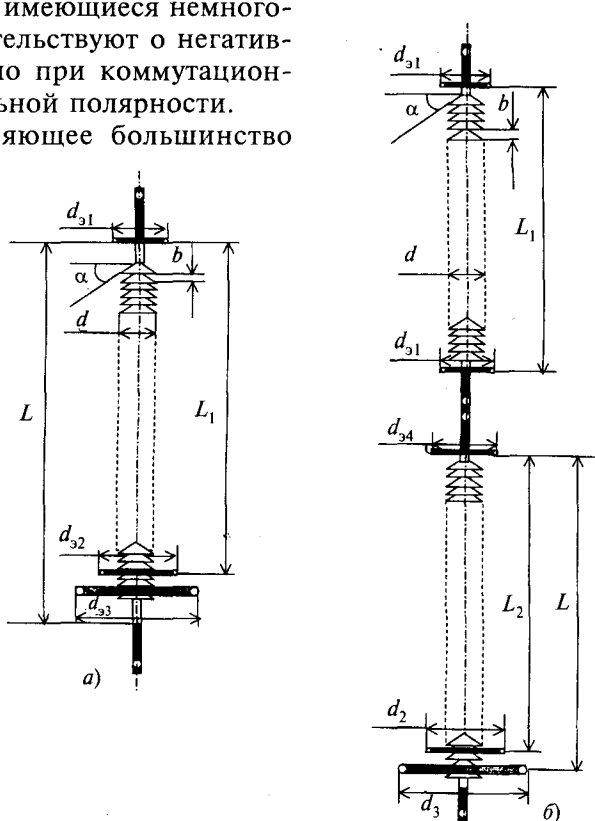


Рис.2. Эскизы испытуемых стержневых полимерных изоляторов на напряжение 330 кВ из одного (а) и двух (б) элементов

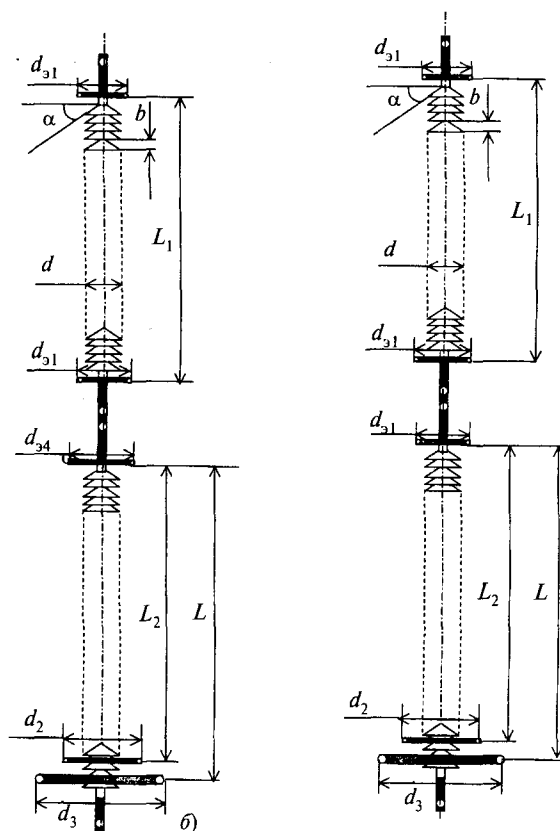


Рис.3. Эскиз испытуемых стержневых полимерных изоляторов 500 кВ из двух элементов

териал диэлектрика, профиль ребра, его геометрические размеры и угол наклона, межреберное расстояние, параметры экранной арматуры. Эскизы исследуемых изоляторов представлены на рис.1—3, а характеризующие их параметры — в табл. 1—3.

Изоляторы группы №1 выполнялись на основе полиолефина, обладающего высокой степенью гидрофильности, а изоляторы групп №2 и 3 — из гидрофобной силиконовой резины с различным углом наклона ребер.

Изоляторы подвешивались на пространственной металлической заземленной конструкции, имитирующей траверсу опоры. К нижнему концу изолятора крепился макет провода.

Расстояние от нижнего конца изолятора до пола высоковольтного зала составляло 8 м.

Исследования проводились при воздействии грозового (1,2/50 мкс) и коммутационного (250/2500 мкс) импульсов напряжения обеих полярностей как в сухом состоянии изоляторов, так и при искусственном дожде с удельным сопротивлением воды $\rho = 45 \div 50$ Ом·м, что отражает реальное ухудшение экологической обстановки.

В ходе испытаний определялись зависимости вероятности перекрытия изоляторов от амплитуды воздействующего напряжения (кривые эффекта) и их параметры: 50%-е разрядное напряжение U_{50} и стандарт отклонения σ .

Результаты исследований разрядных характеристик полимерных изоляторов для линий электропередачи напряжением 110—500 кВ представлены на рис.4—7.

Анализ полученного материала позволяет отметить следующие основные закономерности в поведении разрядных характеристик полимерных изоляторов.

При испытании в сухом состоянии материал диэлектрика практически не влияет на характер перекрытия изоляторов. Как правило, разряд формируется по воздуху независимо от длительности фронта и полярности воздействующего напряжения. В этих случаях наибольшая электрическая прочность достигается при импульсах отрицательной полярности.

Примечательно, что в сухом состоянии электрическая прочность исследуемых изоляторов при отрицательных воздействиях практически не зависит от длительности фронта импульса. При положительной полярности импульсного напряжения аналогичная закономерность сохраняется лишь для изоляторов 110 и 220 кВ. При дальнейшем увеличении длины образцов переход от грозовых импульсов положительной полярности к коммутационным сопровождается снижением разрядных напряжений. Отмеченное влияние длительности фронта импульсного напряжения на электрическую прочность изоляторов длиной $L \geq 2$ м может быть объяснено появлением при коммутационных воздействиях лидерных каналов относительно большой протяженности. Косвенным образом сказанное подтверждается приведенными на рис.4—7 зависимостями 50%-х разрядных напряжений от длины изолятора. Так, из рис.4,5,7 видно, что в сухом состоянии кривые I носят линейный характер и лишь в случае воздействия импульса 250/2500 мкс положительной полярности зависимость $U_{50} = F(L)$ отклоняется от линейной функции (рис.6).

При испытании под дождем разрядные характеристики полимерных изоляторов существенно зависят от формы, полярности воздействующего напряжения, материала диэлектрика, длины изоляторов и их конструктивных особенностей. Лишь при грозовом импульсе поло-

Таблица 1

Конструктивные характеристики стержневых полимерных изоляторов 110 кВ

№ изолятора	Изоляционный материал	Длина изолятора L , мм	Число ребер n	Диаметр ребра d , мм	Межреберное расстояние b , мм	Угол наклона ребра α , град	Диаметр экранов $d_{31} = d_{32}$, мм
1	Полиолефин	1060	32	60	30	10	90
2	Силиконовая резина	980	29	100	33	20	125
3	Силиконовая резина	1880	27	77	38	45	120

Таблица 2

Конструктивные характеристики стержневых полимерных изоляторов 220 кВ

№ изолятора	Изоляционный материал	Длина изолятора L , мм	Число ребер n	Диаметр ребра d , мм	Межреберное расстояние b , мм	Угол наклона ребра α , град	Диаметр экранов, мм d_{31} d_{32}	
1	Полиолефин	1800	67	65	26,5	10	120	270
2	Силиконовая резина	1770	47	100	36	25	120	270
3	Силиконовая резина	1880	49	77	38	45	120	270

Таблица 3

Конструктивные характеристики стержневых полимерных изоляторов 330 кВ

№ изоля- тора	Изоляционный материал	Длина изолятора, мм						Число ребер n		Диаметр реб- ра d , мм	Меж- ребер- ное рассто- яние b ,мм	Угол наклона ребра α , град	Диаметр экранов, мм							
		Рис.2.а		Рис.2.б				Рис.2.а	Рис.2.б				Рис.2.а				Рис.2.б			
		L	L_1	L_1	L_2	L	d_{31}						d_{32}	d_{33}	d_{34}	d_{31}	d_{32}	d_{33}	d_{34}	
1	Полиолефин	2690	2450	—	—	—	—	101	—	80	26	10	270	500	700	—	—	—	—	
2	Силиконовая резина	2700	2540	—	—	—	—	69	—	107	40	30	270	500	700	—	—	—	—	
3	Силиконовая резина	—	—	1020	1700	1880	—	76	—	77	38	45	—	—	—	120	500	700	270	

Таблица 4

Конструктивные характеристики стержневых полимерных изоляторов 500 кВ

№ изолятора	Изоляционный материал	Длина изолятора, мм			Число ребер n	Диаметр ребра d , мм	Межреберное расстояние b , мм	Угол наклона ребра α , град	Диаметр экранов, мм		
		L_1	L_2	L					d_{31}	d_{32}	d_{33}
		1800	1700	1800	134	65	26,5	10			
1	Полиолефин	1800	1700	1800	134	65	26,5	10	270	500	700
2	Силиконовая резина	1770	1670	1770	94	100	36	25	270	500	700
3	Силиконовая резина	1880	1780	1880	98	77	38	45	270	500	700

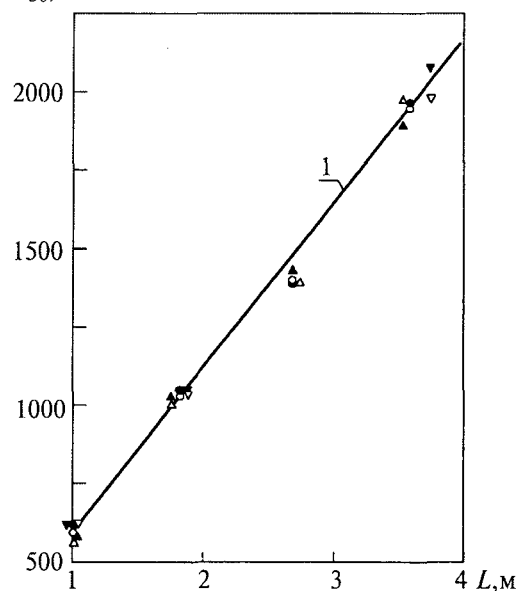
 $U_{50}, \text{кВ}$ 

Рис.4. 50%-е разрядные напряжения полимерных линейных изоляторов при импульсе 1,2/50 мкс положительной полярности в сухом состоянии (о, Δ, ▽) и при дожде (•, ▲, ▴):

о, •; Δ, ▲; ▽, ▴ — изоляторы № 1, 2, 3 соответственно

жительной полярности указанные факторы практически не влияют на электрическую прочность изоляторов. Наиболее наглядно это проявляется при анализе данных рис.4, из которого видно, что экспериментальные точки как в сухом состоянии, так и при дожде могут быть представлены линейной функцией

$$U_{50} = (90 + 520L) \text{ кВ}, \quad (1)$$

где L — длина изолятора, м.

Однозначность кривой (1) независимо от типа изолятора и условий проведения испытаний подтверждается и единым чисто воздушным путем перекрытия изоляторов, а также практическим совпадением минимальных разрядных напряжений U_{pmin} . Лишь при испытаниях изолятора 500 кВ № 2 значения U_{pmin} под дождем оказались ниже, чем в сухом состоянии.

По существующим представлениям потенциальная возможность влияния дождя на электрическую прочность полимерной изоляции кроется в перераспределении электрического поля вдоль изолятора. Характер этого перераспределения зависит от проводимости воды, степени смачиваемости диэлектрика и конструктивных особенностей образца. Полиолефиновые изоляторы (изоляторы группы № 1) обладают высокой степенью гидрофильности, обуславливая тем самым наиболее равномерное продольное распределение напряжения. Изоляторы же групп № 2 и 3, напротив, характеризуются ярко выраженными гидрофобными свойствами, способствующими очень неравномерному распределению

нию электрического поля с резкими его всплесками на краю ребер. Можно предположить, что задаваемая дождем неоднозначная неравномерность распределения поля вдоль изоляторов, выполненных из различных диэлектриков, блокируется экранирующим действием объемного заряда протяженных и хорошо разветвленных начальных положительных стримеров. Именно этим обстоятельством можно объяснить результаты испытаний изоляторов при грозовом импульсе положительной полярности.

В отличие от рассмотренного случая при грозовом импульсе отрицательной полярности стартующие от катода отрицательные стримеры много короче и менее разветвлены. Стримеры стремятся двигаться по пути с наибольшей напряженностью поля. Резкая неравномерность распределения поля по поверхности увлажненных изоляторов групп № 2 и 3 из силиконового материала и большие его броски на краю ребер способствуют продвижению разряда к местам локального усиления поля с последующим каскадным межреберным перекрытием изоляторов. В результате электрическая прочность изоляторов падает тем заметнее, чем длиннее изолятор и больше угол наклона его ребра. Так, из анализа рис.5 следует, что для изоляторов групп № 2 (угол наклона ребра $\alpha = 20 \div 30^\circ$) и № 3 ($\alpha = 45^\circ$) длиной 1 м снижение 50%-х разрядных напряжений под дождем составило соответственно 12 и 19%, а при длине изоляторов порядка 3,5 м — 20 и 31%. Представленные на рис.5 зависимости $U_{50} = F(L)$ для изоляторов № 2 и 3 при грозовом импульсе отрицательной полярности могут быть описаны выражениями:

для силиконового изолятора № 2 ($\alpha = 20 \div 30^\circ$)

$$U_{50} = (230 + 370L) \text{ кВ}; \quad (2)$$

для силиконового изолятора № 3 ($\alpha = 45^\circ$)

$$U_{50} = (1350 L^{0,32} - 790) \text{ кВ}, \quad (3)$$

где L — длина изолятора, м.

Для полиолефиновых изоляторов, поверхность которых удерживает сплошную толстую пленку воды даже под ребрами, неравномерность распределения поля должна быть существенно меньше, чем для изоляторов из силиконовой резины. В силу этого перекрытие изоляторов группы № 1 под дождем осуществляется преимущественно по воздуху, а значения U_{50} , практически не отличающиеся от полученных в сухом состоянии (рис.5), могут быть найдены с помощью выражения

$$U_{50} = (200 + 490L) \text{ кВ}. \quad (4)$$

При испытании полимерных изоляторов коммутационными импульсами наиболее сильное влияние дождя также проявляется при от-

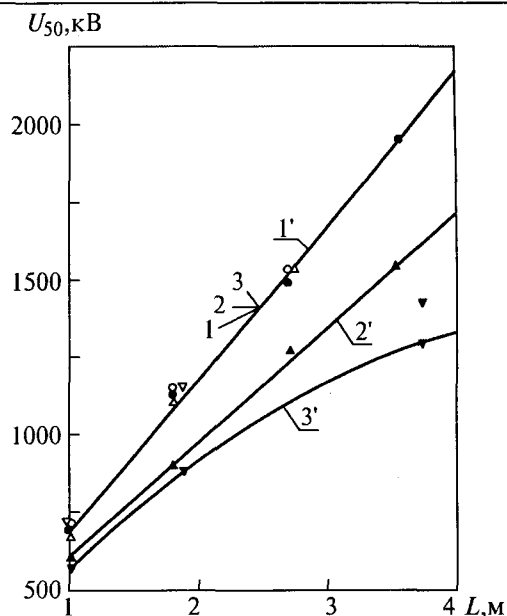


Рис.5. 50%-е разрядные напряжения полимерных линейных изоляторов при импульсе 1,2/50 мкс отрицательной полярности в сухом состоянии (о, Δ, ∇) и при дожде (•, ▲, ▼):

о, •; Δ, ▲; ∇, ▼ — изоляторы № 1, 2, 3 соответственно

рицательной полярности воздействующего напряжения. Однако в отличие от грозового импульса снижение электрической прочности характерно для всех рассмотренных образцов. Так, из рис.7 видно, что для полиолефинового изолятора № 1 длиной 1 м расхождение между U_{50} в сухом состоянии и при дожде составляет порядка 8%. При трехкратном увеличении длины изолятора спад U_{50} достигает уже 12%. Заметно снижаются также и фактические значения ми-

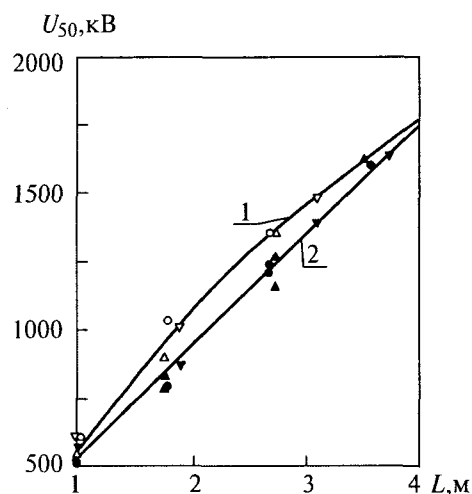


Рис.6. 50%-е разрядные напряжения полимерных линейных изоляторов при импульсе 250/2500 мкс положительной полярности в сухом состоянии (о, Δ, ∇) и при дожде (•, ▲, ▼):

о, •; Δ, ▲; ∇, ▼ — изоляторы № 1, 2, 3 соответственно

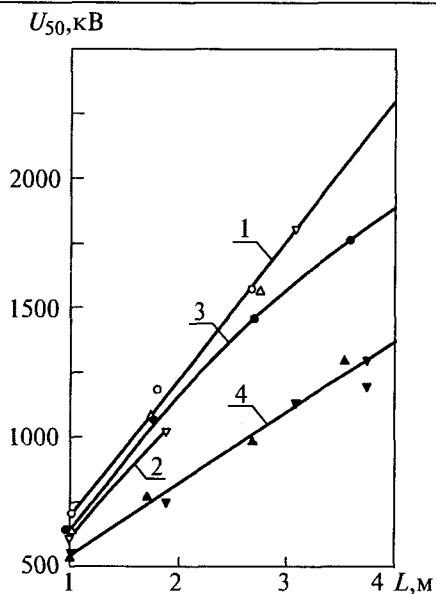


Рис.7. 50%-е разрядные напряжения полимерных линейных изоляторов при импульсе 250/2500 мкс отрицательной полярности в сухом состоянии (1,2,о,Δ,▽) и при дожде (3,4,•,▲,▼):

о, •, Δ, ▲, ▼ — изоляторы № 1, 2, 3 соответственно

нимальных разрядных напряжений. Претерпевает изменение и характер перекрытий. Теперь уже лишь на коротком начальном отрезке пути разряд формируется чисто по воздуху, а затем распространяется вблизи изолятора и даже касается его ребер.

Значения 50%-х разрядных напряжений полимерных изоляторов в сухом состоянии при воздействии импульса 250/2500 мкс отрицательной полярности могут быть определены с помощью линейной функции

$$U_{50} = (160 + 530L) \text{ кВ.} \quad (5)$$

Для полиолефиновых изоляторов при испытаниях под дождем

$$U_{50} = (1210 L^{0,5} - 545) \text{ кВ.} \quad (6)$$

Как и при грозовом импульсе отрицательной полярности, наиболее существенное снижение электрической прочности изоляции под дождем наблюдается для изоляторов групп №2 и 3 из силиконовой резины. Из рис.7 видно, что для таких изоляторов существует единая зависимость $L_{50} = F(L)$, которая задается линейной функцией

$$L_{50} = (235 + 285L) \text{ кВ.} \quad (7)$$

Под дождем при воздействии коммутационного импульса отрицательной полярности для изоляторов № 2 и 3 характерны каскадные межреберные перекрытия и самые низкие значения разрядных напряжений. Для однометровых

силиконовых изоляторов снижение U_{50} составляет примерно 20%, а для изоляторов длиной порядка 3 м достигает 38% по сравнению с прочностью в сухом состоянии.

При положительной полярности коммутационного импульса по сравнению с отрицательной происходит снижение электрической прочности изоляторов в сухом состоянии. При этом зависимость $U_{50} = F(L)$ (кривая 1 на рис.6) благодаря появлению достаточно длинных лидерных каналов носит нелинейный характер и может быть выражена функцией

$$U_{50} = (1390L^{0,45} - 820) \text{ кВ.} \quad (8)$$

В сухом состоянии изоляторов, независимо от их длины и типа разряд развивается чисто по воздуху. Аналогичный характер перекрытий, как правило, сохраняется и при испытаниях образцов под дождем. В результате снижение электрической прочности изоляторов под влиянием дождя оказывается не столь существенным, как при отрицательных воздействиях импульсного напряжения. Из рис.6 видно, что для всех рассмотренных типов изоляторов зависимость $U_{50} = F(L)$ (кривая 2 на рис.6) может быть описана выражением

$$U_{50} = (140 + 400L) \text{ кВ.} \quad (9)$$

Из рис.6 также следует, что благодаря различному характеру кривых 1 и 2 наибольшее расхождение между электрической прочностью изоляторов в сухом состоянии и при дожде (примерно 12%) достигается в области L порядка 2—2,5 м. Дальнейшее увеличение длины изоляторов приводит к сокращению этого расхождения примерно до 5—6% и менее.

В целом проведенный анализ опытных данных позволяет сделать вывод о весьма существенном негативном влиянии дождя на электрическую прочность полимерных изоляторов из гидрофобных материалов при воздействии грозовых и коммутационных импульсов отрицательной полярности. К сказанному следует добавить, что при испытаниях под дождем нередко наблюдается существенный рост стандартных отклонений σ , достигающих 7—8% и более. При этом, как правило, кривые эффекта подчиняются нормальному закону распределения. В ряде же случаев (изолятор №2 на 330 кВ при испытании его под дождем коммутационным импульсом отрицательной полярности и изолятор № 3 на 500 кВ при испытании его под дождем грозовым и коммутационным импульсами отрицательной полярности) кривые эффекта характеризуются бинормальным законом, являющимся следствием реализации возможности формирования разряда по двум существенно различным путям (например, чисто по воз-

духу и каскадно между ребрами изоляторов). Все это приводит к появлению весьма низких значений фактических разрядных напряжений U_{pmin} . Примечательно, что в подавляющем большинстве случаев значения U_{pmin} оказываются близкими к амплитудам импульса, соответствующим 10%-й вероятности перекрытия изолятора U_{10} (U_{10} — выдерживаемые напряжения с вероятностью 0,9).

С практической точки зрения представляет интерес сопоставить полученные результаты с существующими нормированными значениями испытательных напряжений. Однако в этом плане существует довольно большая неопределенность. Действительно, для изоляции электрооборудования ВН и СВН ГОСТ 1516.3-96 [1] предусматривает совокупность значений испытательных напряжений, при воздействии которых вероятность пробоя изоляции не должна превышать 10%. Этот критерий принят в качестве оценки успешности прохождения испытаний изоляцией. Для примера в табл. 4 приведены нормируемые [1] испытательные грозовые и коммутационные напряжения для внешней изоляции оборудования классов 110—500 кВ.

Требования к электрической прочности линейной изоляции из полимерных материалов изложены в ГОСТ 28856-90 [2]. В этом документе приводятся лишь значения 50%-х разрядных напряжений полимерных стержневых изоляторов в сухом состоянии при воздействии коммутационных импульсов напряжения обеих полярностей. В отношении же электрической прочности изоляторов при грозовых импульсах в [2] указывается, что значения U_{50} при импульсе 1,2/50 мкс задаются при составлении технических условий на изоляторы. Нормируемые [2] значения 50%-х разрядных напряжений изоляторов при коммутационном импульсе приведены в табл.5.

Принятые в [1,2] явно неравноценные подходы к нормированию испытательных напряжений изоляции, а также сопоставление этих величин (налицо равенство значений испытательных напряжений при существенно разной

вероятности пробоя изоляции) свидетельствуют, что при прочих равных условиях в эксплуатации при перенапряжениях допускается нарушение электрической прочности линейной изоляции с гораздо большей вероятностью по сравнению с изоляцией электрооборудования.

Изложенное позволяет считать, что для ЛЭП ВН и СВН наиболее приемлемыми с точки зрения импульсной прочности в сухом состоянии и под дождем представляются полимерные изоляторы, выполненные на основе полиолефина, которые обладают большей электрической прочностью, чем изоляторы из силиконовой резины.

О необходимых длинах изоляторов из силиконовой резины на линиях электропередачи напряжением 220 кВ и выше можно судить лишь после создания обоснованных требований к кривым эффекта или выдерживаемым напряжениям изоляторов. При этом целесообразно ориентироваться на образцы с углом наклона ребер, не превышающим 20—25°.

Окончательный выбор полимерного материала изоляторов, их длины и конструктивных особенностей должен делаться с учетом данных по электрической прочности образцов в условиях загрязнения и увлажнения при воздействии напряжения промышленной частоты.

Серьезного обсуждения заслуживает также вопрос о нормировании импульсных испытательных напряжений и условий проведения испытаний (в сухом состоянии и при дожде) для полимерных стержневых линейных изоляторов ВН и СВН.

Выводы

1. Разрядные характеристики линейных полимерных стержневых изоляторов на напряжение 110—500 кВ существенно зависят от длительности фронта импульсного напряжения, его полярности, условий проведения испытаний (в сухом состоянии или при дожде), а также от степени смачиваемости материала диэлектрика и угла наклона ребер изолятора.

Таблица 5

Испытательные напряжения для изоляции оборудования и линий электропередачи

Класс напряжения кВ	ГОСТ 1 516.3-96 (U_{10} , кВ)		ГОСТ 28856-90 (U_{50} , кВ)
	1,2/50 мкс (в сухом состоянии)	250/2500 мкс (в сухом состоянии и при дожде)	250/2500 мкс (в сухом состоянии)
110	450/450*	—	350
220	950/950*	—	650
330	1050/1175*	850/950*	850
500	1425/1550*	1050/1230*	1230

* В числителе — испытательные напряжения при защите оборудования от перенапряжений вентильными разрядниками, в знаменателе — при защите ограничителями перенапряжений.

2. При испытании в сухом состоянии рядные характеристики полимерных изоляторов определяются в основном формой и полярностью воздействующего напряжения. При этом наибольшая электрическая прочность образцов достигается при импульсах отрицательной полярности.

3. При испытании полимерных изоляторов под дождем импульсами положительной полярности негативное влияние дождя проявляется лишь при коммутационных воздействиях. При этом максимальное снижение электрической прочности образцов наблюдается при длине изоляторов менее 2,5 м и составляет 10–13%.

4. В наиболее сильной степени влияние дождя сказывается при испытании изоляторов импульсами отрицательной полярности. Для изоляторов из силиконовой резины, в зависимости от конструкции, оно составляет около 10–30% при грозовых импульсах и 20–40% при коммутационных импульсах по сравнению с прочностью в сухом состоянии. Для полиолефиновых изоляторов снижение наблюдается лишь при коммутационных импульсах и не превышает 12%. Расхождение между электрической прочностью изоляторов в сухом состоянии и при дожде тем заметнее, чем длиннее образец и больше угол наклона его ребра. Для изоляционных конструкций из силиконовой резины разрядные напряжения при испытаниях под

дождем импульсами отрицательной полярности оказываются ниже, чем при положительной.

5. Для практического использования на линиях электропередачи напряжением 110–500 кВ с точки зрения импульсной прочности в сухом состоянии и под дождем при грозовых и коммутационных импульсах предпочтительными представляются полимерные изоляторы из полиолефина с углом наклона ребер порядка 10°.

6. Необходима корректировка требований к импульсной электрической прочности линейных изоляторов из полимерных материалов, указанных в ГОСТ 28856-90.

Список литературы

1. ГОСТ 1516.3-96. Электрооборудование переменного тока на напряжения от 1 до 750 кВ. Требования к электрической прочности изоляции.

2. ГОСТ 28856-90. Изоляторы линейные подвесные стержневые полимерные.

Корявин Алексей Родионович — начальник сектора ВЭИ. Окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1971 г. В 1978 г. в ВЭИ защитил кандидатскую диссертацию по исследованию разряда в воздухе.

Волкова Ольга Владимировна — ведущий научный сотрудник ВЭИ. Окончила электроэнергетический факультет МЭИ в 1958 г. В 1970 г. защитила кандидатскую диссертацию по исследованию разрядных характеристик защитных воздушных промежутков в ВЭИ.

Усовершенствованный метод определения кислотности элегаза в оборудовании

ДЁМИНА В.Н., науч.сотр., АРАКЕЛЯН В.Г., канд.хим.наук, доктор техн.наук

ВЭИ

Увеличение срока службы электротехнического оборудования диктуется прямыми экономическими интересами энергокомпаний, справедливо ставящими под сомнение необходимость замены оборудования по окончании назначенного срока службы. Поэтому заметно возрастает значимость разработки диагностических мероприятий, направленных на научно обоснованное продление срока службы оборудования и предотвращение аварий. Методы диагностики могут быть многообразны и реализовываться как с приостановкой выполнения основных функций аппарата, так и без приостановки, с расходом ресурса, так и без него. Очевидно, что особый интерес представляют *оперативные методы диагностики*, которые позволяют получать диагностические заключения без остановки функционирования аппарата и без

расходования его ресурса. Основу оперативных методов диагностики элегазового оборудования, как и маслonaполненного, составляют физико-химические методы. В их число входит «кислотность элегаза».

Кислотность элегаза — нормируемый параметр качества элегаза в коммутационном электрооборудовании [1]. Если в течение двух суток после коммутации выключателя в элегазе сохраняется кислотность, это свидетельствует о неспособности адсорбционного поглотителя выполнять свои функции, по крайней мере, по одному из своих предназначений. Сохраняющаяся в объекте кислотность элегаза (а она будет резко возрастать с каждым новым актом коммутации) может привести к отказу, т.е. к нарушению работоспособности. В сочетании с влажной кислотность элегаза резко снижает изоля-

ционные характеристики элементов выключателя, воздействует на твердую изоляцию (хотя последняя и предназначена для работы в среде продуктов разложения элегаза), приводя к ее износу с образованием дорожек проводимости (триингов), повышению интенсивности разрядов и, в конечном счете, к пробое.

Установление наличия кислотности элегаза в некоммутиационном аппарате однозначно свидетельствует о повышенном уровне ЧР, предвестнике пробоя изоляционного промежутка. Образовавшиеся в результате разложения элегаза под действием ЧР кислотные продукты производят химическое воздействие на материал твердой изоляции, который может быть не предназначен для работы в такой среде, что в конечном счете приведет к его химическому износу, к возникновению разрядов на поверхности изолятора и далее к его перекрытию. По данным анализа кислотности в работающем некоммутиационном аппарате можно определить уровень ЧР в элегазовой изоляции [2].

Сопоставляя химическую активность газовой среды с химической устойчивостью твердой изоляции как коммутационного, так и некоммутиационного аппарата можно выйти на определение ресурсных показателей [3].

Кислотность элегаза в соответствии с определением — это общая концентрация присутствующих кислот и соединений, образующих кислоты при гидролизе, выраженная в эквивалентах фтористоводородной кислоты $[HF]$ и представленная в частях на миллион по массе (ppm-масс.).

Определение кислотности элегаза основано на поглощении кислотных примесей стандартным раствором щелочи, избыток которой титруется стандартным раствором кислоты. Методики определения кислотности так называемым мокрым способом, МЭК [4,5], затруднительно использовать в условиях эксплуатации электрооборудования. Поэтому был разработан экспресс-метод определения кислотности элегаза в электрооборудовании с использованием сухого индикаторного порошка [6].

Целью данной работы стало усовершенствование разработанного ранее метода определения кислотности элегаза в части приготовления индикаторного порошка и метода калибровки индикаторных трубок. Была поставлена задача упростить способ получения индикаторного порошка, придать ему более яркую окраску и более четкую границу при титровании при сохранении чувствительности метода на том же уровне.

В [6] необходимая адсорбционная емкость полисорба была задана окрашенной окисью алюминия, наносившейся слоем на полисорб. Сущность упрощения в приготовлении инди-

каторного порошка состоит в том, что адсорбционная емкость полисорба задается наносимым на него большим количеством щелочи и индикатора, что одновременно с обеспечением яркой окраски адсорбента формирует четкую границу раздела между исходным и оттитрованным участком.

Применяемые вещества и реактивы

1. Полисорб-1 фракции 0,1-0,25 мм — по-прежнему, как и в [6], использовался в качестве основы индикаторного порошка.
2. Насыщенный раствор бромкрезолового пурпурового индикатора, полученного растворением 0,5 г сухого индикатора в 4 мл 95% этилового спирта — для окрашивания полисорба-1.
3. 1 Н раствор едкого натра (NaOH) — для подщелачивания индикаторного порошка.
4. 0,2 Н раствор соляной кислоты (HCl) — для калибровки индикаторных трубок.

Приготовление индикаторного порошка

Полисорб-1 (10 г) смачивают 95% этиловым спиртом (так, чтобы покрыть поверхность примерно на 1 мм), добавляют по каплям 200 мкл насыщенного раствора индикатора и 250 мкл 1Н раствора едкого натра. Всё тщательно перемешивают, не повреждая при этом зерна полисорба-1, и высушивают в сушильном шкафу при 75—85°C. После сушки полисорб-1 приобретает сиреневый цвет.

Приготовление индикаторной трубки

Индикаторный порошок помещают в стеклянную трубку диаметром 4 мм и длиной 4-10 см. Порядок заполнения трубки следующий. В один конец трубки помещают небольшой ватный тампон, выравнивают его поверхность стержнем, равным по диаметру внутреннему диаметру трубки. Далее с помощью маленькой стеклянной воронки насыпают 3—8 см индикаторного порошка, уплотняют легким постукиванием по трубке и закрывают второй конец трубочки маленьким, но несколько большим ватным тампоном, уплотнив его стержнем.

Определение кислотности элегаза

Индикаторную трубку со стороны малого ватного тампона подсоединяют через вентиль тонкой регулировки к источнику элегаза. Второй конец трубки, закрытый большим ватным тампоном, подсоединяют к системе измерения объема элегаза. После пропускания V (л) элегаза со скоростью 20—60 мл/мин и обесцвечивания l (см) трубки кислотность газа (ppm-масс.) рассчитывается по формуле

$$[HF] = kl/V, \quad (1)$$

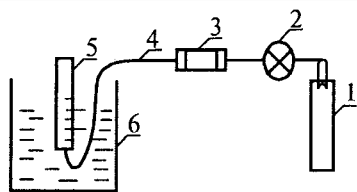


Схема определения объема пропущенного через индикаторную трубочку элегаза:

1 — источник элегаза; 2 — вентиль тонкой регулировки потока элегаза; 3 — индикаторная трубка; 4 — соединительный шланг; 5 — мерный цилиндр на 0,25—1 л; 6 — стакан с дистиллированной водой

где k — коэффициент индикаторной трубки, $\text{ppm} \cdot \text{л} \cdot \text{см}^{-1}$, определяемый калибровкой.

Способ измерения элегаза, пошедшего на титрование 1 индикаторной трубки может быть различным и зависит от объема элегаза. Объем элегаза больше 1 л измеряют газовым счетчиком. Для измерения объема меньше 1 л газовый счетчик из-за точности и инертности не подходит. Можно воспользоваться системой, приведенной на рисунке. Принцип измерения объема состоит в том, что газ, попадая в цилиндр, вытесняет воду в стакан. После выравнивания уровней воды в цилиндре и стакане фиксируют объем пропущенного газа.

Можно использовать и другие средства измерения объема газа. Для работы в условиях подстанции удобно использовать резиновую камеру, заполняемую газом до определенного размера по шаблону.

Поток элегаза должен быть в пределах 20—60 мл/мин, чтобы не выдувать содержимое трубки.

Калибровка индикаторной трубки

Отличие предлагаемой калибровки индикаторной трубки от калибровки, при которой используют элегаз с кислотными примесями, в том, что в качестве источника кислотности служит летучая соляная кислота HCl , что позволяет полностью отказаться от трудоемкого мокрого способа титрования газа при определении его кислотности.

В стеклянную трубочку помещают 5—25 мкл раствора соляной кислоты с известной концентрацией (в нашем случае 0,2 Н). С одной стороны эту трубочку подсоединяют к источнику воздуха, а с другой — к индикаторной трубке. Вместе с потоком воздуха (примерно 20 мл/мин) пары HCl попадают в индикаторную трубку и титруют щелочь, которая использовалась для приготовления индикаторного порошка. Продувку индикаторной трубки продолжают до полного исчезновения капли раствора соляной кислоты и полной остановки перемещения гра-

ницы изменения цвета. Цвет индикаторного порошка на оттитрованном участке трубки приобретает желтый цвет.

Поскольку кислотность элегаза выражается в миллионных долях эквивалентов фтористоводородной кислоты $[\text{HF}]$ по массе по определению, а при калибровке индикаторных трубок использовалась соляная кислота, необходимо определить количество фтористоводородной кислоты эквивалентное количеству соляной кислоты, пошедшей на титрование щелочи в индикаторной трубке, и из формулы (1) рассчитать калибровочный коэффициент.

По определению концентрация фтористоводородной кислоты в элегазе в миллионных долях по массе (ppm-масс.)

$$C_{\text{HF}} = 10^6 \cdot G_{\text{HF}} / G_{\text{SF}_6}, \quad (2)$$

где G_{HF} и G_{SF_6} — масса HF и SF_6 соответственно.

Вне зависимости от присутствующей в элегазе кислоты кислотность выражается в эквивалентах фтористоводородной кислоты. Это делается через определение числа молей оттитрованной щелочи.

Число молей соляной кислоты, использованной для калибровки, равно произведению объема V_{HCl} на нормальность N раствора соляной кислоты:

$$n_{\text{HCl}} = V_{\text{HCl}} \cdot N \cdot 10^{-6}, \quad (3)$$

где V_{HCl} — объем соляной кислоты, мкл.

Число молей фтористоводородной кислоты должно быть равно числу молей соляной кислоты, пошедшей на титрование,

$$n_{\text{HF}} = n_{\text{HCl}}. \quad (4)$$

Число молей фтористоводородной кислоты, эквивалентное n_{HCl} , определяется из уравнения

$$n_{\text{HF}} = G_{\text{HF}} / M_{\text{HF}}, \quad (5)$$

где M_{HF} — молекулярная масса фтористоводородной кислоты, равная 20.

Из уравнения (2)

$$G_{\text{HF}} = C_{\text{HF}} G_{\text{SF}_6} \cdot 10^{-6}. \quad (6)$$

Если G_{SF_6} выразить через плотность элегаза и его объем, то (6) примет вид

$$G_{\text{HF}} = C_{\text{HF}} \rho_{\text{SF}_6} V_{\text{SF}_6} \cdot 10^{-6}. \quad (7)$$

После подстановки (7) в (5), запишем (4) в развернутом виде

$$C_{\text{HF}} \rho_{\text{SF}_6} V_{\text{SF}_6} \cdot 10^{-6} / 20 = V_{\text{HCl}} N \cdot 10^{-6}.$$

Отсюда концентрация C_{HF} (ppm-масс. HF), т.е. кислотность элегаза, имитированная при калибровке заданным объемом и концентрацией соляной кислоты, равна

$$C_{\text{HF}} = 20 V_{\text{HCl}} N / (\rho_{\text{SF}_6} V_{\text{SF}_6}). \quad (8)$$

Из (1) и (8) определяем калибровочный коэффициент индикаторной трубки k для данного способа калибровки

$$C_{HF} = 20 V_{HCl} N / (\rho_{SF_6} V_{HF_6}) = kl/V = [HF]$$

и, соответственно,

$$k = 20 V_{HCl} N / (\rho_{SF_6} l). \quad (9)$$

Окончательно формула для расчета калибровочного коэффициента (плотность элегаза $\rho_{SF_6} = 6,09$ г/л при 20°C и $0,1$ МПа)

$$k = 3,28 V_{HCl} N / l, \quad (10)$$

где V_{HCl} — объем раствора HCl (мкл) с нормальностью N , израсходованной на титрование (обесцвечивание) l (см) индикаторной трубки).

Приготовленная описанным способом партия индикаторных трубок имеет калибровочный коэффициент $k = 3 \text{ ppm} \cdot \text{л} \cdot \text{см}^{-1}$.

Минимально определяемая концентрация $[HF] \sim 0,1 \text{ ppm-масс.}$ (при расходе элегаза 3 л).

Список литературы

1. РД 16-066-83. Электрооборудование высокого напряжения. Технические требования к производству и методы контроля для обеспечения качества элегаза. М.: Минэлектротехпром, 1983
2. Аракелян В.Г., Демина В.Н., Вертиков В.П. Химический метод определения уровня частичных разрядов в элегазовой изоляции // Бюллетень Интерэлектро-тест. 1990. № 12.
3. Arakelian V.G., Kovalenko A.U. On-line physico-chemical diagnostics of SF6 equipment // IEEE International Symposium on Electrical Insulation. Anaheim, CA, USA, 2000. April 2-5. P.10-11.
4. JEC. Specification and acceptance of new sulfur hexafluoride. Publication 376, 1971.
5. IEC. Guide to the checking of sulphur hexafluoride (SF6) taken from electrical equipment. Publication 480, 1974.
6. Аракелян В.Г., Демина В.Н. Экспресс метод определения кислотности элегаза в электрооборудовании // Электротехника. 1986. № 12. С.25.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Метод оптимизации сердечника ротора мощной явнополюсной машины

БОГУСЛАВСКИЙ И.З., доктор техн. наук, проф.

Изложен метод определения оптимальной геометрии сердечника ротора явнополюсной машины, основанный на минимизации потерь на возбуждение и перегрев обмотки ротора, являющийся элементом САПР мощных явнополюсных машин и позволяющий обоснованно выбрать размеры сердечника полюса, обмотки возбуждения и возбuditеля. Приведены результаты расчета.

Актуальность оптимизации зоны полюсов ротора современных мощных явнополюсных машин (1000 кВт — 22,5 МВт) связана с необходимостью повышения их технико-экономических показателей, в том числе со снижением массы и габаритов бесщеточного возбuditеля.

При оптимизации сердечника ротора предполагаются предварительно определенными геометрические размеры активной части статора $Q_{ст}$, полюсного наконечника $Q_{пол}$, а также зазор σ и расстояние D между витками катушек соседних полюсов в их основании, зависящее от токов утечки. Заданным предполагаются также поток взаимной индукции в машине и параметр, определяющий насыщение ее магнитной цепи, например, коэффициент насыщения $K_{нас}$ [1]. В результате оптимизации определяются следующие размеры сердечника полюса: ширина $B_{серд}$, его высота $H_{серд}$, ширина катушки $B_{кат}$. Критерием выбора является наименьшее зна-

чение потерь возбуждения $P_{возв}$ или перегрев $T_{возв}$ обмотки ротора.

В таблице в качестве примера представлены этапы определения оптимальной геометрии сердечника полюса генератора 3600 кВт, 750 об/мин, 6,3 кВ. Они выполнены в следующей последовательности:

1. Задаем начальное приближение ($k = 1$) для высоты сердечника полюса: $H_{серд} = H_{сердk}$.

В таблице выбрана $H_{сердk}$, принятая при $k = 1$ за 100%.

2. Определяем для заданной $H_{сердk} = 100\%$ такое значение ширины сердечника $B_{сердk}$, при котором уровень насыщения магнитной цепи машины $K_{нас}$ в заданном режиме ее работы равен:

$$K_{наск} = K_{нас}.$$

Для этого решаем нелинейное уравнение вида:

$$F_1(H_{сердk}, G_{ст}, G_{пол}, B_{сердk}, \sigma) = 0 \quad (1)$$

корнем которого при $B_{сердк} = var$ является условие (1').

Отметим, что решение уравнения (1) предполагает многократное проведение расчетов магнитной цепи машины в режиме, для которого нормируется $K_{нас}$.

В таблице из уравнения (1) найдена $B_{сердк}$ принятая при $k = 1$ за 100%.

Для машин с малым уровнем насыщения $K_{нас} < 1,06$ уравнение (1) может не иметь решения; для таких случаев целесообразно при решении его ввести ограничение: $B_{сердк} < B_{сердмакс}$ значение $B_{сердмакс}$ задается предварительно согласно [1].

3. Определяем для значений $H_{сердк}$, $B_{сердк}$ такой размер ширины катушки $B_{катк}$, при котором расстояние между катушками D_k в основании полюса равно:

$$D = D_k.$$

Для этого решаем нелинейное уравнение вида:

$$F_2(H_{сердк}, G_{пол}, B_{сердк}, D_k, B_{катк}) = 0. \quad (2)$$

Его корнем при $B_{сердк} = var$ является условие (2').

В таблице из уравнения (2) найдена $B_{катк}$, принятая при $k = 1$ за 100%.

4. Определяем для значений $H_{сердк}$, $B_{катк}$ сечение витков катушки $Q_{катк}$ с учетом размеров изоляции на полюсе от токов утечки. Исходя из значения $Q_{катк}$, вычисляем потери на возбуждение $P_{возвк}$. Используя это значение и размеры межполюсного пространства, находим перегрев обмотки ротора $T_{возвк}$.

В таблице приведены вычисленные значения $P_{возвк}$ и $T_{возвк}$; они приняты при $k = 1$ за 100%.

5. Задаем следующее значение высоты полюса $H_{серд(k+1)}$:

$$H_{серд(k+1)} = H_{сердк} \pm h_{серд}, \quad (3)$$

где $h_{серд}$ — шаг вычисления; он определяется точностью при расчете исследуемых зависимостей F_1 , F_2 согласно (1), (2), а также зависимостей, определяющих потери возбуждения и перегрев обмотки ротора:

$$F_3(H_{сердк}, G_{ст}, G_{пол}, B_{сердк}, \sigma, B_{катк}, P_{возвк}, D_k) = 0;$$

$$F_4(H_{сердк}, G_{ст}, G_{пол}, B_{сердк}, \sigma, B_{катк}, T_{возвк}, D_k) = 0.$$

Практика расчетов подтверждает, что шаг $h_{серд}$ достаточно выбрать равным: $h_{серд} \leq (0,05 - -0,08)H_{серд(k=1)}$. Расчет указанных зависимостей можно вести и с переменным шагом $h_{серд} = var$, однако это усложняет анализ результатов.

В таблице приведена $H_{серд(k+1)}$, равная согласно уравнению (3) при шаге $h_{серд} = 0,0735 H_{сердк}$ $H_{серд(k+1)} = H_{сердк} \cdot 0,9265$.

6. Для значения $H_{серд(k+1)}$ повторяем расчет по пунктам 2-5. Расчет может быть закончен,

если выполняется одно из следующих двух условий:

$$a) H_{сердmin} \leq H_{сердк} \leq H_{сердмакс}; \quad (4)$$

$$б) T_{возв(k+N)} = \min \text{ или } P_{возв(k+M)} = \min, \quad (5)$$

где $H_{сердmin}$, $H_{сердмакс}$ — пределы изменения высоты $H_{сердк}$ при расчете; N , M — число итераций, причем минимальные значения потерь и перегрева могут достигаться при $N \neq M$.

Критерий (4) является общим; в этом случае задача является вариационной и сводится к отысканию наименьших значений $T_{возвк}$ или $P_{возвк}$ в заданной зоне.

Однако расчеты подтверждают, что для насыщенных машин ($K_{нас} > 1,06 \div 1,08$) зависимости $T_{возвк} = T(H_{сердк})$ и $P_{возвк} = P(H_{сердк})$ имеют минимум; в этом случае для выбора конструкции может быть использован критерий (5). В таблице для рассматриваемого примера имеют место минимумы: для $T_{возвк}$ — в варианте 3, а для $P_{возвк}$ — в варианте 5.

Отметим особенности приведенного алгоритма вычислений оптимальной геометрии сердечника.

Выбор начальных приближений; зона поиска ($H_{сердmin}$, $H_{сердмакс}$)

В практических расчетах для выбора $H_{сердк}$ целесообразно воспользоваться рекомендациями, приведенными в [1]. Учитывая, что алгоритм сходится при любых начальных приближениях, указанные в [1] значения $H_{сердmin}$, $H_{сердмакс}$ целесообразно расширить так, чтобы зона поиска была увеличена в 1,5-2 раза. То же относится и к величине $B_{сердмакс}$. Отметим, что если в качестве начального приближения ($k = 1$) выбрано значение $H_{сердмакс}$, то в выражении (3) принимается знак минус.

Ширина сердечника $B_{серд}$ и коэффициент насыщения $K_{нас}$

При уменьшении высоты сердечника уменьшается и поток рассеяния между полюсами. При заданном $K_{нас}$ это позволяет уменьшить и ширину сердечника $B_{сердк}$. Например, при уменьшении $H_{сердк}$ со 100 до 70,6% (таблица) $B_{сердк} = 95,29\%$ первоначальной. При $D = idem$ соответственно несколько увеличивается и ширина катушки $B_{кат}$.

Размеры катушки, потери $P_{возвк}$ и перегрев $T_{возв}$

При вычислении размеров катушки целесообразно учесть толщину изоляции ее от сердечника (толщину изоляции полюса, шайбы в основаниях катушки и др.). Однако толщину изоляции между витками выбранной ленты (или шины) учитывать нецелесообразно; расчеты показывают, что такой учет практически не влияет на выбор $H_{сердк}$, но лишает результат общности.

Пример расчета оптимальной геометрии сердечника полюса

Номер варианта	$H_{\text{сердк}}, \%$	$B_{\text{сердк}}, \%$	$B_{\text{катк}}, \%$	$T_{\text{возвк}}, \%$	$P_{\text{возвк}}, \%$
1	100	100	100	100	100
2	92,65	98,7	117,96	93,29	88,56
3	85,30	97,4	128,18	88,8	82,13
4	77,95	96,48	145,48	92,49	78,34
5	70,60	95,29	163,04	99,9	76,71
6	63,25	94,98	181,81	112,49	77,35
7	63,25	95,15	177,98	114,06	78,56

Зависимости $P_{\text{возвк}} = P(H_{\text{сердк}})$ и $T_{\text{возвк}} = T(H_{\text{сердк}})$ имеют плоский характер (таблица). Поэтому $H_{\text{сердк}}$ следует выбирать такой, чтобы она соответствовала несколько меньшему (на 3–5%), чем оптимальное, значению потерь или перегрева; это позволяет сократить расход активных материалов.

Ширина полюсного наконечника $B_{\text{пол}}$

При уменьшении $H_{\text{сердк}}$ (варианты 6,7 таблицы) оказывается возможным выполнить обмотку с достаточно большими значениями $B_{\text{катк}}$. В практике иногда при этом оказывается, что

часть витка катушки выступает за пределы полюсного наконечника более, чем на 15–20%. В этих случаях необходимо увеличить ширину полюсного наконечника, что связано с ростом потока рассеяния между полюсами и в общем случае нежелательно. Однако при малых значениях $H_{\text{сердк}}$ эти потоки невелики, и увеличение $B_{\text{пол}}$ оказывается возможным.

Например, вариант 7 в таблице, отличается от предыдущего увеличенным размером $B_{\text{пол}}$. Некоторое повышение потока рассеяния приводит к незначительному росту ширины сердечника $B_{\text{сердк}}$, уменьшению ширины катушки $B_{\text{кат}}$ и, соответственно, росту перегрева $T_{\text{возвк}}$ и потерь $P_{\text{возвк}}$.

Выводы

1. Приведенный алгоритм является элементом САПР мощных явнополюсных двигателей и генераторов.

2. Он позволяет обоснованно выбрать размеры сердечника полюса, обмотки возбуждения и возбuditеля.

Литература

1. Проектирование электрических машин // Под ред. И. П. Копылова. М.: Энергия, 1982.

Активное и индуктивное сопротивления стержней бутылочного профиля мощного асинхронного двигателя

БОГУСЛАВСКИЙ И.З., ЛАНГВАГЕН Е.С.

Излагается численный метод расчета активного и индуктивного сопротивлений стержней бутылочного профиля, используемых для короткозамкнутых роторов мощных асинхронных двигателей. Результаты вычислений представлены в виде графиков, удобных для практического использования. Приведен пример расчета.

Повышение технико-экономического уровня мощных асинхронных двигателей связано с уточнением метода расчета их рабочих характеристик и совершенствованием конструкции. АО "Электросила" выпускает несколько серий асинхронных двигателей, отличающихся высокими показателями как в пусковом режиме, так и в номинальном. Например, двигатели серии ДАЗ (1250–2500 кВт, 6 кВ, 1500 об/мин, синхр.), используемые в металлургии, горнодобывающей и других отраслях промышленности, имеют максимальный момент 220–240% номинального, начальный момент до 100% при КПД 95,3–95,4% и $\cos \varphi = 0,86 \div 0,87$. Аналогичные показатели имеют двигатели серии ДАП, предназначенные для работы во взрывоопасных помещениях. Высокими показателями отличаются двигатели завода, используемые в агрега-

тах резервного возбуждения мощных турбогенераторов (60–800 МВт). Максимальный момент этих машин составляет около 400%, что соответствует требованиям двукратной форсировки тока возбуждения турбогенераторов.

Конструкции роторов этих асинхронных двигателей отличаются профилем стержней беличьей клетки (рис.1).

В практике в зависимости от мощности двигателя используются три типоразмера (табл.1).

Следует отметить, что аналитический метод расчета активного и индуктивного сопротивлений в частном случае стержней круглого профиля ($h = 0$, рис.1) достаточно сложен [1]. Он учитывает распределение вихревых токов при пуске вследствие проявления поверхностного эффекта. Поэтому в общем случае для стержней бутылочного профиля ($h \neq 0$, рис.1) целе-

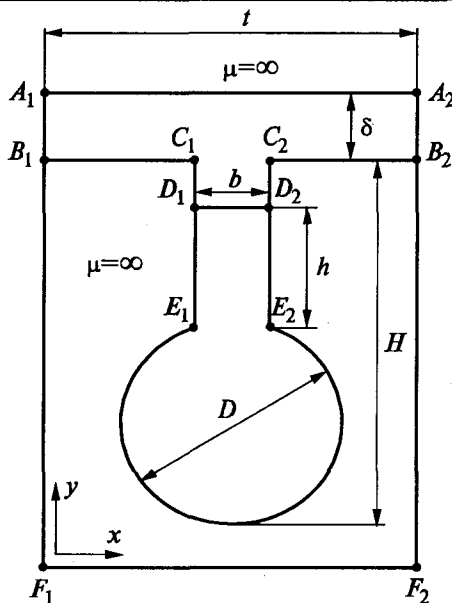


Рис.1. Сечение паза бутылочного профиля со стержнем беличьей клетки

сообразно использовать численный метод [2,3], а результаты вычислений представить в виде графиков.

Метод вычисления активного и индуктивного сопротивлений для стержней бутылочного профиля приведен в Приложении. В качестве результатов расчета на рис.2 представлены зависимости для коэффициентов увеличения омического сопротивления K_r (рис.2,а) и уменьшения индуктивности K_x (рис.2,б):

$$K_r = \frac{R_{\text{var}}}{R_{\text{const}}} = f_1(k'D); \quad K_x = \frac{L_{\text{var}}}{L_{\text{const}}} = f_2(k'D), \quad (1)$$

где R_{const} , L_{const} — сопротивление и индуктивность стержня при постоянном токе, соответственно; R_{var} , L_{var} — сопротивление и индуктивность стержня при переменном токе, соответственно;

$k' = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\rho}}$; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная проницаемость вакуума; f — частота тока; $\omega = 2\pi f$ — круговая частота; ρ — удельное сопротивление материала стержня. Для медных стержней при температуре 75°C параметр k' может быть вычислен из соотношения

$$k' = 13,544 \sqrt{f}. \quad (2)$$

Величину $\Pi = k'D$ можно рассматривать как критерий подобия стержней различного диаметра.

Таблица 1

Типоразмеры стержней бутылочного профиля

№ профиля	D, мм	b, мм	h, мм
1	10,55	4	12
2	12	4	12
3	18	5	12

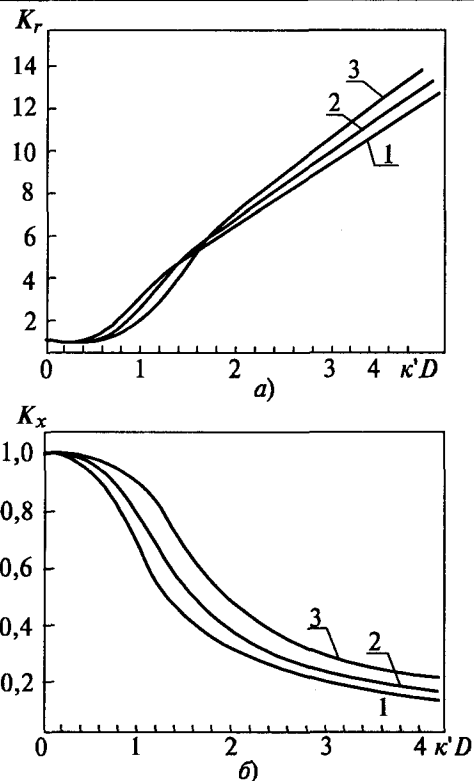


Рис.2. Графики зависимостей $K_r = f_1(k'D)$ (а) и $K_x = f_2(k'D)$ (б) для профилей № 1, 2, 3 из табл.1

Пример определения K_r и K_x .

Задано: стержень с профилем №1 из табл.1. Частота $f = 50$ Гц (режим пуска).

Определить: K_r , K_x .

Решение: по (2) вычисляем $k' = 13,544 \sqrt{50} = 95,77$. По рис.2,а,б определяем для $k'D = 95,77 \cdot 10,5 \cdot 10^{-3} = 1$: $K_r = 3,355$; $K_x = 0,662$.

Результаты расчета были проверены при наиболее неблагоприятном режиме (скольжение $s = 1$) для стержней круглого профиля и для стержней бутылочного профиля следующим образом: для стержней круглого профиля они были сопоставлены с результатами, полученными аналитическим методом [1] (табл.2); для стержней бутылочного профиля — с результатами, полученными методом магнитосвязанных контуров [4] (табл.3). Из сопоставлений результатов табл.2,3 следует, что погрешность вычислений составляет не более 5%, что не превышает погрешности при расчете характеристик асинхронной машины.

Приложение

Метод вычисления коэффициентов K_r и K_x по уравнениям (1)

Задано: геометрические размеры стержня и паза (рис.1), ω , ρ .

Определяем: R_{var} , L_{var} , L_{const} .

При расчете принимаем следующие допущения: рассматриваем поле только одного стержня обмотки ротора; магнитную проницаемость

стали считаем равной бесконечности, электропроводность стального сердечника ротора принимаем равной нулю.

Расчетные выражения для R_{var} и L_{var} из (1):

$$R_{\text{var}} = \frac{\int_V |\dot{\sigma}|^2 dV}{|\dot{I}|^2},$$

где $\dot{\sigma} = \dot{\sigma}(x, y)$ — плотность тока в стержне; \dot{I} — ток в стержне;

$$L_{\text{var}} = \frac{2 \int_V \frac{\mu_0 |\dot{H}|^2}{2} dV}{|\dot{I}|^2},$$

где $\dot{H} = \dot{H}(x, y)$ — напряженность магнитного поля в расчетной области.

Для нахождения распределений $\dot{\sigma}$ и \dot{H} решаем методом сеток дифференциальное уравнение для векторного магнитного потенциала \dot{A} , полученное из уравнений электромагнитного поля [5]:

$$\frac{1}{\mu_r \mu_0} \nabla^2 \dot{A} - \frac{j \omega \dot{A}}{\rho} = -\dot{\sigma}_0, \quad (3)$$

где μ_r — относительная магнитная проницаемость среды, $\mu_r = 1$ для воздуха и для меди; $\dot{\sigma}_0$ — плотность тока в стержне при отсутствии поверхностного эффекта; j — мнимая единица.

Отметим, что векторный потенциал в расчетной области имеет только z -составляющую, $\dot{A} = \dot{A}_z(x, y)$. Зная распределение \dot{A} , можно определить плотность тока в стержне по уравнению:

$$\dot{\sigma} = -\frac{j \omega \dot{A}}{\rho} + \dot{\sigma}_0$$

и составляющие напряженности магнитного поля \dot{H}_x и \dot{H}_y :

$$\dot{H}_x = \frac{1}{\mu_r \mu_0} \frac{\partial \dot{A}}{\partial y}; \quad \dot{H}_y = -\frac{1}{\mu_r \mu_0} \frac{\partial \dot{A}}{\partial x}.$$

Расчетная область на рис.1 представляет собой фигуру $A_1 B_1 C_1 D_1 E_1 E_2 D_2 C_2 B_2 A_2 A_1$. Дополнительное допущение: на отрезках $A_1 B_1$ и $A_2 B_2$ считаем напряженность магнитного поля \dot{H} постоянной и имеющей только касательную составляющую, по модулю равную [5] $\dot{H}_t = \frac{\dot{I}}{2\delta}$, где δ — воздушный зазор. Тогда граничное условие на этих отрезках:

$$\frac{\partial \dot{A}}{\partial n} = -\mu_0 \dot{H}_t.$$

На границах раздела воздух-сталь и медь-сталь (на отрезке $A_1 A_2$ и вдоль $B_1 C_1 D_1 E_1 E_2 D_2 C_2 B_2$, рис.1) $\dot{H}_t = 0$, т.е.

Таблица 2

Коэффициенты K_r и K_x , полученные аналитическим [1] и численным [2, 3] методами, для стержней круглого профиля

$k'D$	K_r		K_x	
	Аналитический расчет	Численный метод	Аналитический расчет	Численный метод
1,063	1,091	1,065	0,9918	0,947

Таблица 3

Коэффициенты K_r и K_x , полученные численным методом [2,3] и методом магнитосвязанных контуров [4], для стержней бутылочного профиля

$k'D$	K_r		K_x	
	Метод магнитосвязанных контуров	Численный метод	Метод магнитосвязанных контуров	Численный метод
1	3,077	3,355	0,656	0,662

$$\frac{\partial \dot{A}}{\partial n} = 0.$$

На границе медь — воздух $D_1 D_2$ (рис.1) граничное условие не задается [3].

Задачу можно решить также и с другой постановкой граничных условий: на прямоугольнике $A_1 F_1 F_2 A_2$ (рис.1) принимаем $\dot{A} = 0$; в уравнении (3) магнитную проницаемость стали принимаем равной $\mu_r = 1000$.

Отметим, что L_{const} можно определить аналогично L_{var} , приняв частоту тока f , равной нулю.

Результаты расчета, приведенные в данной работе, были получены для размера сетки $M \times N = 60 \times 60$, что достаточно для практических расчетов; итерация продолжалась до совпадения с точностью $\varepsilon = 1 \cdot 10^{-8}$.

Список литературы

1. Annel Hans. The alternating current impedance of a solid conductor of circular cross section placed in a semi-closed circular slot//Electrical Engineering. 1963. 9, № 200.
2. Березин И. С., Жидков Н. П. Методы вычислений. Т.2. М.: Госиздат физико-математической литературы, 1959.
3. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. М.: Энергия, 1970.
4. Богуславский И.З. Поверхностный эффект в стержнях ротора мощного асинхронного двигателя с учетом распределения в них температуры//Электричество. 1981. №9.
5. Нейман Л.Р., Демирчан К.С. Теоретические основы электротехники. Л.: Энергия, 1966.

Богуславский И.З. — начальник сектора электромагнитных и тепловых расчетов отдела крупных машин переменного тока АО «Электросила». Доктор технических наук, профессор.

Лангваген Е.С. — инженер СПбГТУ.

Управление режимом работы контактных систем с болтовым соединением на основе применения специальных сплавов

КОЗЫРСКИЙ В.В. канд.техн.наук, доц.

Национальный аграрный университет (Украина, г.Киев)

Одним из основных направлений повышения надежности контактных систем является применение эффективных способов стабилизации контактного давления. Стабилизация контактного давления способствует уменьшению темпа роста посторонних пленок на поверхности контактов и поддержанию переходного сопротивления на минимальном уровне.

Для уменьшения влияния пленок на контактное сопротивление применяются различные гальванические покрытия, разные способы обработки поверхностей. Наиболее распространена герметизация швов активными смазками (вазелин, ЦИАТИМ-221 и т.д.).

Однако в процессе эксплуатации смазки выгорают, при этом наблюдается рост посторонних пленок и соответствующее повышение переходного сопротивления. Рост посторонних пленок ускоряется при ослаблении контактного давления. Установлено, что основной причиной этого ослабления является повышенная текучесть алюминия и различная деформация шин и стягивающих болтов под действием тепловых процессов. Для стабилизации контактного давления применяют различные устройства [1, 2 и др.].

Проведенные исследования преследовали цель изучить существующие средства стабилизации контактного давления и разработать на основе применения новых конструкционных материалов более эффективные устройства.

В качестве стабилизаторов применяются следующие устройства:

а) болты из цветных сплавов (латунь, дюраль, АК4-1), у которых коэффициенты линейного расширения приближаются к коэффициенту линейного расширения алюминиевых шин, благодаря чему сохраняется сила контактного нажатия;

б) стальные болты с эластичной (низкой) головкой со скошенной прижимной плоскостью; при такой конструкции болт выполняет частично роль пружины, предупреждающей резкие колебания давления при изменении температуры контактных соединений;

в) пакеты из стальных шайб толщиной 7—8 мм, удлиняющий стяжной болт, благодаря чему несколько снижаются тепловые напряжения в материале шин;

г) стальные тарельчатые пружины электротехнического назначения по ГОСТ 17279-71, компенсирующие температурные расширения и удерживающие силу нажатия на необходимом уровне.

Исследованиями [1,2] установлено, что из перечисленных наиболее эффективным средством стабилизации контактного давления являются стальные тарельчатые пружины. В тоже время применение этих устройств не лишено недостатков. Жесткий характер деформационной характеристики пружины приводит к значительным отклонениям усилия при относительно небольших ее деформациях. Испытания [2] показали, что после 10—12 циклов нагрева контактного соединения токами КЗ усилие затяжки болтового соединения алюминиевых шин снижалось на 25—50%, в аналогичном соединении без стальной тарельчатой пружины — 50—70%.

Таким образом, стабилизация давления в случае применения указанных изделий является недостаточно эффективной.

Основным параметром, который характеризует контактное соединение, является переходное сопротивление [1]

$$R_{\text{пер}} = R_c + R_{\text{пл}},$$

где R_c — сопротивление стягивания линий электрического тока (зависит обратно пропорционально от контактного давления); $R_{\text{пл}}$ — сопротивление поверхностных пленок (увеличивается по мере роста площади и толщины пленок во времени; темп роста пленок зависит обратно пропорционально от контактного давления).

Анализ исследований проблемы надежности контактов дал возможность сделать вывод о том, что стабилизация контактного давления обеспечивает стабилизацию сопротивления стягивания линий тока R_c и только частично уменьшает темп роста посторонних пленок и, соответственно, сопротивления $R_{\text{пл}}$. Максимально замедлить процесс роста пленок и сопротивления $R_{\text{пл}}$ возможно путем автоматического регулирования контактного давления в зависимости от температуры контактного соединения.

Таким образом, для увеличения срока эксплуатации контактных соединений необходимо обеспечить стабилизацию контактного давления

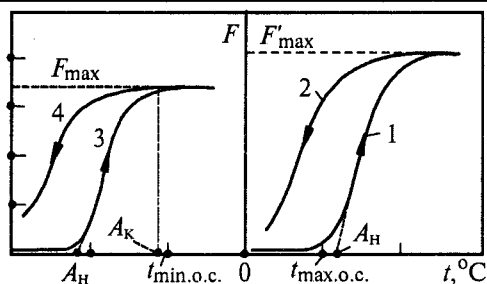


Рис.1. Термомеханические характеристики шайб из сплавов с эффектами памяти формы и сверхупругости

(управляющим фактором должна быть деформация элементов болтового соединения) и автоматическое регулирование давления (управляющим фактором должна быть температура контактного соединения).

Определяющим при решении поставленной задачи является требование к простоте устройств, которые также не будут требовать изменения конструкции существующих контактных систем. Стоимость устройств должна быть существенно ниже создаваемого ими эффекта.

Решение поставленной задачи с учетом отмеченных требований возможно на основе применения специальных материалов с необычными свойствами, например, сплавов в которых проявляются эффекты термомеханической памяти и сверхупругости [2]. Это двух- или трехкомпонентные сплавы — Ni-Ti; Cu-Al-Mn и др., на основе которых могут быть изготовлены конические элементы (в термомеханическую память закладывается форма тарелки) [3].

Основной характеристикой конического элемента является термомеханическая характеристика — зависимость усилия, развиваемого элементом от температуры нагрева (кривые 1, 2 и 3, 4 на рис.1). Здесь A_H , A_K — температуры начала и конца обратного мартенситного превращения (восстановления формы) при нагреве (стрелками показаны направления изменения температуры.). Значение этих температур зависит от соотношения компонентов сплава. При нагреве конического элемента выше температуры A_H , последний становится упругим и восстанавливая форму, может выполнять полезную работу. Максимальное значение силы F_{max} зависит от геометрических размеров, термомеханического напряжения и свободного хода восстановления формы тарельчатым элементом (рис.2).

Из рис.2 можно сделать следующие выводы. При отсутствии свободного хода восстановления формы ($M = 0$) тарельчатая шайба данного типа не генерирует усилие, соответственно $F_{max} = 0$. При наличии свободного хода в пределах $0 < M < 50\%$ максимальное усилие увеличивается и достигает максимума при $M_* = 50\%$. Максимальное усилие уменьшается при

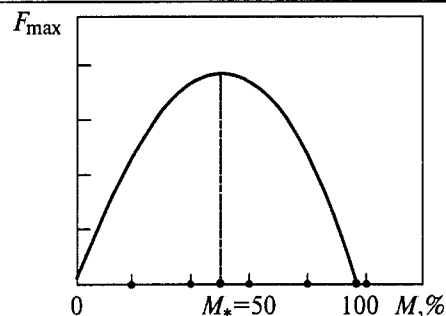


Рис.2. Зависимость максимального усилия от значения свободного хода восстановления формы шайбы

$M > 50\%$ и при $M = 100\%$ будет равняться нулю (последнее соответствует полному термоупругому восстановлению формы).

Таким образом, коническая шайба [3] в разборном контактном узле управляет контактным давлением в зависимости от температуры при условии $0 < M < 100\%$. Однако для контактных соединений рассматриваемого типа более характерным является условие $M \approx 0$ (болтовое соединение зажато и свободный ход для восстановления конической формы шайбы определяется только деформациями деталей контактного узла). В этих условиях эффективность [3] будет недостаточной.

Поиск более эффективного решения привел к рассмотрению второго необычного эффекта, возникающего в рассматриваемой группе сплавов — эффекта сверхупругости [4]. Если изделие нагреть выше точки A_K , а затем принудительно деформировать (от конической формы до плоской) будет получена следующая деформационная характеристика (рис.3). На участке относительной деформации $0 - \epsilon_n$ функциональная зависимость усилия и относительной деформации определяется законом Гука (данная шайба будет упругой аналогично стальной шайбе, кривая 1 на рис.3). В пределах участка $\epsilon_n - \epsilon_{np}$ проявляется эффект сверхупругости. Деформирование конического элемента в интервале $\epsilon_n - \epsilon_{np}$ осуществляется при незначительном росте усилия (3—5%, кривая 2 на рис.3). При возврате деформации изменение зависимости $F(\epsilon)$ осу-

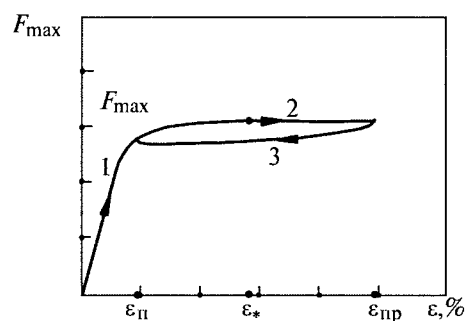


Рис.3. Деформационная характеристика шайбы с $A_K < t_{min.o.c}$

ществляется по кривой 3 (стрелками указаны направления деформации). Таким образом, условно можно считать, что деформирование конического элемента в пределах относительной деформации от ε_n до $\varepsilon_{пр}$ осуществляется при постоянном усилии на уровне F .

Для оптимального управления электротепло-механическим режимом контактного соединения необходимо выбрать параметры конических шайб. При этом надо определить границы температурного режима окружающей среды и контактного соединения: $t_{\min.c}$, $t_{\max.c}$ — минимальная и максимальная температуры окружающей среды; $t_{\min.k.c}$, $t_{\max.k.c}$ — минимальная и максимальная температуры контактного соединения. Например, для зоны северной части Украины: $t_{\min.o.c} = -40^\circ\text{C}$; $t_{\max.o.c} = +40^\circ\text{C}$; $t_{\min.k.c} = -40^\circ\text{C}$; $t_{\max.k.c} = +200^\circ\text{C}$ (при протекании токов КЗ).

В контактном соединении под головкой болта и гайкой устанавливаются две конусные шайбы (кривые 4 и 5 на рис.4) с разными термомеханическими характеристиками, например 1 и 3 на рис.1. Избирательность в работе шайб обеспечивается на основе следующих условий. В одной из этих шайб термомеханическое восстановление формы начинается при температуре $A_n \geq t_{\max.o.c}$ (кривая 1 на рис.1; восстановление формы шайбы начинается при температуре, которая выше максимально возможной температуры окружающей среды). В другой шайбе восстановление формы заканчивается при температуре, которая ниже минимально возможной температуры окружающей среды $A_k < t_{\min.o.c}$ (рис.1, кривая 3). Максимальное усилие последней соответствует номинальному в контактном соединении.

При монтаже контактного соединения и затяжке болтового крепления происходит пластическая деформация шайбы с $A_n \geq t_{\max.o.c}$ до плоской формы. Дальнейшая затяжка гайки деформирует шайбу с $A_k < t_{\min.o.c}$ соответственно кривым 1 (упругая деформация) и 2 (сверхупругая деформация) на рис.3. Поскольку максимальное усилие шайбы с $A_k < t_{\min.o.c}$ соответствует номинальному усилию затяжки болто-

вого соединения, сначала выполняется ее деформация до плоской формы ($\varepsilon = \varepsilon_{пр}$), а затем отпускание до ε_* (середина интервала ε на рис.3).

В процессе эксплуатации контактное соединение нагревается токами КЗ. Тепловое расширение алюминиевых шин будет деформировать шайбу с $A_k < t_{\min.o.c}$ на сверхупругом участке характеристики (кривая 2 при нагреве, 3 — при охлаждении, рис.3). При этом свободный ход M шайбы с $A_n \geq t_{\max.o.c}$ уменьшится, что исключит влияние этого элемента на значение механического напряжения в контактном соединении. Таким образом, возникающие механические напряжения будут компенсироваться деформированием шайбы с $A_k < t_{\min.o.c}$ при практически постоянном контактном давлении.

С течением времени эксплуатации увеличивается толщина и площадь пленок на контактирующих поверхностях, адекватно происходит рост переходного сопротивления и температуры контактного соединения. При температуре контактного соединения $t_{k.c} > t_{\max.o.c}$ шайба с $A_n \geq t_{\max.o.c}$ начнет восстанавливать форму тарелки, деформируя первую шайбу до плоской формы. Дальнейший рост температуры приведет к выполнению условия $F'_{\max} > F_{\max}$. Автоматическое регулирование контактного давления в зависимости от температуры даст возможность уменьшить темп роста пленок, переходного сопротивления и температуры контактной системы. При этом перегрев контактного соединения можно выявить с использованием указателей перегрева (2 на рис.4), изготовленных из полосы тонкого проката сплава с ЭПФ [5].

Экспериментальные исследования подтвердили эффективность предложенного технического способа управления режимом работы контактных систем. Испытания проводились на контактном соединении алюминиевых шин сечением 6×60 мм с болтовым соединением М16. После десяти циклов испытаний током короткого замыкания 8—9 кА в течение 15 с снижение контактного давления составляло 3—5% (контроль контактного давления осуществлялся по усилию затяжки болтового соединения с использованием тензодатчиков).

Выводы

1. Для повышения надежности контактных соединений целесообразно применять тарельчатые шайбы из сплавов, в которых проявляются эффекты памяти формы и сверхупругости.

2. Разработанные устройства обеспечивают стабилизацию контактного давления при возникновении тепломеханических напряжений в случае прохождения токов КЗ, а также регулирование контактного давления в зависимости от температуры контактного соединения. Эти

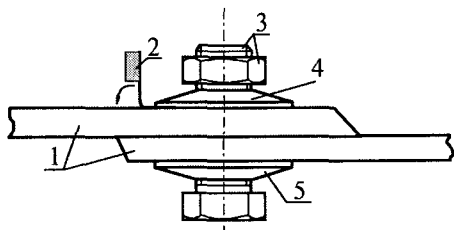


Рис.4. Общий вид контактного соединения:

1 — электрические шины; 2 — указатель перегрева контактных соединений; 3 — болтовое соединение; 4 и 5 — тарельчатые шайбы, соответственно, с $A_k < t_{\min.o.c}$ и $A_n \geq t_{\max.o.c}$

мероприятия позволяют уменьшить темп роста пленок на контактирующих поверхностях, переходного сопротивления, температуры и, соответственно, увеличить срок эксплуатации контактных соединений.

Список литературы

1. Тихонов А.С., Герасимов А.И., Прохорова И.И. Применение эффекта памяти формы в современном машиностроении. М.: Машиностроение, 1981.
2. Иванченко О.И. О болтовом соединении шин// Электрические станции. 1961. №8.
3. А.с. 1649986 Разборный контактный узел/В.В.Козырский, А.В.Кравец. 1991.
4. Займовский В.А., Колупаева Т.Л. Необычные свойства обычных металлов. М.: Наука, 1984.
5. Козырский В.В., Удод Е.И., Каплун В.В. Устройства термостабилизации контактного давления и контроля температуры контактных соединений//Энергетик. 1995. №6.

К вопросу применения твердых смазок в системах скользящего токосъема

КИМ К.К., ИЗOTOV А.И., КОЛЕСОВ С.А.

Рассматриваются основные направления по применению твердых смазок для систем скользящего токосъема с целью улучшения трибохарактеристик скользящего контакта. Описываются основные проблемы, связанные с применением твердых смазок, обосновывается выбор дисульфида молибдена (MoS_2) как твердой смазки.

В настоящее время зарубежная промышленность почти не выпускает электромеханические преобразователи энергии (ЭМПЭ) с системами скользящего токосъема (ССТ). В России еще много ЭМПЭ со скользящими контактами находятся в эксплуатации, и в силу причин как экономического, так и технического характера парк электрических машин с ССТ будет еще обновляться. Также есть системы (заземляющие устройства электротранспорта), в которых отказ от ССТ принципиально невозможен.

Следовательно, проблема ресурса щеточных систем, напрямую связанная с износом щеток актуальна.

В современных условиях решить проблему износа можно достаточно эффективно решить за счет применения твердых смазок, но лишь при комплексном изучении всех происходящих процессов. Традиционные подходы в применении твердых смазок, основанные на введении их либо в тело щетки [1], либо в материал коллектора (колец) [2], не всегда дают ожидаемые результаты.

Во-первых, часто эти методы достаточно сложны [2] или связаны с кардинальным изменением технологических процессов и требуют дорогостоящего оборудования. Во-вторых, стремление увязать и смазку, и токоведущие части в единое целое наталкивается на ряд непреодолимых противоречий, связанных со спецификой работы системы, разрешить которые

можно лишь разделив смазку и токоведущие части ССТ. В-третьих, нет устоявшейся технологии изготовления твердых смазок для скользящего контакта. Кроме того, достаточно мало работ, посвященных поведению твердых смазок при прохождении электрического тока.

В скользящем контакте непрерывно происходят как механические, физико-химические, так и электрические процессы. Если первые два типа процессов достаточно полно исследованы, то процессы, развивающиеся при прохождении электрического тока через слой твердой смазки, изучены достаточно мало. По многим показателям в качестве твердых смазок в скользящих контактах целесообразно использовать дисульфиды и диалкогениды тугоплавких металлов. Наиболее доступным и дешевым для этой цели является дисульфид молибдена MoS_2 . Во-первых, он имеет значительно более низкий коэффициент трения (0,03), чем угольные щетки, и имеет хорошую адгезию к металлам. Во-вторых, этот материал является полупроводником с логарифмической зависимостью проводимости от температуры. В-третьих, он устойчив к воздействию агрессивных сред. Дисульфид молибдена широко применяется в промышленности как твердая смазка для уменьшения коэффициента трения в трущихся деталях. В электрических коллекторных машинах, работающих в высотных условиях, дисульфид молибдена добавляют в материал щеток в виде

гранул (щетка Г-27), порошка (щетка ВТ-3), стержней в теле щетки (щетка ВТ-5).

Поскольку дисульфид молибдена — полупроводник, то введение его в щеточную массу снижает допустимую плотность тока в щетках, кроме того, увеличение процентного содержания дисульфида молибдена в щеточной массе ухудшает ее технологичность. Поэтому процент содержания дисульфида молибдена в щеточной массе составляет приблизительно 10–14%.

Дальнейшее снижение коэффициента трения щеток можно достигнуть только за счет повышения содержания дисульфида молибдена.

Вторым направлением является установка в теле щетки специальных стержней, изготовленных из состава: порошок дисульфида молибдена, порошок серебра и связующее. Добавление порошка серебра делается для того, чтобы стержень был токопроводящим, позволяя уменьшить поперечное сечение щетки. Как недостаток такой конструкции, можно отметить появление кольцевой выработки на коллекторе (кольцах) под стержнями. На наш взгляд это обусловлено разницей в проводимостях перехода «щетка— коллектор (кольцо)» в местах расположения стержней и самого тела щетки. Кроме того, из-за различия коэффициентов трения тела щетки и стержня в определенные моменты времени можно ожидать зависание щетки на стержне, и тогда стержень будет сам определять процесс токопередачи, подвергаясь влиянию искрения, теряя свои смазывающие свойства. Предельная температура нагрева дисульфида молибдена 400°C, при ее превышении соединение теряет свои смазочные свойства, переходя в оксид молибдена MoO_3 .

В связи с вышеизложенным, наиболее оптимальный способ снижения износа щеток за счет применения MoS_2 — установка нетокопроводящего брикета (дополнительной щетки), изготовленного на основе дисульфида молибдена, подпружиненного к коллектору.

В этом случае имеется возможность реализовать оптимальные условия работы дисульфида молибдена (давление, площадь контактирования, процентное содержание в брикете).

Дисульфид молибдена не поддается прессованию в чистом виде. Нами была разработана технология изготовления брикетов со связующим. Поскольку смазывающего свойства брикетов зависят как от содержания связующего, так и от давления прессовки брикета, были проведены исследования влияния этих факторов на смазывающие свойства и износ токосъемных щеток и самих брикетов, получен оптимальный состав, который удовлетворяет всем ограничениям, связанным с условиями работы, достаточно хорошо отработана технология производства.

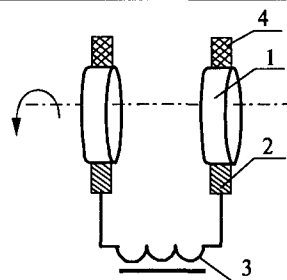


Рис.1. Система скользящего токосъема при наличии в ней твердой смазки

Один из вариантов реализации предлагаемого решения представлен на рис.1.

На контактные кольца (коллектор) 1 помимо токосъемных щеток 2 питающих обмотку 3, устанавливаются дополнительные щетки 4, выполненные из дисульфида молибдена со связующим. Цель, которая должна быть достигнута за счет установки дополнительных щеток — минимизация износа основных щеток, и увеличение ресурса их работы. Предлагаемый вариант наиболее пригоден для реализации его в многощеточных системах скользящего токосъема, потому что именно в таких системах возможно размещение дополнительных щеток в щеткодержателях, предусмотренных конструкцией, с извлечением из последних части токосъемных щеток. При такой реализации размещения элементов не происходит тепловой перегрузки щеток, поскольку уменьшение трения компенсирует некоторую перегрузку по току. Кроме того, тепловые процессы, происходящие под токосъемной щеткой, влияют на вторичную структуру — слой смазки.

Следует заметить, что так как MoS_2 — полупроводник [3], то реализация его как смазки в системах скользящего токосъема должна подчиняться некоторым особенностям. Пленка дисульфида молибдена, нанесенная на поверхность трущихся деталей, имеет сопротивление около 0,86 Ом. В то же время «политура» на поверхности контактных колец, нанесенная без MoS_2 , имеет сопротивление 0,76 Ом. Измерение контактного сопротивления производилось с помощью латунного щупа с радиусом закругления измерительной части 1 мм.

Однако напряжение пробоя пленки MoS_2 значительно меньше, чем напряжение пробоя «политуры» [4]. Следовательно, нельзя говорить о слишком высоких сопротивлениях тонкой (0,003–5 мкм) пленки и образовании нетокопроводящего слоя.

Теперь рассмотрим структуру пленки MoS_2 , нанесенную на поверхность металла (рис.2).

По расположению слоев молибдена и серы пленка представляет собой плоский конденсатор, где слои серы — диэлектрик, а слои мо-

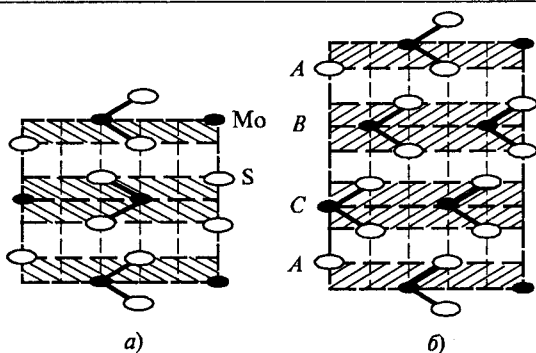
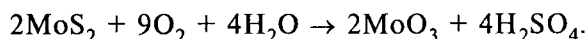


Рис.2. Расположение слоев MoS_2 при:
а — 2Н паковке; б — 3R паковке

либдена — обкладки. Поэтому можно предположить, что сопротивление постоянному току будет определяться значением напряжения пробоя «конденсатора», а сопротивление переменному току — электрическими свойствами. Поэтому с увеличением частоты проходящего тока сопротивление ему должно уменьшаться.

Теперь рассмотрим химические процессы, происходящие при прохождении постоянного тока. Пленка под катодным электродом претерпевает химические превращения только от температурного нагрева, однако под анодным электродом в присутствии кислорода и паров воды наблюдается реакция [5]:



Таким образом, формируется новая химическая структура, состоящая из оксида молибдена и серной кислоты. Эта структура обладает более высокой, чем у MoS_2 , электропроводностью и вызывает интенсивное разрушение контактов. При прохождении переменного тока процессы окисления и восстановления пленки дисульфида молибдена уравниваются.

Данные предположения подтверждаются экспериментально. Так, на рис.3,4 представлены графики исследований эффективности применения дополнительной щетки из дисульфида молибдена в ССТ коллекторной машины переменного тока. В качестве показателя эффективности использовался износ щеток.

При увеличении уровня искрения происходит повышение температуры в зоне скользящего контакта и смазывающие способности MoS_2 резко падают при искрении $1\frac{1}{2}$ балла.

На рис.5 представлена зависимость износа щеток при работе в ССТ синхронного генератора мощностью 4,5 кВт. Видно, что анодная щетка подвержена более значительному износу из-за воздействия паров H_2SO_4 .

Достичь эффекта от применения дисульфида молибдена, в этом случае удалось лишь увеличив интенсивность его подачи.



Рис.3. Износ токосъемных щеток при разных уровнях искрения

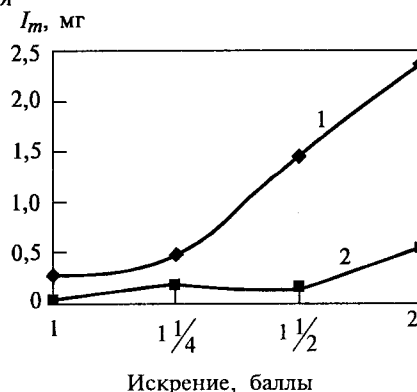


Рис.4. Влияние искрения на эффективность работы дополнительной щетки:

1 — износ щеток; 2 — износ дополнительной щетки

На рис.6 приведены экспериментальные данные по влиянию частоты тока на эффективность работы дополнительной щетки, изготовленной из дисульфида молибдена. С ростом мощности частота перемагничивания ротора увеличивается, повышается и частота тока в роторе, эффект от применения MoS_2 становится заметным.

Дополнительно усилить смазывающие способности MoS_2 можно с помощью радиационного воздействия на него [6]. При радиационном воздействии происходит упорядочивание структуры материала. В дальнейшем авторами предполагаются исследования воздействия облучения разными частицами с разными мощностями дозы и плотностями тока на трибохарактеристики щеток.

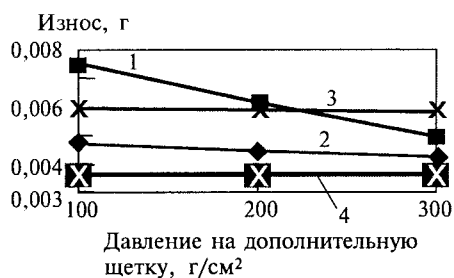


Рис.5. Влияние дополнительной щетки из дисульфида молибдена на износ щеток синхронного генератора:

1 — износ анодных щеток с дисульфидом молибдена;
2 — износ катодных щеток с дисульфидом молибдена;
3 — износ анодных щеток без дисульфида молибдена;
4 — износ катодных щеток без дисульфида молибдена

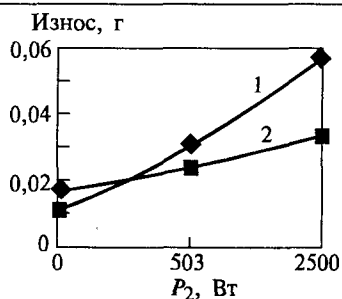


Рис. 6. Эффективность применения дополнительной щетки (2) в асинхронных машинах:

1 — износ щеток без применения дополнительной щетки

Выводы

Применение дисульфида молибдена в качестве твердой смазки в системах скользящего токосъема не всегда эффективно. Наиболее применимыми являются ССТ асинхронных двигателей с фазными роторами. В этих системах отсутствуют вредное воздействие искрения и негативные химические превращения, связанные с однополярностью проходящего тока.

Также возможно применение MoS_2 в ССТ коллекторных машин, но при условии незначительного искрения.

Список литературы

1. Трояновская Г.И., Лобова Т.А. Исследования и перспективы применения самосмазывающихся материалов на основе дихалькогенидов тугоплавких материалов // Трение и износ. 1980. № 2. Т. 1. С. 293 — 302.
2. Пархоменко А.С. Исследование трения и износа скользящих сильноточечных контактов из композицион-

ных материалов. Автореф. дис....канд. техн. наук. Калинин, 1978.

3. Броуден Ф.П., Тейбор Д. Трение и смазка твердых тел. Пер. с англ. М.: Машиностроение, 1968.

4. Калихман В.Л., Дуксин А.Г. Влияние материала контактного кольца на характеристики скользящего контакта // Электротехника. 1973. № 1. С. 28—30.

5. Вайнштейн В.Э., Трояновская Г.И. Сухие смазки и самосмазывающиеся материалы. М.: Машиностроение, 1968.

6. Силин А.А. Трение и его роль в развитии техники. М.: Наука 1976.

Ким Константин Константинович — заведующий кафедрой «Теоретические основы электротехники» Петербургского государственного университета путей сообщения. Окончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института в 1980 г. Кандидатскую диссертацию защитил в 1980 г. в Ленинградском политехническом институте, докторскую диссертацию защитил в 1998 г. в Петербургском государственном университете путей сообщения. Доктор технических наук, профессор.

Изотов Анатолий Иванович — заведующий кафедрой «Электрические машины и аппараты» Вятского государственного технического университета. Окончил Омский институт инженеров железнодорожного транспорта в 1958 г. Кандидатскую диссертацию по теме «Определение оптимальных параметров дополнительных полюсов машин, работающих при резкопеременных циклических нагрузках» защитил в Омском институте инженеров железнодорожного транспорта в 1974 г. Кандидат технических наук, доцент.

Колесов Сергей Львович — аспирант кафедры «Теоретические основы электротехники» Петербургского государственного университета путей сообщения. Окончил электротехнический факультет Вятского государственного технического университета в 1996 г.

Математическое описание квазиустановившегося режима работы электромеханических тормозных устройств

БОЧКАРЕВ И.В.

Предложена математическая модель электромеханических тормозных устройств, позволяющая рассчитывать их параметры в номинальном квазиустановившемся режиме работы в расторможенном состоянии. Достоверность и точность полученных соотношений подтверждена опытным путем. Разработанная математическая модель может быть использована при расчете различных электромагнитных механизмов, питающихся через управляемые и неуправляемые выпрямители.

Электромеханическое тормозное устройство (ЭМТУ) обычно встраивается непосредственно в электродвигатель и может находиться в двух устойчивых состояниях — замкнутом, обес-

печивая наличие тормозного момента на валу, и разомкнутом, когда тормозной момент отсутствует. Переход из первого состояния во второе происходит при подаче напряжения на об-

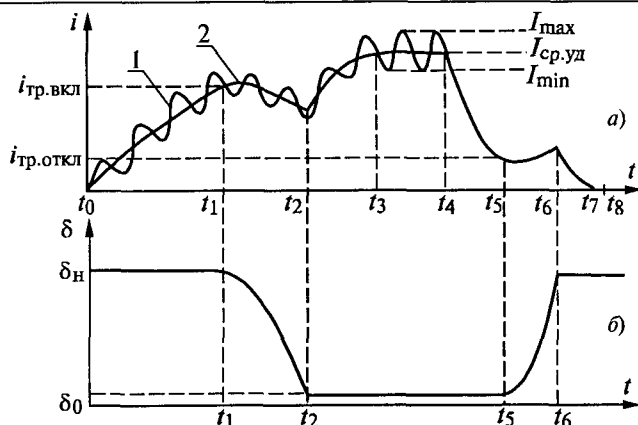
мотку растормаживающего электромагнита, а из второго в первое — при снятии напряжения. Таким образом, работа ЭМТУ носит циклический характер. Полный рабочий цикл ЭМТУ состоит из четырех режимов: режим срабатывания, режим удержания, режим отпущения и режим торможения, что проиллюстрировано на рисунке (временные отрезки t_0-t_2 , t_2-t_4 , t_4-t_6 , t_6-t_8).

При включении питания в момент времени t_0 ток i в обмотке за время t_0-t_1 нарастает до значения тока трогания $i_{тр.вкл}$ и якорь ЭМТУ в течение времени t_1-t_2 совершает поступательное движение из исходного положения, когда он прижат усилием тормозных пружин к тормозной поверхности, в конечное положение до упора в магнитопровод растормаживающего электромагнита. При этом воздушный зазор δ между якорем и магнитопроводом изменяется от начального значения $\delta=\delta_n$ до $\delta=\delta_0$, где δ_0 — эквивалентный остаточный воздушный зазор, определяемый шероховатостью сопрягаемых поверхностей якоря и магнитопровода. Затем за время t_2-t_4 ток обмотки возрастает до значений, определяемых только подводимым напряжением и сопротивлением обмотки, и ЭМТУ переходит в номинальный квазиустановившийся режим работы, при котором ток изменяется от I_{min} до I_{max} . Длительность этого режима t_3-t_4 , когда вал электродвигателя расторможен, определяется требованиями эксплуатации.

При отключении питания в момент времени $t=t_4$ ток за время t_4-t_5 уменьшается до значения тока трогания $i_{тр.откл}$ и якорь под действием тормозных пружин возвращается в течение времени t_5-t_6 в исходное положение до упора в тормозную поверхность. Тем самым ЭМТУ начинает создавать тормозной момент и при $t=t_8$ вал электродвигателя полностью останавливается. При этом ток в обмотке ЭМТУ спадает до нуля за время t_6-t_7 .

Анализ полного цикла работы ЭМТУ показывает, что длительность переходных режимов срабатывания и отпущения намного меньше, чем квазиустановившегося режима удержания. Например, в соответствии с [1], время срабатывания и время отпущения ЭМТУ для металлообрабатывающего оборудования и промышленных роботов составляет не более 0,1 с, а время режима удержания не ограничивается и обычно на несколько порядков больше указанного значения. Поэтому при расчете ЭМТУ его предельно допустимые токовую нагрузку и потребляемую мощность необходимо определять именно для этого режима.

Как показано в [2,3], для улучшения технико-экономических показателей ЭМТУ необходимо использовать специальные схемы управления (СУ), обеспечивающие форсированное срабатывание ЭМТУ. Поэтому примем, что



Полный рабочий цикл ЭМТУ:

a — зависимость тока в обмотке растормаживающего электромагнита (*1* — мгновенное значение, *2* — среднее значение); *б* — зависимость положения якоря

ЭМТУ питается от СУ, содержащей тиристорный регулятор напряжения, который обеспечивает подачу на обмотку ЭМТУ на период срабатывания повышенного напряжения и его последующее снижение в режиме удержания. Это достигается путем изменения угла управления тиристорами. Рассмотрим случай, когда входное напряжение СУ изменяется синусоидально:

$$u(t) = U_m \sin \omega t. \quad (1)$$

Каждый период этого напряжения разобьем на два интервала — «импульс» (когда тиристор открыт) и «пауза» (тиристор закрыт). Ток, протекающий по обмотке ЭМТУ, можно найти из уравнения равновесия напряжений этой обмотки:

$$u(t) = Ri(t) + L di(t)/dt, \quad (2)$$

где R и L — активное сопротивление и индуктивность обмотки.

При **двухполупериодном управлении** каждый полупериод прикладываемого к обмотке напряжения состоит из двух интервалов — «импульс» и «пауза».

Тогда на интервале «импульс» k -го периода, продолжительность которого равна $(t_{k-1} + \Delta t_k) \leq t_n \leq t_k$ (где $k = 1, 2, 3, \dots$), ток определяется из решения уравнения (2) с учетом (1):

$$i_{nk}(t) = U_m/Z \sin(\omega t_n + \alpha_k - \varphi) + A_{nk} \exp(-i_n/\tau), \quad (3)$$

где $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ — полное сопротивление обмотки; $t_n = t - (t_{k-1} + \Delta t_k)$ — мгновенное значение времени; t_{k-1} — время окончания $(k-1)$ -го периода; $\Delta t_k = \alpha_k/\omega$ — время, в течение которого тиристор на k -м периоде закрыт; α_k — угол управления тиристором; $\varphi = \arctg(\omega L/R)$ — сдвиг по фазе между напряжением и током; $\tau = L/R$ — постоянная времени; A_{nk} — постоянная интегрирования.

На интервале «пауза» k -го периода при $t_{k-1} \leq t_n \leq (t_{k-1} + \Delta t_k)$ имеем $u(t)=0$ и ток поддерживается только за счет ЭДС самоиндукции. Тогда решение уравнения (2) имеет вид

$$i_{nk}(t) = A_{nk} \exp(-t_n/\tau), \quad (4)$$

где $t_n = t - t_{k-1}$ — мгновенное значение времени; A_{nk} — постоянная интегрирования.

Поскольку в квазиустановившемся режиме удержания $\alpha_k = \alpha = \text{const}$, то постоянные интегрирования A_{nk} и A_{pk} будут иметь фиксированные значения, т.е. $A_{nk} = A_n = \text{const}$ и $A_{pk} = A_p = \text{const}$. Для их определения приравняем значения токов на границе любых двух интервалов. Например, при $k = 5$ и $\Delta t_5 = \alpha/\omega$ в конце интервала «пауза», т.е. при $t = t_4 + \Delta t_5$

$$t_n = t - t_4 = (t_4 + \Delta t_5) - t_4 = \alpha/\omega; \quad t_{\pi} = t - (t_4 + \Delta t_5) = 0.$$

Тогда в этот момент времени для токов справедливо следующее уравнение, полученное из (3) и (4):

$$U_m/Z \sin(\alpha - \varphi) + A_n = A_p \exp(-\alpha/\omega\tau). \quad (5)$$

В конце интервала «импульс» при $t = t_5$

$$t_n = t - t_5 = t_5 - t_5 = 0; \quad t_{\pi} = t - (t_4 + \Delta t_5) = t_5 - t_4 - \Delta t_5 = (\pi - \alpha)/\omega.$$

В этот момент времени

$$U_m/Z \sin \varphi + A_n \exp((\alpha - \pi)/\omega\tau) = A_p. \quad (6)$$

Решая систему уравнений (5) и (6) относительно A_n и A_p , получаем:

$$A_n = U_m/Z [\sin \varphi e^{-\alpha/(\omega\tau)} - \sin(\alpha - \varphi)] / (1 - e^{-\pi/(\omega\tau)}); \quad (7)$$

$$A_p = U_m/Z [\sin \varphi - \sin(\alpha - \varphi) e^{(\alpha - \pi)/(\omega\tau)}] / (1 - e^{-\pi/(\omega\tau)}). \quad (8)$$

Подставив эти выражения в уравнения (3) и (4), получим выражение для тока ЭМТУ в квазиустановившемся режиме работы

$$i_n = U_m/Z [\sin(\omega t_n + \alpha - \varphi) + \sin \varphi e^{-\alpha/(\omega\tau)} - \sin(\alpha - \varphi)] / (1 - e^{-\pi/(\omega\tau)}) e^{-t_n/\tau}; \quad (9)$$

$$i_{\pi} = U_m/Z [\sin \varphi - \sin(\alpha - \varphi) e^{(\alpha - \pi)/(\omega\tau)}] / (1 - e^{-\pi/(\omega\tau)}) e^{-t_{\pi}/\tau}. \quad (10)$$

Поскольку на интервале «пауза» ток затухает по экспоненциальному закону (10), то его минимальное значение будет в конце этого интервала или, соответственно, в начале интервала «импульс» при $t_{\pi} = 0$:

$$I_{\min} = U_m/Z [\sin \varphi e^{-\alpha/(\omega\tau)} - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\pi/(\omega\tau)}] / (1 - e^{-\pi/(\omega\tau)}). \quad (11)$$

Для того, чтобы якорь ЭМТУ гарантированно был притянут к магнитопроводу, необходимо, чтобы в режиме удержания электромагнитная тяговая сила $F_{\text{эм}}$, создаваемая растормаживающим электромагнитом, была больше, чем усилие тормозных пружин $F_{\text{пр}}$. $F_{\text{эм}}$ может

быть вычислена по формуле, полученной на основе баланса энергии электромагнита:

$$F_{\text{эм}} = (Iw)^2 \mu_0 S / (4\delta_0^2), \quad (12)$$

где I и w — ток и число витков обмотки ЭМТУ; S — площадь полюса электромагнита.

Минимальный ток, обеспечивающий удержание якоря, называется током удержания I_y . Он может быть определен из (12) при условии, что $F_{\text{эм}} = F_{\text{пр}}$:

$$I_y = 2\delta_0/w \sqrt{F_{\text{пр}}/(\mu_0 S)}. \quad (13)$$

Таким образом, для надежной работы ЭМТУ необходимо выполнение следующего условия:

$$I_{\min} = k_{3,y} I_y, \quad (14)$$

где $k_{3,y}$ — коэффициент запаса удержания (задается из условий эксплуатации ЭМТУ; обычно $k_{3,y} \geq 1,5$).

В случае использования СУ с **однополупериодным** тиристорным регулятором напряжения время Δt_k , в течение которого тиристор закрыт, равно $\Delta t_k = (\pi + \alpha)/\omega$. Тогда по аналогии с приведенными выкладками для таких СУ получим выражения для тока в квазиустановившемся режиме в следующем виде:

$$i_n = U_m/Z [\sin(\omega t_n + \alpha - \varphi) + \sin \varphi e^{-(\pi + \alpha)/(\omega\tau)} - \sin(\alpha - \varphi)] / (1 - e^{-2\pi/(\omega\tau)}) e^{-t_n/\tau}; \quad (15)$$

$$i_{\pi} = U_m/Z [\sin \varphi - \sin(\alpha - \varphi) e^{(\alpha - \pi)/(\omega\tau)}] / (1 - e^{-2\pi/(\omega\tau)}) e^{-t_{\pi}/\tau}. \quad (16)$$

При этом минимальное значение тока

$$I_{\min} = U_m/Z [\sin \varphi e^{-(\pi + \alpha)/(\omega\tau)} - \sin(\alpha - \varphi) e^{-2\pi/(\omega\tau)}] / (1 - e^{-2\pi/(\omega\tau)}). \quad (17)$$

При использовании неуправляемых выпрямителей в полученные формулы необходимо подставить $\alpha = 0$.

В квазиустановившемся режиме удержания ток электромагнита пульсирует от I_{\max} до I_{\min} . При этом максимальное значение тока I_{\max} будет в конце интервала «импульс» (или в начале интервала «пауза» при $t_n = 0$). Например, для СУ с двухполупериодным тиристорным выпрямителем из (10)

$$I_{\max} = U_m/Z [\sin \varphi - \sin(\alpha - \varphi) e^{(\alpha - \pi)/(\omega\tau)}] / (1 - e^{-\pi/(\omega\tau)}). \quad (18)$$

Соответственно, пульсирует и МДС обмотки ЭМТУ. Ее среднее значение в этом режиме работы можно определить по среднему току $I_{\text{ср.уд}}$:

$$I_{\text{ср.уд}} = 1/\pi \left[\int_0^{\pi - \alpha} i_n d(\omega t_n) + \int_0^{\alpha} i_{\pi} d(\omega t_{\pi}) \right]. \quad (19)$$

Подставив в (19) выражение для i_n по (9) и i_{π} по (10) и произведя интегрирование и необходимые преобразования, получим:

$$I_{\text{ср.уд}} = U_m / (\pi R) (1 + \cos \alpha) = I_m / \pi (1 + \cos \alpha). \quad (20)$$

Тогда среднее значение МДС обмотки ЭМТУ в квазиустановившемся режиме удержания

$$F_{\text{ср.уд}} = w I_{\text{ср.уд}} = w I_m / \pi (1 + \cos \alpha). \quad (21)$$

В случае использования СУ с однополупериодным тиристорным выпрямителем с учетом выражений (15), (16) и (19)

$$F_{\text{ср.уд}} = w I_m / (2\pi) (1 + \cos \alpha). \quad (22)$$

Как показали исследования ЭМТУ, оптимальный коэффициент форсировки $k_\phi = 15 \div 20$. Определим, какой угол управления тиристором α должна иметь СУ для обеспечения данного k_ϕ :

$$k_\phi = F_\phi / F_{\text{ср.уд}} = 2 / (1 + \cos \alpha), \quad (23)$$

где F_ϕ — МДС обмотки в момент включения ЭМТУ, т.е. при $\alpha \rightarrow 0$.

Тогда для обеспечения $k_\phi = 15 \div 20$ надо независимо от схемы выпрямления иметь $\alpha = 150 \div 155^\circ$. Именно поэтому при выводе уравнения (18) было принято, что I_{max} будет в конце интервала «импульс».

Действующее значение тока обмотки ЭМТУ можно определить, например, для двухполупериодного выпрямления по выражению

$$I_d = \sqrt{1/\pi \left[\int_0^{\pi-\alpha} i_u^2 d(\omega t_u) + \int_0^\alpha i_n^2 d(\omega t_n) \right]}. \quad (24)$$

Однако при решении (24) получаются очень громоздкие выражения, мало применимые для практических расчетов. Поэтому для определения мощности, потребляемой обмоткой в квазистационарном режиме удержания, можно воспользоваться упрощенным соотношением

$$P_{\text{потр}} = R I_{\text{ср.уд}}^2 \quad (25)$$

Для подтверждения достоверности и точности полученных выражений были проведены экспериментальные исследования ЭМТУ высокомоментных двигателей типа ВЭМ-2, предназначенных для привода подач металлорежущих станков с ЧПУ [4]. ЭМТУ питались от СУ с однополупериодным тиристорным регулятором

напряжения по [5]. При проведении испытаний угол α управления силовым тиристором варьировался в режиме удержания в пределах от 90° до 150° . Полученные результаты показали достаточно высокое совпадение опытных и расчетных значений контролируемых параметров. Так, расхождения при определении потребляемой мощности $P_{\text{потр}}$ составили не более 8%, что вполне приемлемо для практических расчетов. Таким образом, полученная математическая модель может быть рекомендована для практических расчетов параметров ЭМТУ в квазиустановившемся режиме удержания при использовании различных СУ, содержащих управляемые и неуправляемые выпрямители, обеспечивающих как одно-, так и двухполупериодное выпрямление входного питающего напряжения.

В заключение следует отметить, что разработанная математическая модель может быть с успехом использована не только при расчете ЭМТУ, но и для других типов электромагнитных механизмов, питающихся через выпрямитель.

Список литературы

1. ГОСТ 27803-91. Электроприводы регулируемые для металлообрабатывающего оборудования и промышленных роботов. М.: Изд-во стандартов, 1991.
2. Леоненко Л.И. Полупроводниковые формирующие схемы. М.: Энергия, 1974.
3. Коц Б.Э. Электромагниты постоянного тока с форсировкой. М.: Энергия, 1973.
4. Соколов А.А., Рычкова Н.И., Бочкарев И.В. и др. Быстродействующие электромеханические тормоза для высокомоментных двигателей // Электротехника. 1988. №7. С.75.
5. А.с.126107 СССР. Электромагнит с форсировкой / А.А.Соколов, И.В.Бочкарев, П.П.Решетников и др. // Открытия. Изобретения. 1986. № 36.

Бочкарев Игорь Викторович — заведующий кафедрой «Электромеханика» Кыргызского технического университета. В 1973 г. закончил энергетический факультет Фрунзенского политехнического института. В 1982 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Асинхронные малоинерционные электродвигатели с двумя концентрично расположенными роторами» в МЭИ.

УВЕДОМЛЕНИЕ (ПРИГЛАШЕНИЕ)

Наблюдательный Совет ОАО «Электропривод» уведомляет своих акционеров (согласно списку, составляемому на основании данных Реестра на дату — 18 апреля 2001 г.) о проведении очередного годового общего собрания акционеров, которое состоится 24 мая 2001 г.

Начало в 14 ч в помещении ОАО по адресу: г. Москва, ул. Садовая Спасская, д. 1/2, корп. 3.

ПОВЕСТКА ДНЯ:

1. Довыборы Счетной комиссии и подтверждение полномочий Комиссии на очередной год.
2. Отчет Наблюдательного Совета ОАО «Электропривод»; баланс, счет прибыли и убытков за 2000 г.
3. Отчет Ревизионной Комиссии за 2000 г. (с учетом заключения Аудитора).
4. Утверждение предложений Наблюдательного Совета по дивидендам за 2000 г.
5. Избрание Наблюдательного Совета.
6. Избрание Ревизионной Комиссии.
7. Подтверждение полномочий Аудитора на очередной год.
8. О Генеральном директоре.

Материалы по подготовке очередного собрания публикуются на стенде Общества.

Текст Уведомления (Приглашения) утвержден на заседании Наблюдательного Совета ОАО «Электропривод». (Протокол от 8 февраля 2001 г.)

ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА

Результаты разработок и проблемы создания бесколлекторного привода для железнодорожного электроподвижного состава

ЩЕРБАКОВ В.Г.

Замена коллекторных тяговых двигателей бесколлекторными имеет важнейшее значение в техническом развитии электроподвижного состава (ЭПС) России. Она является определяющей в обеспечении повышения надежности, увеличения осевой мощности и производительности ЭПС, уменьшения расходов на их техническое обслуживание и ремонт, снижения трудоматериалоемкости на единицу мощности, высокого технического уровня. Имеющиеся результаты многолетних отечественных теоретических и экспериментальных исследований на стендах и макетных образцах ЭПС, а также достижения зарубежных фирм обуславливают необходимость создания нового поколения ЭПС на базе бесколлекторных двигателей.

Создание бесколлекторного тягового электропривода отечественной промышленностью основывалось на применении асинхронных (АД) и вентильных (автосинхронных, ВД) двигателей. В 70-е годы по обоим направлениям работы были доведены до стадии создания опытных образцов локомотивов и их испытаний, но по разным причинам их доводка не была в свое время завершена. В 90-е годы эти работы были возобновлены с использованием новых возможностей, связанных с прогрессом в смежных областях, особенно микропроцессорных систем управления и диагностики.

Важнейшим направлением совершенствования ЭПС является создание частотно-регулируемых электроприводов вспомогательных механизмов (вентиляторов, компрессоров, насосов). Переход на отечественном ЭПС переменного и постоянного тока к более совершенным системам охлаждения с индивидуальными высокоэкономичными вентиляторами и средствами регулирования их производительности является эффективным средством экономии электроэнергии, повышения надежности и долговечности охлаждаемого оборудования. Для его реализации необходимо решение комплекса взаимосвязанных проблем, в том числе: создание высокоэкономичных вентиляторов, обеспечивающих разработку оптимальных схем компоновки систем охлаждения; создание соответствующего

ряда частотно-регулируемых электроприводов (двигателей, статических преобразователей, систем автоматического управления) вентиляторов и компрессоров; проведение комплекса работ по исследованию эксплуатационной загрузки охлаждаемого оборудования электровазозов с коллекторными и бесколлекторными двигателями и разработке алгоритмов и устройств автоматического регулирования производительности вентиляторов.

Целесообразность создания нового поколения вспомогательных частотно-регулируемых электроприводов на базе бесколлекторных двигателей также подтверждена отечественными теоретическими и экспериментальными исследованиями.

Наряду с отечественными разработками по внедрению на ЭПС электроприводов с бесколлекторными АД и ВД в последние годы в ВЭЛНИИ ведутся исследования возможности и эффективности применения трехфазных реактивных индукторных двигателей (РИД) для вспомогательного и тягового электроприводов. Причем системы преобразования силовой энергии с микропроцессорными системами управления электроприводов с АД и РИД имеют близкие основные схемно-конструктивные показатели и выбор варианта, в конечном счете, определяют эксплуатационная эффективность, надежность показатели и стоимость привода в производстве и обслуживания в эксплуатации.

Совокупность выполненных ВЭЛНИИ расчетно-конструкторских проработок и полученных экспериментальных данных, несмотря на их незавершенность, подтверждают перспективность работ по созданию бесколлекторных электроприводов на базе РИД и целесообразность продолжения разработок и совершенствования как отдельных элементов, так и в целом электроприводов с РИД для ЭПС. В габаритах тягового двигателя для электропоезда мощностью 350 кВт достигнута непродолжительная мощность 470 кВт.

Новое поколение ЭПС ориентировано на использование бесколлекторных тяговых двигателей, микропроцессорных систем управления

и диагностирования, статических преобразователей на современных полупроводниковых приборах, электрического торможения, опорно-рамного подвешивания тяговых двигателей и т.д.

В условиях жестких требований сохранения неизменными или снижения результирующих массогабаритных показателей ЭПС с одновременным ростом их мощности и улучшением технико-экономических показателей, возможности, последовательность и сроки практического внедрения конкретного типа электропривода с бесколлекторными двигателями определяются не только наличием требуемой силовой электронной элементной базы, изоляционных материалов, но и уровнем отработки схем и параметров статических преобразователей, алгоритмов и аппаратных средств управления, параметров двигателей и в целом электроприводов, использованием новых, нетрадиционных конструкторских решений по всему перечню электрического и механического оборудования ЭПС.

Из последних разработок ЭПС с электроприводами на базе бесколлекторных двигателей, следует отметить следующие:

— 6-осный пассажирский электровоз ЭП10 двойного питания мощностью 7200 кВт на максимальную скорость 160 км/ч с тяговым и вспомогательным частотно-регулируемым асинхронным электроприводом на базе статических преобразователей с ГТО-модулями зарубежного производства (фирма "Тошиба", "Сименс"); электровоз разработан и изготовлен совместно: ВЭЛНИИ, "АДтранс" (Швейцария), НЭВЗ;

— 8-осный однокузовной пассажирский электровоз ЭП200 переменного тока, мощностью 8000 кВт, на максимальную скорость 200 км/ч с тяговым вентильным электроприводом на тиристорах отечественного производства ("Электровыпрямитель", г. Саранск) и вспомогательным частотно-регулируемым асинхронным электроприводом на базе IGBT-модулей зарубежного производства (фирма "Хитачи"); электровоз разработан и изготовлен совместно ВЭЛНИИ, НЭВЗ, Коломенский тепловозостроительный завод;

— электропоезд переменного тока ЭНЗ — основная составность $(2Г+2М+1П) \times 2$ на максимальную скорость 120 км/ч с тяговыми асинхронными двигателями мощностью 350 кВт; элементная база преобразователя — тиристоры отечественные; разработка и изготовление — ВЭЛНИИ, МИИТ, НИИЭП (г. Новосибирск), НЭВЗ;

— 6-осный пассажирский электровоз ЭП2 постоянного тока мощностью 7200 кВт на максимальную скорость 160 км/ч с тяговым и вспомогательным частотно-регулируемым асинхронным электроприводом на IGBT-модулях зарубежного производства (фирма "Хитачи"); раз-

работчик — ВЭЛНИИ; разработка и изготовление макетов — в 2001 г.;

— электропоезд ЭНЗИ переменного тока (выходные параметры как у электропоезда ЭНЗ с АД); тяговый электропривод с индукторными двигателями мощностью 350 кВт; элементная база преобразователя на IGBT-модулях зарубежного производства (фирма "Хитачи"); разработка — ВЭЛНИИ, ЮРГТУ (г. Новочеркасск), изготовление — НЭВЗ; испытание макета привода тележки на стенде — в 2000 г., установка на электропоезде — в 2001 г.

Оптимизация схем и конструкций преобразователей является сложной многокритериальной задачей. Широкие возможности в создании качественно новых статических преобразователей для различных типов частотно-регулируемых электроприводов открылись с появлением мощных полностью управляемых полупроводниковых ключей на основе силовых IGBT-модулей. Их достигнутые и совершенствуемые параметры позволяют вести разработку преобразователей для тягового и вспомогательного электроприводов.

В ВЭЛНИИ на базе силовых IGBT-модулей фирмы "Хитачи", диодов, элементов демпферных цепей, устройств управления разработаны и изготовлены образцы преобразователей, в том числе преобразователи собственных нужд для упомянутых электровозов ЭП200, преобразователь тягового асинхронного электропривода и преобразователь вспомогательного электропривода электровоза ЭП2. При их создании помимо новых схемных решений реализованы нетрадиционные технические решения по системе охлаждения силовых полупроводниковых приборов и конструкции преобразователя в целом.

При создании систем автоматического управления применение микропроцессорных средств позволяет не только обеспечить более высокую степень автоматизации процессов управления тяговыми и вспомогательными приводами перспективного ЭПС, но и более эффективно реализовать ряд других функций, связанных с локомотивом в целом и организацией его движения, диагностикой и обслуживанием (непрерывную диагностику оборудования и самодиагностику, оперативный контроль состояния оборудования, обмен информацией и управление между единицами подвижного состава и диспетчерскими пунктами, обеспечение управления режимами движения и безопасности, автоведения и др.).

Разработанные ВЭЛНИИ МПСУ для новых электровозов с бесколлекторными двигателями базируются на использовании аппаратных средств зарубежного производства. МПСУ электровоза ЭП1 с коллекторными двигателями и электропоезда ЭНЗ с АД выполнены на базе

микроконтроллера фирмы "Octagon Systems" с процессором Intel 386, а для электровоза ЭП2 с АД и электропоезда ЭНЗИ с РИД на базе однокристального микроконтроллера SIEMENS SAB80C167.

В процессе разработок решается и важная проблема широкого внедрения на ЭПС микропроцессорных средств — максимальная унификация аппаратных средств. При освоении отечественной промышленностью упомянутых средств (предложения даны в Федеральную программу развития электронной промышленности России) возможно и их использование. При этом отпадает необходимость термостатирования (существующая элементная база рассчитана на работу от -40°C до $+85^{\circ}\text{C}$), уменьшается время предварительной подготовки при низких температурах (предварительный прогрев существующей аппаратуры от 20 мин до 1,5 ч).

Проектировать и изготавливать тяговые двигатели и вспомогательные электрические машины всех типов (коллекторные, асинхронные, синхронные, вентильные, индукторные) и всего требуемого для ЭПС ряда габаритов и мощностей позволяют научно-техническая и производственная база ВЭЛНИИ-НЭВЗ, накопленный более чем полувековой опыт тягового электромашиностроения. Лишь по отдельным типоразмерам вспомогательных машин целесообразно кооперационное сотрудничество со специализированными на этих типоразмерах предприятиями: НИПТИЭМ-ВЭМЗ (г. Владимир) по асинхронным двигателям мощностью 1—50 кВт, Псковэлектромаш (г. Псков) по коллекторным машинам мощностью 1—5 кВт.

Последними из внедренных разработок являются:

- асинхронный тяговый двигатель НТА1200 мощностью 1200 кВт для двухсистемного электровоза ЭП10; двигатель используется с механическим приводом 2-го класса;

- вентильный (автосинхронный) тяговый двигатель НТВ-1000 мощностью 1000 кВт для электровоза ЭП200; двигатель используется с механическим приводом 3-го класса;

- асинхронный тяговый двигатель НТА-350 мощностью 350 кВт для электропоезда ЭНЗ с механическим приводом 2-го класса.

По своим технико-экономическим показателям (удельной мощности, КПД, расходу материалов), а также по конструктивному исполнению указанные двигатели находятся на уровне соответствующих машин производства передовых зарубежных фирм.

В настоящее время ведется интенсивная отработка методов проектирования реактивных индукторных тяговых двигателей. Отработка ве-

дется на базе всесторонних исследований реальных макетных образцов электрических машин: тягового электродвигателя НТИ-350 мощностью 350 кВт для электропоездов, вспомогательных двигателей НБ-123, НБ-203 для вентиляторов и компрессоров и др. Результаты исследований макетных образцов подтверждают перспективность этого направления для повышения энергетических показателей (КПД) электроподвижного состава, снижения себестоимости его производства и эксплуатации.

В рамках решения комплексной задачи создания отечественного механического привода 3-го класса для пассажирских электровозов на скорости до 160—250 км/ч при осевой мощности 1100—1300 кВт ведутся проработки асинхронного тягового двигателя, интегрированного с редуктором (привод, известный за рубежом как концепция "ИГА"). Проблема в целом требует инвестиций для создания лабораторной базы испытаний привода в процессе его конструктивной и технологической отработки, технологического оснащения производства.

В области вспомогательных электрических машин работы последних лет сосредоточены в основном на разработке и освоении производства новой для НЭВЗа номенклатуры: электромашинный преобразователь НВП 44/38 для электропоездов ЭД4М, асинхронный двигатель НВА-55 для привода вентиляторов и компрессоров электровозов, фазорасщепитель НВФ-70 для электропоездов переменного тока и др.

Изложенное предопределяет необходимость вложения государственных средств в освоение отечественной элементной базы для преобразовательной техники железнодорожного транспорта. Намечавшаяся Федеральная программа развития электронной промышленности видимо должна быть принята правительством России в ближайшее время. До реализации этой программы возникает необходимость вынужденных промежуточных этапов производства ЭПС на базе усовершенствованных отечественных коллекторных и вентильных электроприводов с последующим постепенным переходом на асинхронный и индукторный электроприводы.

Щербаков Виктор Гаврилович — главный научный сотрудник Всероссийского научно-исследовательского и проектно-конструкторского института электровозостроения (ВЭЛНИИ). Окончил электромеханический факультет Новочеркасского политехнического института в 1965 г. В 1991 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Научные основы и практика совершенствования конструкции тяговых электродвигателей". Профессор, академик академии электротехнических наук и академии транспорта, заслуженный деятель науки России.

Расчет действующих значений токов первичных обмоток трансформаторов статических преобразователей

О.Д. ЛОБУНЕЦ, канд. техн. наук

Уральский государственный профессионально-педагогический университет

Показана целесообразность нахождения первичного тока трансформаторов статических преобразователей в виде суммы нагрузочной, коммутационной и дополнительной составляющих. Подынтегральная функция тока при определении нагрузочной составляющей представлена в виде линейного бинома.

Определение действующих значений токов первичных обмоток трансформаторов статических преобразователей напряжения полупроводникового типа является одной из основных и часто вызывающих затруднения задач их расчета.

Например, при использовании известной зависимости [1, с.106] для расчета преобразователя мощностью 0,15 кВт·А на частоте преобразования 10 кГц расчетное значение тока составило менее 85% полученного путем измерения. Стремление к повышению точности расчетов позволило получить другую зависимость, учитывающую увеличение первичного тока при насыщении магнитопровода трансформатора, наступающем в предкоммутационном периоде времени [1, с.105]. Однако последняя зависимость является сложной в использовании и также не отличается точностью. К тому же развитие технических средств преобразования напряжений привело к необходимости учета при расчетах дополнительных составляющих первичных токов, обусловленных принципом действия разработанных преобразователей [2].

Основами совершенствования методики расчета действующих значений токов первичных обмоток трансформаторов статических преобразователей явились представление подынтегральной функции тока в форме линейного бинома и учет дополнительных составляющих первичного тока, вызванных введением в схемы преобразователей дополнительных узлов, совершенствующих конструкции этих узлов силовой электроники.

В результате проведенных исследований получено, что действующее значение токов первичных обмоток трансформаторов статических преобразователей целесообразно находить в виде суммы нагрузочной, коммутационной и дополнительных, если конструкция преобразователя предполагает протекание их по первичной обмотке, составляющих:

$$I_I = I_{IH} + I_{IK} + I_{Id}. \quad (1)$$

Выражение для нагрузочной составляющей при этом находят из известного соотношения

$$I_{IH}^2 R k_1 T/2 = \int_0^{T/2} i^2 R dt, \quad (2)$$

где

$$i = I'_H + 2\Delta I_{K.нас} t/T; \quad \Delta I_{K.нас} = I'_H - I_{K.нас};$$

$$I_{K.нас} = \frac{P_H}{\eta(U_H - U_{K.э.нас})};$$

$k_1 = 1$ при отсутствии вывода от средней точки обмотки; $k_1 = 2$ при наличии вывода от средней точки обмотки; I'_H — приведенный ток нагрузки преобразователя; P_H — мощность нагрузки; η — КПД преобразователя; U_H — напряжение источника питания; $U_{K.э.нас}$ — напряжение насыщения транзисторов.

После интегрирования

$$I_{IH} = \sqrt{[(I'_H)^2 + \Delta I_{K.нас}(I'_H \Delta I_{K.нас}/3)]/k_1}. \quad (3)$$

Коммутационную составляющую тока первичной обмотки, для упрощения, представим в виде среднего значения этой составляющей за период работы преобразователя

$$I_{IK} = (I_{б.нас} h_{21э} - I_{K.нас}) 2\tau_T f/k_1, \quad (4)$$

где $I_{б.нас}$ — ток базы транзистора, определяемый с учетом коэффициента насыщения; $h_{21э}$ — коэффициент передачи тока транзистора в схеме с общим эмиттером; τ_T — постоянная времени транзистора; f — частота преобразования.

Коэффициент 2 в числителе (4) учитывает число коммутаций в течение периода работы преобразователя, первичная обмотка трансформатора которого выполнена без отвода от средней точки.

При наличии в конструкции преобразователя, например, схемы защиты транзисторов от перенапряжений [3, с.225] из условия равен-

ства мощностей, накопленных в конденсаторах схемы защиты и отдаваемых конденсаторами в первичные цепи преобразователя,

$$2U_{\pi} I_{I_{\text{д}}} = f C (U_{\text{см}} - 2U_{\pi})^2 / 2k_1, \quad (5)$$

где C — емкость конденсатора схемы защиты; $U_{\text{см}}$ — допускаемое при расчете максимальное напряжение на коллекторах транзисторов.

Из (5) дополнительная составляющая действующего значения первичной обмотки

$$I_{I_{\text{д}}} = f C (U_{\text{см}} - 2U_{\pi})^2 / 4U_{\pi} k_1. \quad (6)$$

Выражения (3), (4), (6) дают практическое совпадение с результатами измерений как отдельных составляющих, так и суммарных значений токов.

Пример расчета действующего тока

Исходными данными для расчета являются действующие значения тока и напряжения нагрузки ($I_2 = 0,7$ А, $U_2 = 220$ В; $I_{3,4} = 0,3$ А, $U_{3,4} = 7$ В), напряжение питания $U_{\pi} = 24$ В, рассчитанные по известным методикам числа витков обмоток трансформатора преобразователя $w_k = 6$, $w_2 = 62$, $w_{3,4} = 2,4$.

С учетом падений напряжений на полупроводниковых приборах конкретной схемы преобразователя

$$U'_2 = U_2 + 2U_{\text{пр}} = 220 + 2 \cdot 1,4 = 222,8 \text{ В};$$

$$U'_{3,4} = U_{3,4} + U_{\text{пр}} = 7 + 1,4 = 8,4 \text{ В}.$$

Общая мощность нагрузки преобразователя $P_{\text{н}} = I_2 U'_2 + 2I_3 U'_3 = 0,7 \cdot 222,8 + 2 \cdot 0,3 \cdot 8,4 = 161$ Вт.

Ток, коммутируемый транзисторами двухтактного каскада с выводом от средней точки обмотки трансформатора,

$$I_{\text{к.нас}} = \frac{P_{\text{н}}}{\eta U_{\pi}} = \frac{161}{0,9 \cdot 24} = 7,5 \text{ А}.$$

При напряжении насыщения, выбранном для применения в преобразователе транзистора, $U_{\text{к.э.нас}} = 2,5$ В уточненное значение токов плеч каскада

$$I_{\text{к.нас}} = \frac{P_{\text{н}}}{\eta (U_{\pi} - U_{\text{к.э.нас}})} = \frac{161}{0,9(24 - 2,5)} = 8,3 \text{ А}.$$

Действующее значение тока коллекторной обмотки трансформатора по [1, с.106]

$$I_{\text{к}} = \frac{P_{\text{н}}}{\sqrt{k_1} \eta U_{\pi}} = \frac{161}{\sqrt{2} \cdot 0,9 \cdot 24} = 5,3 \text{ А}.$$

Базовый ток транзистора при $K_{\text{нас}} = 2$, $h_{21э} = 15$

$$I_{\text{б.нас}} = K_{\text{нас}} I_{\text{к.нас}} / h_{21э} = 2 \cdot 8,3 / 15 = 1,1 \text{ А}.$$

Уточненное действующее значение нагрузочной составляющей тока коллекторной обмотки

$$I_{1\text{н}} = \frac{1}{\sqrt{k_1}} \sqrt{(I'_{\text{н}})^2 + \Delta I_{\text{к.нас}} (I'_{\text{н}} + \Delta I_{\text{к.нас}} / 3)} = \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{7,5^2 + 0,8(7,5 + 0,813)} = 5,6 \text{ А}.$$

$$I'_{1\text{н}} = I_2 / k_2 + 2 I_3 / k_3 = 0,7 / 0,097 + 2 \cdot 0,3 / 2,5 = 7,5 \text{ А};$$

$$k_2 = w_k / w_2 = 6 / 62 = 0,097; \quad k_3 = 6 / 2,4 = 2,5;$$

$$\Delta I_{\text{к.нас}} = I_{\text{к.нас}} - I_{1\text{н}} = 8,3 - 7,5 = 0,8 \text{ А}.$$

При наличии дополнительной составляющей тока ее действующее значение

$$I_{1\text{д}} = f C (U_{\text{см}} - 2U_{\pi})^2 / 4U_{\pi} k_1 = \\ = 10^4 \cdot 100 \cdot 10^{-6} (1,2 \cdot 48 - 2 \cdot 24)^2 / 4 \cdot 24 \cdot 2 = 0,5 \text{ А}.$$

Суммарное действующее значение тока первичной обмотки трансформатора преобразователя

$$I_1 = I_{1\text{н}} + I_{\text{к}} + I_{1\text{д}} = 5,6 + 0,2 + 0,5 = 6,3 \text{ А}.$$

Измерения действующего значения тока изготовленного преобразователя при номинальной нагрузке дали $I_1 = 6,3$ А.

Выводы

1. Действующие значения токов первичных обмоток трансформаторов статических преобразователей целесообразно находить в виде суммы нагрузочной, коммутационной и дополнительных составляющих.

2. При определении нагрузочной составляющей тока подынтегральную функцию тока представляют в виде линейного бинорма.

3. Изложенная методика расчета действующих значений токов первичных обмоток трансформаторов статических преобразователей дает практическое совпадение с результатами измерений и может быть рекомендована для использования.

Список литературы

1. **Источники** питания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Под ред. Г.С. Найвельта. М.: Радио и связь, 1986.
2. Пат. 1589385 СССР МКИ Н 03 К 3/16. Генератор импульсов / О.Д. Лобунец.
3. Лобунец О.Д. Источники вторичного питания электротехнических устройств и радиоэлектронной аппаратуры. Екатеринбург: Уральский ун-т, 1996.

Физико-статистический метод диагностирования судовых кабелей с резиновой изоляцией и оболочкой

МАЛЫШЕВ Л.А.

В результате проведенных исследований определены критерии оценки долговечности судовых кабелей; установлено существенное влияние и обоснована необходимость учета реальных эксплуатационных факторов на старение изоляционно-защитных материалов кабелей на судах; выявлены оптимальные режимы замера параметров по эксплуатационным факторам кабельных трасс судов; разработан физико-статистический метод технического диагностирования судовых кабелей с резиновой изоляцией.

За последние 20 лет общая протяженность кабелей и соответственно масса кабельных изделий на судах возросли практически вдвое.

С увеличением количества и протяженности кабелей и кабельных трасс существенно возрастает их вклад в надежность функционирования судовых сетей и систем.

Долговечность судовых кабелей определяется, как правило, долговечностью их изоляционно-защитных материалов [1]. Традиционными кабелями, широко применяемыми на судах морского флота (до 70—80% общего количества кабелей), являются судовые кабели с изоляционно-защитными материалами на основе эластомеров (натуральных и синтетических каучуков).

В настоящее время проблему определения и прогнозирования долговечности изоляционно-защитных материалов судовых кабелей (проблему технического диагностирования судовых кабелей), нельзя эффективно решить с помощью отдельных физических или статистических методов. Наиболее перспективным для диагностирования судовых кабелей является физико-статистический метод, в котором должны сочетаться физическая сущность процессов с критерием старения изоляционно-защитного материала кабеля (физический метод) и учет влияния эксплуатационно-климатических факторов на долговечность кабеля при его эксплуатации на судне (статистический метод).

Старение кабельных резин, как показано в [2—5], обусловлено, в основном, окислительной деструкцией эластомеров (потерей физико-механических свойств). Потеря эластичности и разрушение защитного материала оболочки кабеля протекают ускоренно под воздействием тепла (термоокислительная деструкция).

Ниже описано получение физико-статистической модели теплового старения резиновой оболочки кабеля. Поскольку источником тепла

для судовых кабелей является ток нагрузки жил кабеля I и температура окружающей среды $\vartheta_{o.c.}$, то целесообразно иметь физическую зависимость времени теплового старения оболочки кабеля $T_{об}$ в функции этих факторов:

$$T_{об} = f(I, \vartheta_{o.c.}). \quad (1)$$

Тепловое воздействие на оболочку кабеля количественно можно оценить выделением тепла в токопроводящих жилах, нагревом от внешней среды и теплообменом поверхности кабеля со средой.

Тогда для нагруженного током кабеля как однородного твердого тела с внутренними источниками тепла справедливо уравнение мгновенного энергетического баланса:

$$dW_{ж} = dW_{и} + dW_{п}, \quad (2)$$

где $dW_{ж} = Pdt$ — энергия внутренних источников тепла; $dW_{и} = VC_V d\theta_{ж-o.c.}$ — энергия, расходуемая на нагрев изоляции и оболочки; $dW_{п} = (F/\sigma_{п})\theta_{ж-o.c.}dt$ — теплопередача с поверхности кабеля в окружающую среду.

После подстановки уравнение (2) принимает вид:

$$Pdt = VC_V d\theta_{ж-o.c.} + (F/\sigma_{п})\theta_{ж-o.c.}dt, \quad (3)$$

где P — мощность тепловых потерь в жилах кабеля, Вт/м; V — объем единицы длины кабеля, м³; F — площадь поверхности единицы кабеля, м²; $\sigma_{п}$ — удельное сопротивление поверхности кабеля, °С·м²/Вт; $\theta_{ж-o.c.}$ — превышение температуры токопроводящей жилы кабеля $\vartheta_{ж}$ над температурой окружающей среды $\vartheta_{o.c.}$, °С.

При нагрузке кабеля постоянным током единственным источником тепла в нем являются активные потери, мощность которых на 1 м длины кабеля составляет:

$$P = mI^2 R \cdot 10^{-3}, \text{ Вт/м}, \quad (4)$$

где m — число жил кабеля; I — ток нагрузки кабеля, А; R — активное сопротивление 1 м длины токопроводящей жилы, Ом/м.

При переменном токе в кабеле возникают дополнительные источники тепла: потери от поверхностного эффекта, потери на вихревые токи в стальной оплетке кабеля, диэлектрические потери в изоляции. При частоте 50 Гц и напряжении до 1000 В реальных значений достигают только дополнительные потери от поверхностного эффекта в одножильных кабелях сечением более 300 мм² [6]. Поэтому для всех судовых кабелей (сечение которых не более 240 мм²) формула определения потерь P по (4) вполне приемлема.

Уравнение (3) может быть использовано для исследования тепловых процессов, происходящих в нагруженном током кабеле со следующими допущениями [6]:

1. Принимается одно усредненное значение превышения температуры θ_k нагрева кабеля в целом без учета перепадов температуры внутри его.

2. При дальнейших действиях над уравнением мощность тепловых потерь P кабеля принимается постоянной, не изменяющейся во времени.

3. Удельное тепловое сопротивление поверхности кабеля принимается за постоянную величину $\sigma_n = \text{const}$.

Такие допущения позволяют представить тепловое старение кабеля как установившийся тепловой режим, когда $d\theta = 0$. При этом допущении уравнение (3), решенное относительно θ_k , принимает вид теплового закона Ома:

$$\theta_k = P\sigma_n / F = PS_n = mI^2 RS_n, \quad (5)$$

где $S_n = \sigma_n / F$ — тепловое сопротивление теплоотдаче с поверхности кабеля, тепловой Ом/м; θ_k — установившееся превышение температуры над температурой окружающей среды, °С.

Следовательно, превышение температуры кабеля над окружающей средой зависит от активных потерь в меди жил и от теплоотдачи с поверхности оболочки.

При этом температура оболочки кабеля

$$\vartheta_{об} = \vartheta_{о.с} + \theta_k. \quad (6)$$

Подставив уравнение (6) в эмпирический закон Аррениуса, получим зависимость (1) в явном виде:

$$T_{об} = Ae^{-\beta(\vartheta_{о.с} + \theta_k)}, \quad (7)$$

или с учетом (5)

$$T_{об} = Ae^{-\beta(\vartheta_{о.с} + mI^2 RS_n)}. \quad (8)$$

Исходя из допущений, важно отметить, что выражение (8) можно использовать только при таких расчетах времени теплового старения резиновой оболочки кабеля, когда кабель нахо-

дится в установившемся тепловом режиме и при эксплуатационных температурах не более +50°С. В [6] выражение, подобное (8), применяли для теплового расчета кабелей, работающих в кратковременных режимах нагрузки, что недопустимо.

Все реализованные до настоящего времени подходы к оценке старения кабельных изделий были только детерминированными моделями старения, не учитывающими случайный реальный разброс значений эксплуатационных факторов, влияющих на долговечность изоляционно-защитных материалов. Такой учет возможен с применением статистических методов.

Из опыта эксплуатации судовых кабелей известно, что ток нагрузки жил кабеля (далее ток нагрузки I) и температура окружающей среды (далее температура $\vartheta_{о.с}$) являются случайными величинами. Значения этих величин не зависят друг от друга по своему физическому происхождению. Таким образом, время старения оболочки $T_{об}$ в (8) представляет собой функцию двух независимых случайных аргументов I , $\vartheta_{о.с}$, для которых справедливо равенство:

$$f(I\vartheta_{о.с}) = f(I)f(\vartheta_{о.с}), \quad (9)$$

где $f(I\vartheta_{о.с})$ — плотность распределения случайных величин I и $\vartheta_{о.с}$; $f(I)$ — плотность распределения тока нагрузки I ; $f(\vartheta_{о.с})$ — плотность распределения температуры $\vartheta_{о.с}$.

Если известен критерий допустимого старения оболочки при эксплуатации кабеля, то время его безотказной работы T будет зависеть от сочетания случайных величин I и $\vartheta_{о.с}$ как $T = T(I\vartheta_{о.с})$ или с учетом (8):

$$T = Ae^{-\beta(\vartheta_{о.с} + mI^2 RS_n)}. \quad (10)$$

Интегральный закон распределения случайной величины T , как вероятность отказа оболочки до момента t , имеет вид [7]:

$$Q(t) = P\{T < t\} = \iint_D f(I)f(\vartheta_{о.с}) dI d\vartheta_{о.с}, \quad (11)$$

где D — область интегрирования, в которой обеспечивается условие $T < t$.

Для определения предела интегрирования зададимся некоторым значением t и по уравнению (10) получим:

$$Ae^{-\beta(\vartheta_{о.с} + mI^2 RS_n)} = t \quad (12)$$

или

$$\vartheta_{о.с} = -\frac{1}{\beta} \ln \frac{1}{A} - mI^2 RS_n. \quad (13)$$

Тогда функция ненадежности (11) примет вид:

$$Q(t) = \int_0^{-\frac{1}{\beta} \ln \frac{1}{A} - mI^2 RS_n} f(I)f(\vartheta_{о.с}) dI d\vartheta_{о.с}. \quad (14)$$

Значения случайных величин I и $\vartheta_{о.с}$ при

эксплуатации кабелей могут подчиняться различным законам распределения. Статистические законы распределения величин I и $v_{o.c}$ могут быть либо априорно известны, либо эмпирически установлены. В случае, когда значения случайных величин I и $v_{o.c}$ нормально распределены с математическими ожиданиями \bar{I} , $\bar{v}_{o.c}$ и среднеквадратическими отклонениями σ_I , $\sigma_{v_{o.c}}$ выражение (14) примет вид:

$$Q(t) = \frac{1}{2\pi\sigma_I\sigma_{v_{o.c}}} \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_I^2} \ln^2 \frac{1}{A} - mI^2 RS_n\right] \exp\left[-\frac{(I - \bar{I})^2}{2\sigma_I^2} + \frac{(\vartheta_{o.c} - \bar{\vartheta}_{o.c})^2}{2\sigma_{\vartheta_{o.c}}^2}\right] dI d\vartheta_{o.c}; \quad (15)$$

$$f(I) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_I} e^{-\frac{(I - \bar{I})^2}{2\sigma_I^2}}; \quad (16)$$

$$f(\vartheta_{o.c}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\vartheta_{o.c}}} e^{-\frac{(\vartheta_{o.c} - \bar{\vartheta}_{o.c})^2}{2\sigma_{\vartheta_{o.c}}^2}} \quad (17)$$

Дифференцируя $Q(t)$ в выражении (15) по t , получим плотность распределения $q(t)$:

$$q(t) = \frac{1}{2\pi\sigma_I\sigma_{\vartheta_{o.c}}\beta t} \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty e^{-\frac{(I - \bar{I})^2}{2\sigma_I^2} - \frac{\left(\frac{1}{\beta} \ln \frac{1}{A} + mI^2 RS_n + \bar{\vartheta}_{o.c}\right)^2}{2\sigma_{\vartheta_{o.c}}^2}} dI d\vartheta_{o.c}. \quad (18)$$

Если известны законы распределения аргументов I , $v_{o.c}$, то можно определить математическое ожидание \bar{T} и дисперсию $D[T]$ функции $T = T(I, v_{o.c})$. Из [7] имеем:

$$\bar{T} = M[T(I, \vartheta_{o.c})] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} T(I, \vartheta_{o.c}) f(I, \vartheta_{o.c}) dI d\vartheta_{o.c}; \quad (19)$$

$$D[T] = D[T(I, \vartheta_{o.c})] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} T^2(I, \vartheta_{o.c}) f(I, \vartheta_{o.c}) dI d\vartheta_{o.c} - \bar{T}^2. \quad (20)$$

Подставив выражение для $T(I, v_{o.c})$ по (10) и $f(I, v_{o.c}) = f(I) f(v_{o.c})$ по (16), (17) в формулы (19) и (20), получим:

$$\bar{T} = \frac{A}{2\pi\sigma_I\sigma_{\vartheta_{o.c}}} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\beta(\vartheta_{o.c} + mI^2 RS_n) - \frac{(I - \bar{I})^2}{2\sigma_I^2} - \frac{(\vartheta_{o.c} - \bar{\vartheta}_{o.c})^2}{2\sigma_{\vartheta_{o.c}}^2}} dI d\vartheta_{o.c}; \quad (21)$$

$$D[T] = \frac{A^2}{2\pi\sigma_I\sigma_{\vartheta_{o.c}}} \times \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-2\beta(\vartheta_{o.c} + mI^2 RS_n) - \frac{(I - \bar{I})^2}{2\sigma_I^2} - \frac{(\vartheta_{o.c} - \bar{\vartheta}_{o.c})^2}{2\sigma_{\vartheta_{o.c}}^2}} dI d\vartheta_{o.c} - \bar{T}^2. \quad (22)$$

После интегрирования выражений (21) и (22) находим точные формулы для определения числовых характеристик случайной величины $T = T(I, v_{o.c})$:

$$\bar{T} = \frac{A}{\sqrt{1 + 2\beta m RS_n \sigma_I^2}} e^{-\frac{\beta m RS_n \bar{I}^2}{1 + 2\beta m RS_n \sigma_I^2} + \frac{\beta^2 \sigma_{\vartheta_{o.c}}^2}{2} - \beta \bar{\vartheta}_{o.c}}; \quad (23)$$

$$D[T] = \frac{A^2}{\sqrt{1 + 2\beta m RS_n \sigma_I^2}} e^{-\frac{2\beta m RS_n \bar{I}^2}{1 + 4\beta m RS_n \sigma_I^2} + 2\beta^2 \sigma_{\vartheta_{o.c}}^2 - 2\beta \bar{\vartheta}_{o.c}} - \bar{T}^2; \quad (24)$$

$$\sigma[T] = \frac{A}{1 + 2\beta m RS_n \sigma_I^2} e^{-\frac{2\beta m RS_n \bar{I}^2}{1 + 4\beta m RS_n \sigma_I^2} + 2\beta^2 \sigma_{\vartheta_{o.c}}^2 - \beta \bar{\vartheta}_{o.c}} - \bar{T}. \quad (25)$$

Формулы (23)–(25) применимы для точных расчетов времени безотказной работы кабеля по старению его оболочки в процессе эксплуатации. Но они достаточно сложны для использования в инженерных методиках оценки старения кабельных оболочек.

При эксплуатации и проектировании электрических сетей с судовыми кабелями законы распределения аргументов \bar{T} , $\sigma[T]$ чаще всего не известны (или не могут быть установлены). В таких случаях можно получить более простые (приближенные) формулы для определения числовых характеристик T и $\sigma[T]$. Если разложить функцию $T = T(I, v_{o.c})$ в ряд Тейлора в окрестности точки математических ожиданий аргументов I , $v_{o.c}$ и применить теоремы о числовых характеристиках, ограничиваясь при разложении только линейными членами ряда, получим [8]:

$$T(I, \vartheta_{o.c}) = T(\bar{I}, \bar{\vartheta}_{o.c}) + \frac{\partial T}{\partial \bar{I}} (I - \bar{I}) + \frac{\partial T}{\partial \bar{\vartheta}_{o.c}} (\vartheta_{o.c} - \bar{\vartheta}_{o.c}), \quad (26)$$

где

$$\frac{\partial T}{\partial \bar{I}} = \frac{\partial T(I, \vartheta_{o.c})}{\partial I}; \quad \frac{\partial T}{\partial \bar{\vartheta}_{o.c}} = \frac{\partial T(I, \vartheta_{o.c})}{\partial \vartheta_{o.c}};$$

$$I = \bar{I}, \quad \vartheta_{o.c} = \bar{\vartheta}_{o.c}; \quad I = \bar{I}, \quad \vartheta_{o.c} = \bar{\vartheta}_{o.c}.$$

Найдя математическое ожидание обеих частей уравнения (26), будем иметь:

$$\bar{T} = T(\bar{I}, \bar{\vartheta}_{o.c}) \quad (27)$$

или

$$\bar{T} = A e^{-\beta(\bar{\vartheta}_{o.c} + m\bar{I}^2 RS_n)} \quad (28)$$

Применяя теоремы о дисперсии, определим:

$$D[T] = \left(\frac{\partial T}{\partial \bar{I}}\right)^2 D[I] + \left(\frac{\partial T}{\partial \bar{\vartheta}_{o.c}}\right)^2 D[\vartheta_{o.c}] + 2 \frac{\partial T}{\partial \bar{I}} \frac{\partial T}{\partial \bar{\vartheta}_{o.c}} K_{I, \vartheta_{o.c}}, \quad (29)$$

где $K_{I, \vartheta_{o.c}}$ — корреляционный момент между случайными величинами I , $\vartheta_{o.c}$.

Учитывая, что ток нагрузки кабеля I и температура окружающей среды $\vartheta_{o.c}$ не коррелированы ($K_{I, \vartheta_{o.c}} = 0$), имеем:

$$D[T] = \left(\frac{\partial T}{\partial I}\right)^2 D[I] + \left(\frac{\partial T}{\partial \vartheta_{o.c}}\right)^2 D[\vartheta_{o.c}]. \quad (30)$$

Найдем производные от функции $\bar{T} = T(\bar{I}, \bar{\vartheta}_{o.c})$, используя выражение (28):

$$\frac{\partial T}{\partial I} = -2m\beta R S_{\Pi} \bar{I} A e^{-\beta(\bar{\vartheta}_{o.c} + m\bar{I}^2 R S_{\Pi})}; \quad (31)$$

$$\left(\frac{\partial T}{\partial I}\right)^2 = 4m^2 \beta^2 R^2 S_{\Pi}^2 \bar{I}^2 A^2 e^{-2\beta(\bar{\vartheta}_{o.c} + m\bar{I}^2 R S_{\Pi})}; \quad (32)$$

$$\frac{\partial T}{\partial \vartheta_{o.c}} = -\beta A e^{-\beta(\bar{\vartheta}_{o.c} + m\bar{I}^2 R S_{\Pi})}; \quad (33)$$

$$\left(\frac{\partial T}{\partial \vartheta_{o.c}}\right)^2 = \beta^2 A^2 e^{-2\beta(\bar{\vartheta}_{o.c} + m\bar{I}^2 R S_{\Pi})}. \quad (34)$$

Подставляя (31)–(34) в выражение (30) и учитывая, что:

$$\sigma[\vartheta_{o.c}] = \sqrt{D[\vartheta_{o.c}]}; \quad \sigma[I] = \sqrt{D[I]}, \quad (35)$$

получаем:

$$D[T] = \beta^2 A^2 (\sigma_{\vartheta_{o.c}}^2 + 4m^2 R^2 S_{\Pi}^2 \bar{I}^2 \sigma_I^2) e^{-2\beta(\bar{\vartheta}_{o.c} + m\bar{I}^2 R S_{\Pi})} \quad (36)$$

или окончательно:

$$\sigma[T] = \sqrt{\sigma_{\vartheta_{o.c}}^2 + 4m^2 R^2 S_{\Pi}^2 \bar{I}^2 \sigma_I^2} \beta A e^{-\beta(\bar{\vartheta}_{o.c} + m\bar{I}^2 R S_{\Pi})}. \quad (37)$$

Выражения (28) и (37) являются приближенными формулами для определения математического ожидания и среднеквадратического отклонения времени безотказной работы кабеля по старению его оболочки.

Для оценки точности расчета числовых характеристик безотказной работы судовых кабелей по точным и приближенным формулам были выбраны нормированные по [9] эксплуатационные условия: $I = I_{\text{ном}}$, $\vartheta_{o.c} = +45^\circ\text{C}$,

$$\sigma_I = 10\% I_{\text{ном}}, \quad \sigma_{\vartheta_{o.c}} = 10\% \bar{\vartheta}_{o.c}.$$

Значения коэффициентов β , A , R , S_{Π} были взяты из [6].

В таблице приведены результаты расчета для трех силовых кабелей марки КНР, сечения жил которых составляют единицы, десятки и сотни миллиметров в квадрате. Известно, что срок службы для кабелей с резиновой изоляцией и оболочкой при указанных условиях и непрерывной токовой нагрузке составляет не менее 2200 сут [9].

Сравнительный расчет числовых характеристик безотказной работы судовых кабелей

Формулы	Марка кабеля		
	КНР 3×4	КНР 3×50	КНР 3×150
Точные			
\bar{T} по (23), сут	2950	3060	3298
$\sigma[T]$ по (25), сут	355	383	408
Приближенные			
\bar{T} по (28), сут	2815	2910	3133
$\sigma[T]$ по (37), сут	341	364	390
Ошибка расчета:			
\bar{T} , %	4,5	4,9	5,0
$\sigma[T]$, %	3,95	5,00	4,45

Из таблицы видно, что сходимость результатов хорошая. Ошибка расчетов по приближенным формулам не превышает 5%, что вполне приемлемо для инженерных методик по определению показателей долговечности судовых кабелей.

Разработанная вероятностная модель расчета теплового старения оболочек судовых кабелей учитывает влияния эксплуатационных факторов на физическую закономерность старения резины. Этими факторами являются ток нагрузки кабеля I и температура окружающей среды $\vartheta_{o.c}$. Вероятностная модель предполагает наличие критерия старения оболочки кабеля.

Критерий любого физического процесса должен удовлетворять следующим основным требованиям:

- быть чувствительным к процессу;
- обладать монотонностью изменения в исследуемом процессе.

В абсолютном большинстве публикаций по исследованию старения кабельных резин [3–5, 10–12] отмечается, что таким требованиям наиболее полно отвечают механические характеристики резины: предел прочности при разрыве σ_b и относительное удлинение L . Тем не менее, в [4, 5, 10] установлено, что относительное удлинение при разрыве L является не только хорошим индикатором структурных изменений в резине, но более чувствительным, чем предел прочности σ .

Таким образом, относительное удлинение резины L отвечает основным требованиям, предъявляемым к критерию старения кабельных резиновых оболочек.

В [13, 14] доказано, что для достаточно узкого диапазона температур, при которых константа термоокислительного процесса в резине k является (или может быть принята) постоянной, справедливо соотношение:

$$L = L_0 e^{-kT}, \quad (38)$$

где L_0 — относительное удлинение резины в

исходном состоянии при времени старения $T = 0$.

С учетом случайного характера изменения величин I и $v_{o.c}$ в процессе эксплуатации кабеля выражение (38) принимает вид:

$$\bar{L} = L_0 e^{-k\bar{T}}, \quad (39)$$

где \bar{T} — математическое ожидание времени безотказной работы оболочки кабеля.

Снижение относительного удлинения оболочки кабеля L ниже 50% принимается в качестве критерия отказа кабеля в [16]. Возможность оценки степени старения кабельных оболочек принятым критериям по выражению (39) обоснована ниже.

Для применения вероятностной модели расчета теплового старения оболочки судового кабеля необходимо иметь статистические данные по параметрам эксплуатационных факторов: току нагрузки I и температуре окружающей среды $v_{o.c}$.

Автором была разработана специальная методика, которая определяет организацию сбора и учет указанной статистики на судах. По этой методике вначале определяют кабели, у которых необходимо определить показатели долговечности или степень старения оболочек. Затем устанавливают эвристически количество и размещение контролируемых точек по длине кабеля и проводят оценочный замер токов I и температур $v_{o.c}$. После оценочного измерения (которое проводят обычно в течение 2—3 сут) находят участки кабелей с предельными (верхними и нижними) значениями математических ожиданий величин \bar{I} , $\bar{v}_{o.c}$ и оптимизируют количество и размещение точек замера. Процесс сбора статистических данных по возможности автоматизируют, а методику совершенствуют [16]. Перед сбором статистики устанавливают периодичность замеров величин \bar{I} и $\bar{v}_{o.c}$.

Известно, например из [6, 17], что нагревание и охлаждение отдельных кабелей в трассах происходит практически с постоянной времени этих трасс, которая у судовых кабельных пучков зависит от поперечного сечения пучка и изменяется в пределах от 15 мин до 6 ч. Опыт сбора и обработки статистических данных, полученный автором почти за 20 лет с различных по назначению судов, показывает, что у кабелей, расположенных в пучках размером 30×20, 35×20, 30×30, 20×40 см, замеры \bar{I} и $\bar{v}_{o.c}$ можно делать через 4 ч. Такая периодичность замеров была установлена эмпирически по результатам анализа гистограмм и законов распределения случайных величин I и $v_{o.c}$, построенных по замерам, которые проводились вна-

чале через каждые 15 мин. Установлено, что замеры чаще четырехчасового промежутка времени перегружают процесс сбора и обработки статистики (например, 15-минутных замеров делалось за месяц около 3000) без заметного влияния на точность последующих расчетов. Более редкие замеры (реже чем через 4 ч) снижают точность последующих расчетов (при использовании лишь восьмичасовых замеров ошибка расчета составляла уже 10—15%).

Выявлено также, что эксплуатационные изменения I и $v_{o.c}$ позволяют принимать температуру оболочки $v_{об}$ кабеля, расположенного в трассе, практически неизменной в течение такого четырехчасового промежутка времени. При установленных допущениях (для замеров) можно (с точки зрения теплового старения оболочки кабеля) рассматривать результаты четырехчасового замера в качестве математических

ожиданий значений \bar{I} и $\bar{v}_{o.c}$, а величину

$\bar{v}_{об} = \bar{v}_{o.c} + m\bar{I}^2 RS_{\pi}$ считать постоянной. Это позволяет для четырехчасового промежутка времени:

- применять физическую расчетную формулу теплового старения оболочки кабеля по выражению (8), так как указанный промежуток времени является бесконечно малой по сравнению со сроком эксплуатационного старения оболочки кабеля;

- использовать в расчетах выражение (39) для определения критерия старения оболочки кабеля, поскольку температура оболочки и константа k скорости термоокислительного процесса будут постоянными;

- определять вероятность отказа оболочки кабеля по формуле (28) при реальных эксплуатационных значениях тока нагрузки кабеля и температуре окружающей среды; при этом не требуется знание теоретических законов распределения случайных величин I и $v_{o.c}$.

Разработанная математическая модель расчета времени старения резиновых оболочек судовых кабелей позволяет имитировать с помощью ЭВМ натурные испытания кабелей. Прогностическим фоном является статистический материал по наиболее значимым и информативным для теплового старения эксплуатационным факторам — току нагрузки кабеля I и температуре окружающей среды $v_{o.c}$. Поисковой моделью является вероятностная модель теплового старения резиновой оболочки. Критерием старения (критерием вероятности отказа) кабеля является снижение относительного удлинения оболочки ниже 50%. Такая математическая модель лишена ложных допущений, свойственных методам экстраполяции.

Метод математического моделирования ста-

рения кабеля с помощью ЭВМ по разработанной физико-статистической модели заменяет точные, но длительные и дорогостоящие эксперименты на натурных образцах, "машинными вычислительными экспериментами".

В процессе реализации такого подхода были разработаны: алгоритм и программа определения (прогнозирования) показателей долговечности оболочек кабелей с помощью ЭВМ; применен критерий старения по снижению относительного удлинения оболочек кабелей; созданы инженерные методики определения и прогнозирования долговечности судовых кабелей с резиновой изоляцией и оболочкой, опубликованные в [18].

В разработанных программах расчета и методиках показатели долговечности (срок службы, ресурс) определяют с помощью ЭВМ по двум циклам. В первом проводят расчет математических ожиданий \bar{T} при реальных эксплуатационных условиях (для каждого из четырехчасовых промежутков времени за весь период сбора статистики). Расчет значений \bar{T} проводят по выражению (28). Второй цикл предназначен для расчета математических ожиданий снижения относительного удлинения оболочки кабеля \bar{L} по формуле (39) (тоже для каждого промежутка времени). В результате расчета по циклам получают два множества соответствующих значений: \bar{T} и \bar{L} . По расчетным множествам строят графики: изменения вероятности отказа кабеля Q при тепловом старении его оболочки и снижения относительного удлинения оболочки L от срока службы кабеля $T_{сл}$. При суперпозиции этих графиков, зная критерий старения оболочки, определяют срок службы и ресурс T_p кабеля.

Последовательность расчета значений \bar{T} , \bar{L} и построения графиков $Q = f(T_{сл})$ и $L = f(T_{сл})$ с помощью ЭВМ такова. После ввода исходных данных по эксплуатационным значениям токов \bar{I} , температур $\bar{\nu}_{о.с.}$, коэффициентов A , β , L_0 , S_n , R , m , характеризующих маркоразмер и тип кабеля, начинается расчет первого цикла. Условием окончания расчета является определение значений \bar{T} для всех промежутков времени.

Значения \bar{T} внутри массива ранжируются в порядке возрастания, что облегчает в последующем построение на ЭВМ графиков и упрощает ввод исходных данных во второй цикл расчета.

Второй цикл расчета значений \bar{L} по организации аналогичен первому. Кроме значений \bar{T} , исходной информацией для определения \bar{L} являются коэффициенты k , характеризующие

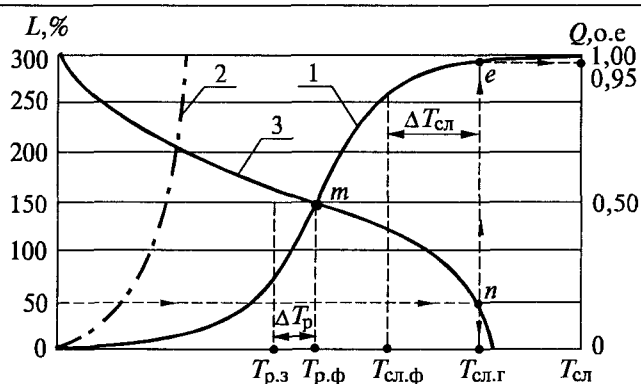


Рис.1. Определение и прогнозирование долговечности кабелей физико-статистическим методом по тепловому старению резиновых оболочек

скорость старения в эксплуатационных условиях каждого четырехчасового промежутка времени. Величина k вычисляется как приращение значений \bar{T} у двух соседних промежутков времени. Ранжировка значений проводится в порядке уменьшения.

Алгоритм расчета позволяет определять и прогнозировать срок службы и ресурс кабеля как графически, так и с выводом на печать ЭВМ только результатов расчета и прогноза.

Порядок графического прогнозирования иллюстрирует рисунок. Кривая 1 на этом рисунке представляет типичную зависимость вероятности отказа кабеля Q от его срока службы $T_{сл}$. Зависимость строится по результатам расчета в первом цикле. Кривая $Q = f(T_{сл})$ — типичный закон распределения случайных величин математических ожиданий вероятности отказа оболочки кабеля Q при вариациях эксплуатационных значений тока нагрузки кабеля \bar{I} и температуры окружающей среды $\bar{\nu}_{о.с.}$. Вид S-образной кривой $Q = f(T_{сл})$ хорошо согласуется с типичной кривой термоокислительного процесса в резине [13,14].

При тепловом возгорании резины скорость ее старения достигает максимума за очень малый промежуток времени и S-образная кривая $Q = f(T_{сл})$ принимает вид экспоненты (кривая 2).

Кривая 3 на рисунке отражает изменение расчетных математических ожиданий значений относительного удлинения оболочки кабеля \bar{L} от его срока службы. Эта кривая строится по результатам вычислений и ранжировки значений \bar{L} во втором цикле расчета.

Кривая $L = f(T_{сл})$ адекватно отражает интенсивность изменения эластичности резиновой оболочки кабеля при эксплуатационных вариациях значений \bar{I} и $\bar{\nu}_{о.с.}$.

Адекватность, физическая однородность и зависимость от одного и того же аргумента кривых $Q = f(T_{сл})$ и $L = f(T_{сл})$ дает возможность использовать суперпозицию этих графиков.

Показатели долговечности кабелей при графическом прогнозировании определяют следующим образом:

1. Находят значения фактического ресурса кабеля $T_{р.ф}$ как математическое ожидание случайных величин \bar{T} . Поскольку значения \bar{T} подчиняются экспоненциальному закону распределения (расчет этих значений проводят по формуле (28)), то для определения $T_{р.ф}$ достаточно найти пересечение горизонтали $Q = 0,5$ с графиком $Q = f(T_{сл})$. Получают точку m на рисунке. Зная заданный по нормативно-технической документации (или расчетный по номинальной токовой нагрузке кабеля) ресурс $T_{р.з}$ и определив фактический $T_{р.ф}$, находят запас ресурса $\Delta T_p = T_{р.ф} - T_{р.з}$. Если величина ΔT_p положительная, то кабель используется с недогрузкой по току, если отрицательная — то с перегрузкой.

2. Определяют гарантированный срок службы кабеля $T_{сл.г}$. Зная критерий предельно допустимого относительного удлинения оболочки кабеля ($L = 50\%$), на графике $L = f(T_{сл})$ находят точку n и проводят к ней вертикаль. На пересечении вертикали с осью абсцисс определяют $T_{сл.г}$. Гарантия такого срока службы кабеля обеспечивается некоторым запасом эластичности оболочки и оценивается значением вероятности отказа кабеля $Q < 1$. На рисунке $Q = 0,95$. Пересечение вертикали из точки n с графиком $Q = f(T_{сл})$ обозначено точкой e .

3. Рассчитывают остаточный срок службы кабеля как разность $\Delta T_{сл}$ между гарантированным сроком службы $T_{сл.г}$ и фактическим $T_{сл.ф}$ (календарной продолжительностью с момента установки кабеля на судно).

Показатели долговечности кабелей можно прогнозировать и без построения графиков. Если в задачу расчета входит определение показателей долговечности кабелей, то после расчета на ЭВМ достаточно выводить на печать лишь требуемые результаты. Так, для определения $T_{р.ф}$ достаточно вывести на печать математические ожидания массивов значений \bar{T} , а для определения $L = 50\%$, $T_{сл.г}$, Q следует выводить на печать соответствующие проценты из массивов этих значений. Величины ΔT_p , $\Delta T_{сл}$ вычисляют по приведенным в статье формулам.

Таким образом, разработан физико-статистический метод технического диагностирования оболочек кабелей. В математической модели такого метода использованы физические законо-

мерности теплового старения оболочки кабеля. Оценка степени старения (вероятность отказа оболочки кабеля) проводится с учетом реальной статистики по эксплуатационным факторам, влияющим на старение резины. За критерий старения выбрано изменение физико-механической характеристики оболочки кабеля — снижение ее относительного удлинения [19].

Выводы

1. Случайный характер и значительный разброс физико-механических и электроизоляционных характеристик кабельных резин не позволяют надежно определить и прогнозировать долговечность судовых кабелей известными детерминированными методами.

2. Определение времени старения резиновых оболочек судовых кабелей целесообразно проводить по снижению относительного удлинения.

3. Разработанная вероятностная модель старения резины позволяет учитывать реальную статистику по эксплуатационным факторам, оказывающим превалирующее влияние на долговечность судовых кабелей.

4. Для определения показателей долговечности и прогнозирования срока службы кабелей с резиновыми электроизоляционными материалами для технического диагностирования судовых кабелей следует применять разработанный физико-статистический метод.

Список литературы

1. Малышев Л.А. и др. Долговечность судовых кабелей и методы ее прогнозирования//Судостроительная промышленность. Судовая электротехника и связь. 1986. Вып. 2. С. 62—76.
2. Калитивянский В.И. Общие закономерности теплового старения полимерных диэлектриков//Электричество. 1955. № 3. С. 57—61.
3. Бондарь Г.Б., Ерухимович С.З., Пронина А.Н. Интенсивность старения резиновой изоляции кабелей различных конструкций//Электротехническая промышленность. Кабельная техника. 1979. Вып. 9 (175). С. 4.
4. Бочкарева Л.Н., Гончар Н.Р., Дмитриевский В.С. Изучение теплового старения резиновой изоляции кабеля по изменению физико-механических свойств резин//Электротехническая промышленность. Кабельная техника. 1981. Вып. 7 (197). С. 4.
5. Моукс Р.К.В., Норман Р.Х. Длительное старение резин М.: НИИШП. 1980. Пер. № 100.
6. Пошерстник М.Ю., Салютин М.А. Тепловой расчет судовых кабелей. Л.: Судостроение. 1984.
7. Коваленко И.Н., Филиппова А.А. Теория вероятностей и математическая статистика. М.: Высшая школа. 1973.
8. Смирнов Н.В., Душин-Барковский И.В. Курс теории вероятностей и математической статистики для технических приложений. М.: Наука. 1965.
9. Справочник судового электротехника. Т1. Судовые электроэнергетические системы и устройства. Л.: Судостроение. 1980.

10. Глушук П.М., Саакян А.Е., Щербаков Д.Н. Кабельные резины. М.-Л.: Энергия. 1966.

11. Рудакова А.К., Козлова Е.Д., Сергеева З.И. Воздействие климатических и биологических факторов на характеристики электроизоляционных кабельных материалов//Электротехника. 1980. № 10. С. 44—45.

12. Бочкарева Л.Н., Катцына И.И., Синицын И.И. Влияние атмосферного старения на свойства кабельных резин//Электротехническая промышленность. Кабельная техника. 1983. Вып. 2 (216). С. 1—3.

13. Кузьминский А.С., Зуев Ю.С., Лежнев Н.И. Окисление каучуков и резин. Госхимиздат, М.: 1957.

14. Shelton I.R., Wherley F.J., Cox W.L. Effect of Temperature mon Rate of Oxidation of Rubber. Nature of Resultat Deteriation//Industrial and Engineering Chemistry. 1953. 45. С. 2080—2086.

15. ГОСТ 7866.1-76 — ГОСТ 7866.3-76. Кабели судовые. Введ. 1.01.78.

16. Малышев Л.А. Методы и средства диагностирования кабельных изделий с резиновой изоляцией//Тр. Международной научно-технической конференции "Изоляция-99" (I.C.E.I.-99), Санкт-Петербург, 1999. С. 82-83.

17. ОСТ 5.6136-78. Судовые электроэнергетические системы. Методы выбора кабелей силовых и осветительных сетей. Введ. 1.01.80.

18. Малышев Л.А. Проблема технического диагностирования судовых кабелей с резиновой изоляцией и оболочкой//Труды III Международной конференции "Физико-технические проблемы электротехнических материалов и компонентов". (ICEMC-99). М.: МЭИ (ТУ). С. 128—129.

19. Малышев Л.А. Современные подходы к оценке состояния кабелей и кабельных трасс на судах и плавучих сооружениях//Материалы семинара наставников по электромеханической специальности. РМРС. С.-Петербург. 2000. С. 82—84.



Малышев Леонид Александрович — профессор кафедры ТОЭ Государственной Морской Академии им. адмирала С.О. Макарова (г. Санкт-Петербург), канд. техн. наук. Закончил электротехнический факультет Высшего Военно-Морского инженерного училища им. Ф.Э. Дзержинского в 1972 г. Защитил кандидатскую диссертацию в Военно-Морской Академии им.

Маршала Советского Союза А. Гречко в 1986 г. по теме "Комплексная оценка долговечности кабелей при проектировании и эксплуатации кабельных сетей кораблей".

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Маломощные автономные электроустановки

АПАРОВ А.Б.

На основе анализа основных потребителей выбрана структурная схема, сформулированы требования к преобразователю напряжения, рекомендован класс схем преобразователей для маломощных автономных установок, приведены результаты разработки автономной электроустановки.

В последние годы в России и за рубежом все большее применение находят автономные электроустановки небольшой мощности (до 300—500 Вт), имеющие бытовое назначение.

Установки применяются при отсутствии централизованного электроснабжения или при его временном пропадании. В этих условиях они обеспечивают освещение жилых помещений, питание различных бытовых электроприборов ручного электроинструмента, электроустройств связи и т.д.

Благодаря небольшой массе, габаритам и сравнительно невысокой стоимости установки находят спрос у дачников, владельцев гаражей, автотуристов, рыбаков, геологов и т.д.

В качестве источника электроэнергии обычно используют аккумуляторы различных типов. Подзаряд аккумуляторов может осуществляться различными способами, например от солнечных батарей, термоэлектрогенераторов, автомобильных генераторов и т.д.

Установки содержат аккумулятор, устройства контроля его состояния, высокочастотный транзисторный преобразователь, согласующий напряжения аккумулятора и потребителей, устройства защиты и индикации.

Выпускаемые в настоящее время электроустановки имеют, как правило, один выход переменного тока 220В, 50Гц. Основным достоинством таких установок является универсальность. Недостатками их являются относительно высокая стоимость, большие масса и габариты за счет двойного преобразования энергии.

Задачей совершенства таких установок является расширение их функциональных возможностей, увеличение времени непрерывной работы, снижение стоимости и массогабаритных показателей, увеличение надежности. Указанные показатели во многом зависят от структурной и электрической схем транзисторного преобразователя, являющегося основным узлом установки.

Как показывает практика переменное напряжение 220 В, 50 Гц для питания большинства электроприборов, используемых в таких установках, не является обязательным.

Проведем анализ основных потребителей с точки зрения характеристик их электропитания. Будем считать, что установка питается от аккумулятора с напряжением 12 В, а ее мощность не превышает 300—500 Вт.

Важнейшим функциональным назначением установки является освещение. В автономных установках наиболее целесообразно использовать люминесцентные лампы (ЛЛ), питаемые током высокой частоты (20—35 кГц) [1]. Современные ЛЛ при питании током высокой частоты потребляют энергии в 5—7 раз меньше, чем лампы накаливания (ЛН). В условиях ограниченной емкости аккумулятора это позволяет в 5—7 раз увеличить время непрерывного освещения.

В таблице приведено соответствие мощностей ЛН и ЛЛ при одинаковых световых потоках для компактных ЛЛ фирмы "Arcotronic".

$P_{ЛН}$, Вт	25	40	60	75
$P_{ЛЛ}$, Вт	5	7	9	11
$K_v = P_{ЛН}/P_{ЛЛ}$	5	5,71	6,66	6,81

Выбрав рабочую частоту преобразователя 20–35 кГц возможно обеспечить питание ЛЛ и получить достаточно высокие энергетические и массогабаритные показатели преобразователя и установки в целом.

Большую группу потребителей составляют различные нагревательные приборы: кипятильники, утюги, паяльники и т.д. К этой же группе можно отнести ЛН. Эта группа потребителей безразлична к роду тока.

Важную группу потребителей составляет ручной бытовой и садовый инструмент и другие электробытовые приборы, включающие электродвигатели: электродрели, водяные насосы, электроопрыскиватели, электробритвы и т.д. В этих инструментах и приборах от электродвигателей обычно требуется большой пусковой момент, большие частоты вращения (больше 3000 об/мин). Поэтому наиболее распространенным типом электропривода в таких приборах являются коллекторные электродвигатели последовательного возбуждения и вентильные двигатели. Коллекторные электродвигатели последовательного возбуждения являются универсальными, т.е. могут питаться как от сети переменного, так и постоянного тока. Вентильные двигатели питаются постоянным напряжением.

Важными потребителями являются телевизоры и радиоприемники. В автономных электроустановках целесообразно использовать теле-

визоры с напряжением питания 12 В постоянного тока. Для питания радиоприемников установка должна иметь выходы 6, 9, 12 В постоянного тока.

В ряде случаев возникает вопрос о питании холодильников. Современные компрессионные холодильники обычно выполняются на мощности 150—200 Вт и прослеживается постоянная тенденция к увеличению их мощности. Емкость аккумуляторов редко превышает 55 А·ч. Поэтому компрессионные холодильники смогут работать от установки лишь в течение нескольких часов.

В автономных условиях возможно использование маломощных термоэлектрических холодильников [2].

Действие этих холодильников основано на эффекте термоэлектрического охлаждения, открытым французским физиком Ж. Пельтье в 1834 г. Эффект заключается в том, что при протекании тока через термоэлемент, состоящий из двух проводников или полупроводников, в месте их соединения поглощается тепло, пропорциональное силе тока. Такие холодильники в настоящее время выпускаются рядом предприятий в России. Емкость рабочей камеры примерно 1 л/Вт. Термоэлектрические холодильники экологически чисты и бесшумны в работе, имеют высокую надежность и большой срок службы.

Проведенный анализ основных потребителей автономных маломощных электроустановок показывает, что для их питания достаточно иметь на выходах установки постоянное напряжение ряда уровней (9, 12, 24, 36, 220 В) и переменный ток высокой частоты 20—35 кГц с напряжением 220 В для питания ЛЛ.

При этом структурная схема преобразователя получается наиболее простой и содержит только высокочастотный транзисторный преобразователь постоянного напряжения.

Анализ потребителей также позволил сформулировать основные требования к преобразователю постоянного напряжения.

1. Высокий КПД в широком диапазоне изменения нагрузки.

2. Большая перегрузочная способность (для питания электродвигателей и ЛН).

3. Относительно малая стоимость, масса и габариты.

4. Высокая надежность.

Анализ литературных и патентных материалов, экспериментальные исследования различных схем транзисторных преобразователей постоянного напряжения показали, что наиболее полно поставленным требованиям удовлетворяют транзисторные преобразователи с обратной связью (ОС) по току нагрузки [3].

На рисунке приведена, для примера, схема

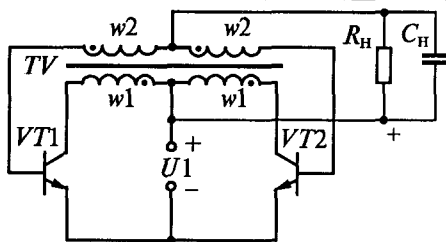


Схема преобразователя постоянного напряжения с ОС по току

преобразователя с ОС по току без дополнительного токового трансформатора, наиболее полно отражающая достоинства данного класса схем.

Высокий КПД схем этого типа обеспечивается отсутствием базовых резисторов и потерь в них, малыми динамическими потерями. ОС по току обеспечивает высокий КПД в широком диапазоне изменения нагрузки, большую перегрузочную способность.

В МЭИ под руководством автора разработана автономная электроустановка с питанием от автомобильного аккумулятора. Установка содержит устройство контроля состояния аккумулятора, высокочастотный транзисторный преобразователь, выполненный по схеме с ОС по току, устройства защиты и индикации.

Основные технические данные установки

Напряжение аккумулятора, В	12
Выходные напряжения, В	
постоянного тока	12, 36, 220
переменного тока	220 В, 25 кГц
Выходная мощность, Вт	300
Габариты, мм	80×115×75
Масса, кг	12
КПД, %	не менее 90

От установки работают ЛЛ, электродрель, центробежный водяной насос, лампы накаливания, кипятильник, паяльник, телевизор, радиоприемник и т.д.

Высокие энергетические и массогабаритные показатели удалось получить благодаря использованию простой структурной схемы и преобразователя напряжения с ОС по току.

Например, серийный инвертор [4] с входным напряжением 12 В, выходной мощностью 400 Вт, одним выходным напряжением переменного тока 220, 50 Гц имеет массу 4,5 кг, габаритные размеры 260×80×80 мм, КПД — 80%.

Отметим, что при питании многих потребителей от таких инверторов (высокочастотные ЛЛ, устройства с вентильными двигателями и др.) приходится в каждом потребителе иметь свой источник питания, что значительно повышает стоимость эксплуатации установки, снижает ее КПД и время непрерывной работы.

Таким образом, анализ основных потребителей маломощных автономных электроустановок, экспериментальные исследования, показывают, что для их питания достаточно иметь выходы переменного тока высокой частоты (для ЛЛ) и ряд выходов постоянного тока; транзисторные преобразователи таких установок следует выполнять по схемам с ОС по току.

При этом установки будут иметь высокий КПД, малую массу и габариты, сравнительно небольшую стоимость.

Список литературы

1. Фугенфиров М.И. Пускорегулирующая аппаратура для люминесцентных ламп. М.: Энергия, 1970.
2. Привалов С.Ф. Электробытовые устройства и приборы. С. -П.: Лениздат, 1994.
3. Апаров А.Б., Еременко В.Г., Негневицкий И.Б. Транзисторные преобразователи для низковольтных источников энергии. М.: Энергия, 1978.
4. Бюллетень Ассоциации инженеров силовой электроники. 1997. Вып. №4.

Апаров Андриан Борисович — старший научный сотрудник МЭИ. Закончил электромеханический факультет МЭИ в 1967 г. В 1973 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Разработка и исследование преобразователей с повышенным КПД для низковольтных источников электрической энергии".

Индуктивный заряд емкостных накопителей¹

ГРОМОВЕНКО А.В., ОПРЕ В.М., ФЕДОРОВ А.В.

Рассмотрены вопросы индуктивного заряда емкостного накопителя. Предложена зависимость, определяющая предельные значения напряжения заряда емкостного накопителя при ненулевых начальных условиях зарядной цепи. Доказана независимость максимального уровня заряда накопителя от нелинейности зарядного дросселя.

Индуктивный заряд емкостных накопителей нашел широкое применение в силовой импульс-

сной технике в первую очередь благодаря высокому значению КПД самого процесса заряда, простоте схемного решения (рис.1) и высокому коэффициенту использования по напряжению источника питания.

¹ Печатается в порядке обсуждения.

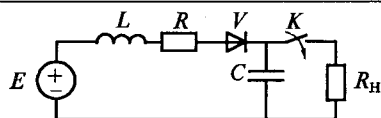


Рис.1.

Помимо этого индуктивный заряд обеспечивает работу генераторов импульсов в диапазоне частот, сравнимых или существенно превышающих частоту питающей сети. В таких зарядных устройствах обычно используются зарядные индуктивности с магнитопроводом, что при их практической реализации приводит к определенным трудностям. Зарядные индуктивности работают в режиме подмагничивания постоянной составляющей зарядного тока, что требует для обеспечения их линейности наличия воздушного зазора в магнитопроводе. При этом существенно увеличиваются массообъемные показатели этих индуктивностей и их стоимость. Стремление уменьшить массу и габариты зарядных индуктивностей приводит к тому, что в некоторых режимах (либо аварийных, либо штатных) индуктивности становятся нелинейными, а это вызывает изменение режимов работы зарядных устройств. Кроме того, могут возникать ситуации, при которых каждый цикл заряда начинается не при нулевых начальных условиях, т.е. когда напряжение на накопителе и ток зарядной индуктивности не равны нулю. Расчет подобных режимов в самом общем случае, т.е. с нелинейной зарядной индуктивностью, представляет определенные сложности и на сегодняшний день решается для каждого конкретного случая численными методами. При этом не представляется возможным получить какие-то общие рекомендации для магнитопроводов с различными статическими и динамическими кривыми намагничивания, а получение адекватных математических моделей нелинейных индуктивностей также затруднительно. Тем не менее, используя энергетический подход к анализу электромагнитных процессов в индуктивных зарядных устройствах, можно абсолютно точно прогнозировать конечный результат процесса заряда, т.е. напряжение заряда накопителя, в самом общем случае (при нелинейной зарядной индуктивности и ненулевых начальных условиях), избежав сложных вычислительных процедур.

Рассмотрим подробно процесс индуктивного заряда, исходя только из энергетических соотношений. На рис.1 резистор R учитывает потери, которыми мы пока пренебрежем. При индуктивном заряде следует различать четыре принципиально разных режима: резонансный, линейный, колебательный и резонансно-диодный (при котором в зарядную цепь включен

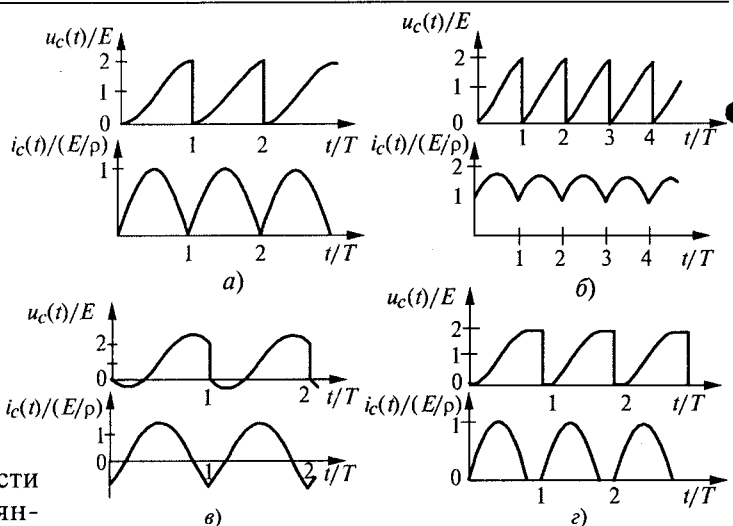


Рис.2.

диод V) [1]. Эти режимы различаются соотношением между длительностью полупериода собственных колебаний зарядной цепи $T = \pi\sqrt{LC}$ и периодом следования разрядных импульсов $T_{\text{ген}} = 1/F$, где F — частота разрядов емкостного накопителя.

Введем коэффициент зарядного режима $\gamma = T_{\text{ген}}/T$. Для резонансного заряда $\gamma = 1$, для линейного $\gamma < 1$, для колебательного и резонансно-диодного $\gamma > 1$. На рис.2 приведены временные зависимости тока $i_c(t)$ и напряжения $u_c(t)$ емкостного накопителя при резонансном (а), линейном (б), колебательном (в) и резонансно-диодном режимах заряда (г), где $\rho = \sqrt{L/C}$.

Исходя из энергетических соотношений можно показать, что при всех $\gamma \geq 1$ (исключая линейный и колебательный режим), напряжение заряда емкостного накопителя в установившемся режиме $U_{\text{max}} = 2E$. Поскольку рассматриваемая зарядная цепь (рис.1) не имеет потерь, энергия, запасенная в накопителе к концу заряда, $W_C = (CU_{\text{max}}^2)/2$ должна быть равна энергии, потребленной от источника питания E за цикл заряда, т.е. $W_{\text{и}} = qE$, где $q = CU_{\text{max}}$ — заряд накопителя. Тогда

$$\frac{CU_{\text{max}}^2}{2} = ECU_{\text{max}}; \quad U_{\text{max}} = 2E,$$

что тривиально [1]. Но подобный энергетический подход позволяет сделать вывод о том, что нелинейность зарядной индуктивности с магнитопроводом не влияет на конечный результат процесса резонансного и резонансно-диодного заряда и в случае $L = f(i)$ напряжение заряда всегда равно $2E$ [2].

Для линейного режима заряда, когда $I_L(0) \neq 0$, результат будет тот же, но только для устано-

вившегося режима, т.е. когда ток зарядной индуктивности в начале заряда равен току в конце заряда $I_L(0) = I_L(T_{\text{ген}})$, а в переходных режимах при изменении частоты работы генератора F напряжение заряда накопителя в течение нескольких периодов будет не равно $2E$.

Действительно, в линейном режиме средняя мощность, потребляемая от источника $P_{\text{и}} = EI_{\text{ср}}$, где $I_{\text{ср}}$ — среднее значение тока за цикл заряда, а средняя мощность, отдаваемая в нагрузку:

$$P_{\text{н}} = \frac{CU_{\text{max}}^2}{2} F.$$

Поскольку $P_{\text{и}} = P_{\text{н}}$, то

$$EI_{\text{ср}} = ECU_{\text{max}} F = \frac{CU_{\text{max}}^2}{2} F; \quad U_{\text{max}} = 2E.$$

Тем не менее, линейный режим заряда, обладающий существенными преимуществами перед другими режимами (не нужен диод, можно в широких пределах менять частоту генератора, меньше потери в зарядной цепи), имеет большой недостаток, заключающийся в том, что при пропуске срабатывания выходного ключа генератора (т.е. при отсутствии разряда накопителя сразу при окончании очередного цикла заряда) емкостный накопитель будет заряжен до напряжений, превышающих $2E$. Этот режим аварийный, и для исключения тяжелых последствий необходимо знать предельное напряжение заряда накопителя U_{max} в случае $I_L(0) = I_0 \neq 0$.

В самом общем случае в накопителе имеется начальное (остаточное) напряжение $U(0) \neq 0$, а ток индуктивности $I_L(0) \neq 0$. Тогда энергия, приобретенная накопителем к моменту окончания переходного процесса ($i_L = 0$), будет равна

$$\frac{CU_{\text{max}}^2}{2} = EC(U_{\text{max}} - U_0) + \frac{LI_0^2}{2} + \frac{CU_0^2}{2}, \quad (1)$$

поскольку конечная энергия накопителя определяется суммой начальных энергий реактивных элементов и энергией, потребленной от источника либо потребленной самим источником. Из (1) следует, что

$$U_{\text{max}} = E \pm \sqrt{E^2 + (I_0^2 \rho^2 - 2EU_0 + U_0^2)}. \quad (2)$$

В зависимости (2) знак "—" опускаем, так как он относится к ситуации, нереальной на практике, когда $u_C(0) > E$. Из (2) следует, что при нулевом начальном заряде накопителя $U(0)=0$ напряжение заряда

$$U_{\text{max}} = E + \sqrt{E^2 + I_0^2 \rho^2}, \quad (3)$$

где $I_0 \rho$ следует рассматривать как максимальное значение падения напряжения на волновом сопротивлении колебательного контура при подключении его к источнику тока I_0 . Зависи-

мость (3) позволяет определить напряжение заряда накопителя $C_{\text{н}}$ в аварийном режиме, но для этого надо знать $I_0 = i_L(0) = i_L(T)$, что достаточно просто определить из рассмотрения временных зависимостей зарядного тока [1].

Тем не менее, определим U_{max} исходя из того, что при линейном режиме заряда ток заряда в пределе стремится к постоянному ($L_{\text{зар}} \rightarrow \infty$). Среднее значение тока $I_{\text{ср}} = CU_{\text{max}} F = 2CEF$. Поскольку при значениях γ , близких к единице, ток имеет пульсирующий характер, то $i_L(0) = i_L(T) = I_0$ будут несколько меньше, чем $I_{\text{ср}}$. В связи с этим оценка U_{max} будет несколько завышенной, но в практических целях может быть использована для расчета U_{max} зависимость (2) при подстановке $U(0) = 2E$. В итоге получим зависимость, в точности соответствующую зависи-

мости (3). Тогда $U_{\text{max}} = E + \sqrt{E^2(1 + 4CL^2F^2)}$, откуда следует, что U_{max} пропорционально зарядной индуктивности и режимы с малыми значениями γ не желательны. В более сложном случае, когда зарядная индуктивность является нелинейной, волновое сопротивление контура также становится зависимым от тока, т.е. $\rho = \rho(i)$ и расчет U_{max} по (2) не представляется возможным. Для случая резонансного и резонансно-диодного заряда это, как отмечалось выше, несущественно, а в линейном режиме нелинейность зарядной индуктивности приводит к неустойчивости работы генератора [1]. Эта неустойчивость может быть объяснена тем, что при нелинейной зарядной индуктивности изменяются временные интервалы процесса заряда, и пока ток зарядной индуктивности не спадет до нуля, процесс будет неустойчивым. Как показано в [1], спадание тока до нуля происходит уже на втором разрядном цикле, что приводит к повторению неустойчивости периодически через каждые два цикла.

Рассмотрим режим заряда накопителя с нелинейной зарядной индуктивностью и ненулевым начальным током. Для этого перепишем зависимость (2) таким образом, чтобы устранить нелинейный параметр $\rho = f(L) = f(i)$. В итоге получим:

$$\begin{aligned} U_{\text{max}} &= E + \sqrt{E^2 + U_0^2 - 2EU_0 + \frac{2W_L(0)}{C}} = \\ &= E + \sqrt{E^2 + \frac{2W_C(0)}{C} - 2EU_0 + \frac{2W_L(0)}{C}} = \\ &= E + \sqrt{E^2 - 2EU_0 + \frac{2}{C}[W_C(0) + W_L(0)]}. \end{aligned} \quad (4)$$

Из (4) следует, что нелинейность зарядной индуктивности $L = f(i)$ не влияет на конечный результат процесса заряда, а определяется только начальными энергиями реактивных элементов. Следует отметить тот факт, что при ре-

зонансно-диодном заряде и нулевом начальном токе напряжение заряда накопителя U_{\max} не зависит от параметров цепи (L и C), а определяется только значениями E и U_0 . Но как следует из (4), при $I_0 \neq 0$ напряжение заряда U_{\max} определяется соотношением $2W_L(0)/C$, т.е. при увеличении параметров емкости превышение напряжения заряда $U_{\max} > 2E$ становится менее существенным для одних и тех же значений $L(i)$ и $I(0)$.

Подобный энергетический подход к рассмотрению процессов заряда позволяет решить эту задачу и для случая нелинейной емкости $C = f(u)$, но поскольку в силовой импульсной технике нелинейные емкости не используются, это не представляет практического интереса.

Следует обратить внимание на тот факт, что направление тока $I(0)$ (т.е. его знак) не учитывается ни в (2), ни в (4), и в случае колебательного режима заряда максимально возможное значение напряжения на накопителе будет одинаково при любом знаке $i(0)$. Естественно, при этом время достижения значения U_{\max} будет больше, чем $\pi\sqrt{LC}$. Понятно, что режим резонансного заряда ($\gamma = 1$) при нелинейной зарядной индуктивности трудно обеспечить, так

как время заряда $T = \pi\sqrt{LC}$ также определяется током цепи и будет меньше, чем в случае $L = \text{const}$. Поэтому при использовании зарядных индуктивностей с магнитопроводом (когда вероятность появления нелинейности существенна) резонансный режим заряда нежелателен либо в схему заряда должен вводиться отсекающий диод, что соответствует обычному резонансно-диодному заряду.

Для проверки полученной зависимости для максимального напряжения заряда емкостного накопителя был произведен численный расчет тока $I_C(t)$ и напряжения $U_C(t)$ для нелинейной индуктивности. В качестве примера на рис.3 приведены временные диаграммы токов и напряжений накопительной емкости в схеме резонансно-диодного заряда емкостного накопителя с нелинейной (1) и линейной (2) индуктивностями для двух значений начального тока $I(0)=0$ (а) и $I(0)=1$ (б) (нелинейная индуктивность определяется как $L=0,85e^{-i(t)/50+0,15}$). Аналитический расчет дает значение:

$$U_{\max} = E + \sqrt{E^2 + U_0^2 - 2EU_0 + \frac{2W_L(0)}{C}} =$$

$$= 1 + \sqrt{1^2 + 2^2 - 2 \cdot 1^2 \cdot 2 + \frac{2 \cdot 0,5}{1}} = 2,41,$$

а численный расчет $U_{\max} = 2,405$. Разность составляет 0,005 и может быть объяснена инструментальной ошибкой программного средства. Из полученных результатов видно, что значение

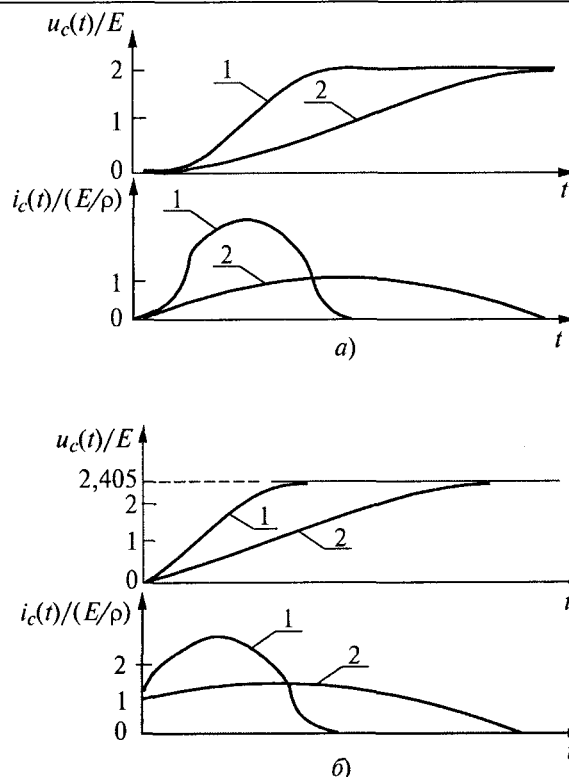


Рис.3.

U_{\max} , полученное путем численного моделирования, практически совпадает со значением U_{\max} , полученным по формуле (4), а нелинейность зарядной индуктивности не влияет на конечное значение напряжения заряда емкостного накопителя.

Все сказанное имеет место при отсутствии потерь в зарядной цепи. На практике добротность $Q \neq \infty$, и напряжение заряда U_{\max} будет несколько меньше, чем $2E$ (при $U(0) = 0$ и $I(0) = 0$), и

$$U_{\max} = E \left(1 + e^{-\frac{\pi}{2Q}} \right), \quad (5)$$

где $Q = \rho/R$ — добротность зарядной цепи; R — активное сопротивление, учитывающее суммарные потери [3].

Если $Q > 10$, что соответствует реальным ситуациям, то зависимость (5) дает значение U_{\max} практически равное $2E$. Учет влияния потерь на U_{\max} в случае нелинейной зарядной индуктивности представляет собой более сложную задачу, так как в цепи присутствуют не только чисто омические потери, но и потери, определяемые гистерезисом динамической кривой намагничивания магнитопровода зарядной индуктивности, что особенно проявляется при больших рабочих частотах генераторов. При этом формальное определение добротности как $Q = \rho/R$ теряет смысл, форма зарядного тока существенно искажается, что увеличивает его действующее значение, и определение потерь ста-

новится затруднительным. В этом случае наиболее достоверный ответ даст только эксперимент, но при желании эта задача может быть решена численно, если будет создана математическая модель, учитывающая динамические потери в магнитопроводе, явление поверхностного эффекта и эффекта близости в обмотке катушки индуктивности, нелинейность потока рассеяния нелинейной индуктивности, потери в выводах и обкладках конденсаторов, потери в зарядном диоде и т.д. Скорее всего, в таком случае эксперимент предпочтительнее, а энергетические соотношения, приведенные в данной работе, точно определяют предельные (граничные) режимы заряда цепей без потерь. Естественно, в тех случаях, когда требуется точное знание временных зависимостей токов и напряжений в зарядной цепи, без численного моделирования не обойтись. Но при этом процесс численного моделирования может существенно затянуть этап проектирования, что является нежелательным. Поскольку наиболее важными параметрами, определяющими конструкцию зарядной индуктивности, являются амплитудное и действующее значение зарядного тока, то оценка предельно возможных значений этих параметров также возможна аналитически, если использовать в расчетах значение зарядной индуктивности с магнитопроводом в насыщенном состоянии.

На основании изложенного авторы предлагают на этапе проектирования зарядного устройства не рассматривать задачу обеспечения линейности зарядной индуктивности как обязательную, уделив в первую очередь внимание улучшению технико-экономических показателей зарядного устройства и снижению его массо-объемных показателей.

Список литературы

1. Ворончев Т.А. Импульсные тиристоры. М.: Сов. радио, 1958.
2. Громовенко В.М., Опре В.М., Щеголева Н.А. Зарядные устройства расщепленных емкостных накопителей // Электротехника. 1997. №3. С.45—48.
3. Нейман М.С. Курс радиопередающих устройств. Ч. II. М.: Сов. радио. 1958.

Опре Виктор Михайлович — профессор С.-Петербургского ГЭУ (ЛЭТИ). Окончил факультет электротехники и автоматики в 1967 г. Защитил докторскую диссертацию по теме: "Генераторы мощных импульсов тока регулируемой длительности и формы" в 1993 г.

Федоров Алексей Валерьевич — инженер. Окончил Иркутский политехнический институт в 1995 г.

Громовенко Александр Валентинович — инженер факультета электротехники и автоматики С.-ПбГЭУ. Окончил факультет систем автоматического управления Балтийского государственного технического университета в 1997 г.

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

Измерение неравномерности угловой скорости вращения

МАЛАХОВСКИЙ Е.Е., ФЕДОРОВ В.В.

Рассматривается диагностическая задача оценок неравномерности угловой скорости вращения ротора электрической машины на основе результатов спектрального анализа момента, создаваемого машиной на местах ее крепления.

Необходимость контролирования неравномерности угловой скорости вращения роторов практически всегда возникает при отработке специализированных электрических машин — приводов антенн, сканеров, радиометров космического назначения, средств видео- и аудио-записи и др. Допустимые уровни неравномерности скорости составляют для таких устройств сотые и даже тысячные доли процента, а требуемая нестабильность периода одного оборота ротора часто оказывается в пределах сотых долей миллисекунды. Надежное измерение или контроль указанных параметров представляет в

связи с этим сложную техническую проблему. Распространенные в настоящее время частотно-оптические [1,2], инерционные и другие методы [3] основываются на результатах измерения времени поворота ротора (или связанного с ним диска) на малый (порядка 10—15°) фиксированный угол. Анализ результатов таких измерений, получаемых в течение некоторого промежутка времени работы машины позволяет строить оценки уровней неравномерности или нестабильности угловой скорости вращения [1—3]. Не задаваясь целью представить здесь сколько-нибудь обстоятельный обзор существу-

ющих методов измерения, обратим внимание на следующие два обстоятельства. Во-первых, подавляющее большинство используемых методов так или иначе связано с необходимостью многократного выполнения высокоточных (микросекунды) измерений интервалов времени с последующей достаточно трудоемкой обработкой этих результатов измерения. Во-вторых, применение традиционных методов или средств измерения параметров неравномерности вращения всегда связано с необходимостью "доукомплектования" ротора и статора машины специальными мерительными устройствами — дисками с окнами, фотодатчиками, генераторами импульсов и т.д.

Представленный в работе метод не требует использования каких-либо связанных с ротором средств контроля его движения относительно статора и основывается лишь на данных измерения действующего на ротор момента.

Под неравномерностью угловой скорости вращения ротора обычно понимается некая мера отклонения его мгновенной скорости от среднего или стационарного ее значения. Обратим внимание на некоторую неопределенность такой постановки, связанной с условностью самих понятий "средняя угловая скорость вращения" и "стационарный режим работы". Дело в том, что общепринятые представления о стационарности процесса работы машины как об условиях сохранения средней угловой скорости вращения, средней потребляемой мощности и т.п. и предъявляемые к специальным электротехническим устройствам требования по неравномерности или стабильности угловой скорости вращения, оказываются далеко не всегда адекватными друг другу в отношении необходимой точности реализации этих параметров.

В качестве меры неравномерности угловой скорости вращения ротора в настоящей работе вводится понятие *вариации угловой скорости вращения на конечном интервале* [4], которое устраняет всякую необходимость в установлении средней или мгновенной (максимальной/минимальной) угловой скорости вращения ротора и тем самым позволяет придать постановке задачи измерения более четкий физический смысл.

Рассмотрим уравнение вращательного движения свободного жесткого ротора на абсолютно жестких опорах

$$J d\omega/dt = M(t). \quad (1)$$

Здесь ω — мгновенная угловая скорость вращения; J — момент инерции ротора; $M(t)$ — результирующий момент действующих на ротор электромагнитных сил и сил сопротивления.

Изменение во времени действующего на ротор момента — физическая причина неравно-

мерности его угловой скорости вращения. Весь анализ связан по существу с рассмотрением методологии непосредственного измерения действующего на ротор результирующего момента $M(t)$ и процедуры математической обработки данных измерения этого момента.

Для измерения момента $M(t)$ может быть использовано стандартное силоизмерительное оборудование, такое, например, как многокомпонентные динамометрические платформы фирмы "Кистлер", Швейцария [5,6]. При выполнении измерения машина жестко закрепляется на рабочем столе платформы так, чтобы ось вращения ротора была параллельна какой-либо измерительной оси платформы. Значение измеряемого относительно этой оси момента совпадает (при отсутствии внешних для платформы воздействий) с вызываемой неравномерностью вращения действующей на ротор инерционной нагрузкой, т.е. со взятой с обратным знаком разностью между ("внутренними" для системы) электромагнитным моментом и моментом сопротивления вращению. Измерение осуществляется при использовании стандартной АЦП платы персонального компьютера, на которую с блока преобразователей заряда силоизмерительной платформы подается сигнал регистрации измеряемого момента.

Итак, пусть функция момента $M(t)$ определена экспериментально на длительном (в сравнении со средней продолжительностью одного оборота ротора) интервале времени T . В дальнейшем нас будут интересовать лишь флуктуации угловой скорости $\omega(t)$. Используя уравнение (1), получаем:

$$\omega(t) = \frac{1}{J} \int_0^t M(s) ds. \quad (2)$$

В качестве начальной точки интегрирования может быть принят произвольный момент времени области определения функции $M(t)$, поскольку постоянная интегрирования в (2) не имеет для дальнейшего никакого значения.

Отличительная особенность предлагаемого подхода состоит в том, что неравномерность угловой скорости вращения оценивается не как разность между ее максимальными и минимальными значениями или их отклонениями от некоторого (обычно неопределенного) среднего значения, а как изменение или вариация угловой скорости вращения на произвольно расположенном в пределах области измерения момента конечном интервале времени $\tau \ll T$ [4]. Вариацию угловой скорости вращения на конечном интервале определим как функцию

$$D_\omega(t, \tau) = \omega(t+\tau) - \omega(t) \quad (3)$$

двух переменных t и τ . Одновременно будем также рассматривать средний (на всей области

$0 < t \leq T$ определения момента) квадрат вариации

$$D_{\omega}^2(\tau) = (1/T) \int_0^T D_{\omega}^2(s, \tau) ds, \quad (4)$$

который представляет собой функцию лишь длительности интервала τ . Функции (3) и (4) допускают их численную реализацию [4] при непосредственном использовании (2). Вместе с тем для последующего анализа значительно более эффективным оказывается применение спектрального представления функции (2).

Пусть a_k и b_k спектральные составляющие момента $M(t)$ на частотах kv , ($k = 1, 2, \dots$), где $v = 1/T$ — основная частота ряда Фурье функции $M(t)$, определенной на интервале T . Рассматривая τ как параметр и выполняя несложные вычисления, находим следующее, тождественное (4), представление среднего квадрата вариации угловой скорости вращения на интервале τ

$$D_{\omega}^2(\tau) = \frac{2}{(2\pi J)^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_k^2 + b_k^2}{(kv)^2} \sin^2(k\pi v\tau). \quad (5)$$

Представление (5) является основным для всего последующего анализа. Оно показывает, что средний квадрат вариации угловой скорости вращения на конечном интервале как функция длительности τ этого интервала полностью определяется спектральным составом $\{a_k, b_k\}$, точнее — спектром мощности действующего на ротор измеренного результирующего момента $M(t)$. Уже одно это обстоятельство указывает на значительные преимущества предлагаемого метода измерения неравномерности угловой скорости вращения, поскольку сводит задачу к стандартной выполняемой любым современным узкополосным анализатором процедуре усреднения спектрального представления измеряемой функции — действующего на ротор результирующего момента $M(t)$. Анализ представления (5) позволяет указать несколько важных свойств функции вариации угловой скорости вращения.

1. Прежде всего заметим, что полученное выражение для среднего квадрата вариации угловой скорости вращения на конечном интервале есть обобщение известной формулы Парсевала для среднего квадрата функции момента $M(t)$ (или функции скорости $\omega(t)$) на интервале T , т.е. имеет четкий энергетический смысл. Действительно выражение под знаком суммы в (5) есть ни что иное как спектр мощности измеряемого момента, тогда как весовые множители спектральных компонент характеризуют зависящий от длительности интервала τ вклад в вариацию отдельных гармоник процесса. Соотношения (5) создает возможность "цифровой" фильтрации процесса, т.е. вычисления квадрата вариации угловой скорости вра-

щения в заданной полосе частот исходного процесса — действующего на ротор момента, для чего достаточно выбрать в (5) соответствующую совокупность членов при суммировании. Такая возможность используется при устранении идентифицированного в частотном диапазоне измерительного шума, для оценки влияния отдельных гармоник процесса и т.д.

2. Из (5), в частности, следует, что если спектр момента содержит, как это довольно часто имеет место на практике, лишь кратные составляющие частоты вращения, вариация угловой скорости вращения в пределах времени одного оборота, т.е. на интервале $\tau = 1/f$ равна нулю. Нулевой вследствие этого будет и вариация периода вращения. Вместе с тем, совершенно очевидно, что неравномерность угловой скорости вращения внутри такого интервала может принимать любые значения. Таким образом, стабильность периода вращения ни в коей мере не может в подобных случаях трактоваться как показатель стабильности угловой скорости вращения.

3. Соотношение (5) позволяет получить в ряде случаев простые энергетические оценки вариации угловой скорости вращения на малых интервалах времени. Действительно, пусть нас интересует ограниченный диапазон частот в пределах, например, нескольких значений средней частоты вращения ротора, т.е. значений $lv \leq nf$ ($n = 1, 2, \dots$). Из (5) непосредственно следует, что на интервалах времени в пределах $\tau \leq 1/\pi fn$ вариация $D_{\omega}(\tau)$ есть линейная функция τ :

$$D_{\omega}(\tau) = \tau(1/J) \left[0,5 \sum_{k=1}^l (a_k^2 + b_k^2) \right]^{0,5}, \quad (6)$$

т.е. полностью определяется спектром мощности измеряемого момента в заданной полосе частот. Соответствующие оценки могут быть непосредственно получены при использовании стандартного узкополосного спектрального анализатора. Например, для средней скорости $f = 50$ 1/с и $n = 3$ соотношение (6) может быть использовано для оценки квадрата вариации в пределах времени $\tau \leq 2$ мс.

4. Соотношение (5) допускает обобщение на случай, когда момент $M(t)$ можно рассматривать как стационарный случайный процесс, характеризующийся его спектральной плотностью $S_M(f)$. Можно показать [7], что в этом случае

$$D_{\omega}^2(\tau) = \frac{2}{J^2} \int_B S_M(f) \frac{\sin^2 \pi f \tau}{(2\pi f)^2} df. \quad (7)$$

Область интегрирования B есть суммарная (может содержать несколько сегментов) область, где спектр момента носит характер непрерывного распределения.

Неравномерность угловой скорости вращения антенны радиометра

Практическое применение изложенного подхода проиллюстрируем результатами анализа неравномерности угловой скорости вращения массивной ($J \approx 1 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$) антенны радиометра, которая приводится во вращение бесконтактным двигателем постоянного тока (БДПТ) через специальное устройство, компенсирующее несоосность привода [2]. Частота f вращения ротора двигателя составляет 0,4 1/с. К уровню неравномерности угловой скорости предъявляются здесь достаточно жесткие требования, сформулированные в терминах стабильности периода вращения антенны.

В соответствии с рассматриваемым подходом было выполнено измерение результирующего момента $M(t)$, действующего на антенну в стационарном режиме работы двигателя. Испытания проводились на силоизмерительной платформе типа 9281В фирмы "Кистлер". Устройство закреплялось на платформе с помощью специальной жесткой подставки при вертикальном расположении оси вращения антенны. Продолжительность времени измерения $T = 25 \text{ с}$; временной дискрет при АЦП-регистрации сигнала измерения составляет около 0,02 с. Точность измерения момента в пределах полосы частот до 20 Гц не хуже $5 \cdot 10^{-4} \text{ Н} \cdot \text{м}$. Вся последующая обработка результатов измерения — интегрирование, спектральный анализ, вычисление функции (5) вариации и др. производилась при использовании специально разработанного программного обеспечения.

Представленные на рис.1,а,б спектральные характеристики измеренного момента четко обнаруживают составляющую на частоте вращения антенны $f = 0,4 \text{ 1/с}$, а также составляющие на кратных частотах. Анализ показал, что эти составляющие спектра момента обусловлены динамической неуравновешенностью антенны и особенностями работы устройства сопряжения антенны с приводным двигателем. Выполненная на этой же платформе балансировка радиометра в сборе [8] позволила практически полностью устранить (рис.1,в) составляющие спектра момента в этом частотном диапазоне. Спектральные составляющие момента вблизи частоты 7,2 Гц обусловлены механическими воздействиями на ротор, вызываемыми переключением обмоток двигателя [2]. Все приведенные на рис. 1 спектральные характеристики получены при непосредственном использовании стандартной процедуры БПФ к функции регистрируемого момента $M(t)$.

Представленные на рис. 2 функции $D_\omega(\tau)$ вариации угловой скорости вращения антенны получены при использовании спектров, приведенных на рис.1. Кривые построены при не-

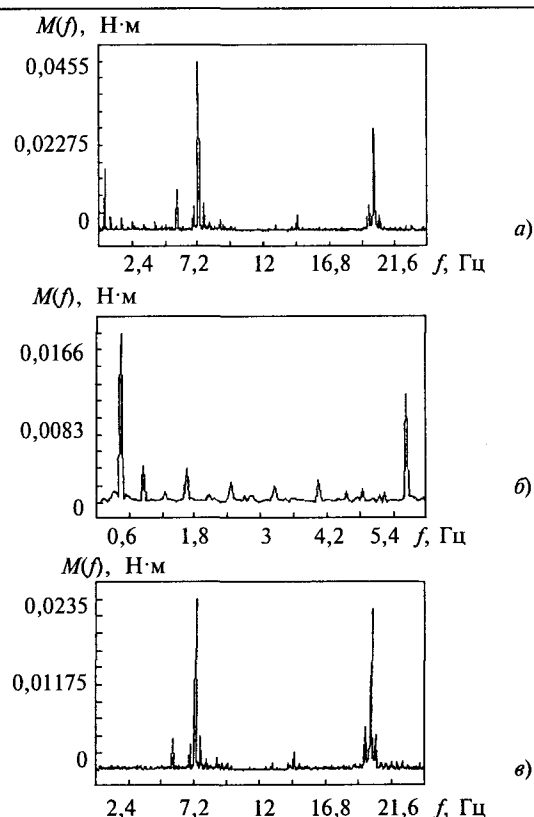


Рис.1. Спектральные характеристики измеряемого момента

а — исходное состояние антенны до балансировки; б — то же, что на рис.1,а в полосе частот до 6 Гц; в — спектральная характеристика после балансировки

посредственным использованием формулы (5) и определяют в различных частотных диапазонах изменение средней вариации скорости на интервалах времени в пределах одного периода оборота ротора. Напомним еще раз, что значение $D_\omega(\tau)$ характеризует средний уровень вариации скорости на произвольно расположенном в области определения момента интервале времени длительностью τ . Анализ кривых рис.2 позволяет заметить следующее.

1. Квадрат вариации скорости вращения антенны при учете лишь одной составляющей спектра момента, например, составляющей на частоте вращения ротора $f = 0,4 \text{ 1/с}$ определяется в соответствии с (5) как функция

$$D_\omega(\tau) = \sqrt{2} b [\sin(\pi f \tau)] / (2\pi f) \approx 0,0084 \sin(0,4\pi \tau), \text{ рад/с},$$

где b — уровень спектральной составляющей момента на частоте $f = 0,4 \text{ 1/с}$ (см. рис.1,б). Полученное выражение позволяет определить уровень средней вариации скорости на произвольном интервале времени, меньшем периода. Средняя вариация скорости за время одного оборота, т.е. на интервале $\tau = 1/f$ равна нулю, и поэтому усредненные на таком интервале вре-

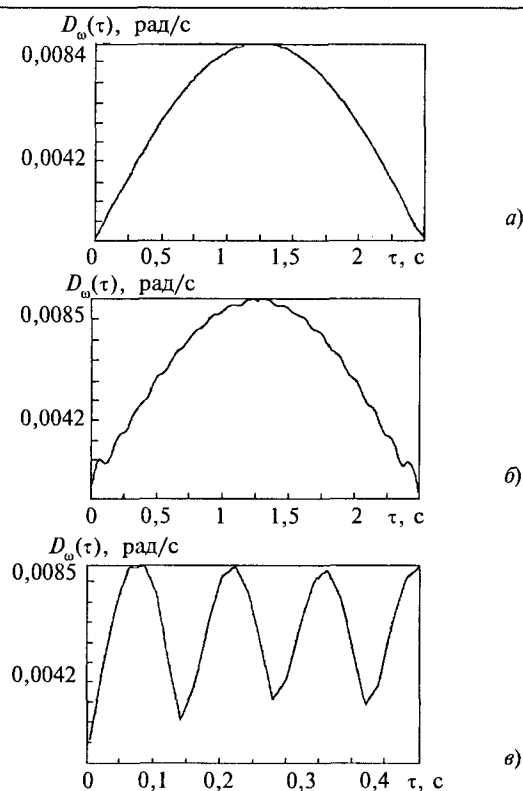


Рис.2. Вариация угловой скорости вращения антенны радиометра:

а — диапазон частот до 4 Гц; б — диапазон частот до 8 Гц; в — диапазон частот 5—8 Гц

мени какие-либо экспериментальные или расчетные оценки неравномерности угловой скорости вращения не дают никакого представления о реальном изменении угловой скорости вращения.

2. Практически таким же свойством обладает приведенная на рис.2,а функция $D_{\omega}(\tau)$, вычисленная в частотном диапазоне до 4 Гц, где в основном присутствуют составляющие момента на частотах, кратных оборотной частоте (рис. 1б). Эта функция практически полностью совпадает с приведенной выше одночастотной вариацией, что связано с весьма слабым влиянием высокочастотных составляющих спектра момента на уровень вариации.

3. Функция вариации, показанная на рис.2,б, построена с учетом спектральных составляющих момента в частотном диапазоне до 8 Гц. Весьма интенсивные (вблизи частоты 7,2 Гц) возмущения ротора (рис.1,а) не приводят и здесь к сколько-нибудь существенному изменению как характера вариации на принятом интервале времени, так и максимального значения вариации скорости внутри этого интервала; они лишь несколько увеличивают вариацию угловой скорости вращения на больших (порядка периода) интервалах времени.

4. Характер влияния высокочастотных возмущений ротора на уровень вариации скорости иллюстрирует зависимость $D_{\omega}(\tau)$, построенная на интервале времени $\tau \leq 0,5$ с для области частот 5—8 Гц. Наблюдаемая периодичность процесса определяется здесь частотой 7,2 Гц переключения обмоток двигателя (см. рис.1,а). Следует также обратить внимание на характерную особенность преобразования $\omega(t) \rightarrow D_{\omega}(\tau)$, состоящую в том, что огибающая функции $D_{\omega}(\tau)$ всегда выделяет несущую частоту сигнала $\omega(t)$ [4].

С практической точки зрения существенное значение имеют, разумеется, лишь длительности интервалов τ и соответствующие им максимальные значения функций $D_{\omega}(\tau)$. Представленные кривые убедительно показывают, что эти максимумы определяются в основном низкочастотными составляющими спектра действующего момента: максимальные значения кривых на рис.1,а и б практически совпадают, тогда как соответствующие высокочастотные части спектров момента существенно различны.

Заметим также, что после проведения динамической балансировки антенны радиометра низкочастотные составляющие спектра момента были почти полностью устранены (рис.1,в). Максимальный уровень полученной в результате зависимости $D_{\omega}(\tau)$ (здесь не приводится) снизился примерно на порядок.

С точки зрения функционального назначения радиометра наиболее критичным фактором является стабильность времени полного оборота антенны. Соответствующие оценки легко получаются при использовании кривых рис.2 и составляют практически одинаковые значения порядка 1 мс как для несбалансированной, так и сбалансированной антенны радиометра, что должно быть совершенно очевидным в силу вышеизложенного. С другой стороны, максимальная неравномерность угловой скорости вращения, оцениваемая как выраженное в процентах отношение $A = (\max[D_{\omega}(\tau)]/f)100$, оказывается для этих случаев уже существенно различной. Полагая в случае несбалансированной антенны $\tau = 1,25$ с находим (см. рис.2,а или б) $A \approx 0,33\%$, что практически совпадает со значением, полученным в [2]. Для радиометра, подвергнутого динамической балансировке, эта величина составляет около 0,03%.

Характер представленных зависимостей $D_{\omega}(\tau)$ имеет скорее методологический интерес, поскольку позволяет оценивать доброкачественность тех или иных средств контроля неравномерности угловой скорости вращения по длительности используемых интервалов времени измерения. Малые и большие в определенном смысле продолжительности времени измерения не позволяют, по-видимому, получать сколько-нибудь достоверную информацию о нерав-

номерности угловой скорости вращения. Действительно, при малых (близких к нулю) значениях τ вариация всегда близка к нулю по определению (см. (3)), тогда как ненулевая вариация на больших в сравнении с продолжительностью одного оборота интервалах времени указывает разве что на отсутствие режима стационарного вращения. Это последнее обстоятельство и, в частности, наблюдаемое иногда монотонное изменение максимумов функций $D_{\omega}(\tau)$ на интервалах времени в течение нескольких средних периодов оборота ротора можно интерпретировать как признак отсутствия стационарного режима работы машины.

Выводы

1. Введено понятие о среднем квадрате вариации угловой скорости вращения ротора на конечном интервале, что позволяет реализовать достаточно простую и эффективную процедуру построения оценок неравномерности угловой скорости вращения на основе измерения действующего на ротор результирующего момента.

2. Показано, что практическая реализация процедуры осуществляется при использовании стандартного силоизмерительного оборудования и не требует применения каких-либо специальных устанавливаемых на роторе и/или статоре двигателя датчиков или иных мерительных средств.

3. Предложенная методика позволяет одновременно оценивать оптимальные длительности интервалов измерения, а также получать представление о характере изменения средней угловой скорости ротора на длительных интервалах времени.

4. Эффективность предложенного метода и

разработанного программного обеспечения его практической реализации подтверждены результатами анализа неравномерности угловой скорости вращения массивной антенны радиометра.

Список литературы

1. **Микродвигатели** для систем автоматики: Справочник./Под редакцией Э.А. Лодочникова, Ю.Ф. Юфрова. М.: Энергия, 1969.
2. **Федоров В.В.** Синхронизованный тихоходный привод с бесконтактным двигателем постоянного тока// Тр. ВНИИЭМ. 1987. Т.83. С. 116—119.
3. **Потапов Л.А., Юферов Ф.М.** Измерение вращающихся моментов и скоростей вращения микродвигателей. М.: Энергия, 1974.
4. **Малаховский Е.Е.** Критерии связности изображения, получаемого с геостационарного спутника// Исследование Земли из Космоса. 1991. № 2. С. 56—64.
5. **Mahr W.** Measuring and Processing Charge Signals from Piezoelectric transducers// Translation from "Technisches Messen". 1982. 49. №4. P. 149.
6. **Martini K.H.** Multicomponent dynamometer using quartz crystals as sensing elements // ISA Transaction. 1983. Vol. 22, №1. P. 35—46.
7. **Бендат Дж., Пирсол А.** Прикладной анализ случайных данных. М.: Мир, 1989.
8. **Малаховский Е.Е., Айриян Г.В.** Балансировка ротора на основе измерения сил и моментов, действующих на корпус машины// Проблемы машиностроения и надежности машин. 1999. № 6.

Малаховский Ефим Евгеньевич — старший научный сотрудник НПП "ВНИИЭМ". В 1995 г. защитил докторскую диссертацию по теме: "Динамическая точность гибких космических аппаратов".

Федоров Владимир Васильевич — начальник лаборатории НПП "ВНИИЭМ". В 1980 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме: "Исследование и разработка БДПТ".

БИБЛИОГРАФИЯ

Рецензия на книгу Копылова И.П. «Электрические машины»¹

Первое издание данного учебника по общему курсу "Электрические машины", адресованного студентам электромеханических и электроэнергетических специальностей, вышло в свет в 1986 г.² Учебник был переведен на английский и другие языки.

Во втором издании автор существенно переработал первую главу "Введение в электро-механику", а остальные семь глав дополнил сведениями о появившихся в последние годы электрических машинах.

Однако за время между двумя изданиями данного учебника в вузах России произошли существенные изменения — многие технические и технологические институты получили статус университетов. Это потребовало существенного изменения учебных программ, а следовательно, и учебников в сторону большей их теоретизации с целью максимального приближе-

¹ Копылов И.П. Электрические машины: Учебник для вузов. 2-е изд., перераб. М.: Высшая школа, Логос, 2000. 607 с.

² Копылов И.П. Электрические машины: Учебник для вузов М.: Энергоиздат, 1986. 360 с.: ил.

ния к университетскому образованию. В развитие этой тенденции специальность "Электрические машины" и большинство кафедр того же названия были преобразованы в специальность "Электромеханика" и кафедры электромеханики. Более того, у ряда специальностей, например 10.02.00 — Электроэнергетические системы и сети, 10.04.00 — Электроснабжение (по отраслям) и др. курс "Электрические машины" преобразован в курс "Электромеханика", что дополнительно потребовало включить в прежний объем курса материал по ряду электромеханических и электромагнитных преобразователей энергии (магнитным усилителям, преобразователям частоты различных датчиков и т.д.).

Если за весь предшествующий период (около 100 лет) существования курса "Электрические машины" он вообрал в себя в качестве обязательной составной части только один электромагнитный аппарат — трансформатор, как частный случай (один из режимов работы) асинхронной машины, то за последние годы число дополнительных включений в курс далеко превышает десяток. В то же время мы являемся пассивными наблюдателями, когда классические учебные курсы, к которым относится и курс "Электрические машины" (включая его вариации), вынужденно и вполне закономерно сокращаются по объему часов в пользу развития современных, молодых курсов, появляющихся по велению времени. При этом общий бюджет времени по учебным планам различных специальностей, естественно, сохраняется.

Другими словами, современные ученые-электромеханики вынуждены в меньший объем курсов "Электрические машины" и "Электромеханика" вложить больший объем информации, что, естественно, требует коренного преобразования этих курсов.

На наш взгляд единственным средством разрешения этого противоречия является максимальное обобщение теоретического материала современных учебников (не только "Электрические машины"), но и всех других классических курсов. Представляется, что переход любой дисциплины в разряд классических должен сопровождаться ее теоретизацией (обобщением). Либо возможно ее полное исчезновение как отжившей, как вехи на пути к более современным дисциплинам.

В свете сказанного представляется, что рецензируемый учебник профессора И.П.Копылова в полной мере соответствует этим требованиям и является одним из первых вузовских учебников России, столь полно и современно обобщившим теорию курса, в данном случае — электрических машин. Он отличается от вышедших ранее тем, что начиная с первой гла-

вы "Введение в электромеханику", автор максимально использует современные достижения общей теории электрических машин, т.е. по существу излагает общую теорию всех основных типов индуктивных электрических машин на основе обобщенной электрической машины. Получаемые при этом системы дифференциальных уравнений описывают электромагнитные и электромеханические переходные режимы различных типов электрических машин. Автор приводит различные системы координат (α - β , d - q , u - v) для построения математических моделей машин и дает обоснованную рекомендацию по практическому применению этих систем координат.

Далее от обобщенной электрической машины автор переходит к обобщенному электромеханическому преобразователю энергии, имеющему m обмоток на статоре и n обмоток на роторе, что позволяет учесть бесчисленное количество высших гармоник магнитного поля, вызванных различными факторами в реальной электрической машине. Дополнив это описанием физической сущности и математическими выражениями магнитного поля процесса наведения ЭДС, возникновения электромагнитного момента, структур обмоток и т.д., автор, фактически, обеспечил возможность и реально подтвердил общность всех типов электрических машин.

Здесь уместно вспомнить слова профессора Г.Н.Петрова: "Обобщенный подход к анализу рабочих режимов электрических машин содержит еще не использованные возможности для исследования в области электромеханики..., основы общей теории электрических машин могут рассматриваться как введение в тензорный анализ электромеханических преобразователей энергии"³. Вот так высоко оценивал обобщенную теорию электрических машин и ее возможности один из корифеев науки об электромеханике. Рецензируемый учебник яркое тому подтверждение.

Особо следует сказать о законах электромеханики, которые в курс электрических машин впервые ввел И.П. Копылов и с которых собственно и начинается теоретическая часть "Введение в электромеханику" и учебника в целом. Если первые два закона электромеханики являются более подробной, целенаправленной и весьма полезной интерпретацией известного закона сохранения энергии М.В.Ломоносова и принципа обратимости электрических машин Э. Ленца, то третий закон электромеханики заслуживает отдельного разговора в силу своей новизны и исключительной полезности. Дело в

³ Петров Г.Н. Электрические машины: Учебн. для вузов. Ч.3 М.: Энергия, 1968. С.222.

том, что из всех прежних отечественных учебников по данному курсу далеко не явно следовал вывод о том, что электромеханическое преобразование энергии осуществляется взаимно неподвижными магнитными полями. В результате мало кто из электромехаников владеет этим важным заключением впервые оформленным профессором И.П.Копыловым в виде третьего закона электромеханики.

Начав в первой главе с изложения обобщенной теории всех типов электрических машин на базе дифференциальных уравнений, описывающих переходные режимы и наметив пути перехода к установившимся режимам, в последующих главах автор вновь возвращается к детальному описанию переходных режимов отдельных типов электрических машин. После получения уравнений установившегося режима автор излагает более строго классический материал — схемы замещения, векторные и круговые диаграммы.

Таким образом, большая математизация общего курса электрических машин позволила автору более строго и полно, причем без увеличения объема учебника, изложить теорию электрических машин и ввести более глубокие математические методы исследования в смежные курсы. При этом весьма важно, что полнее раскрыта общность различных типов электрических машин, что позволило создать единое математическое описание процессов электромеханического преобразования энергии как в индуктивных, так и в емкостных и индуктивно-емкостных электромеханических преобразователях энергии.

Большим достижением автора является тот факт, что учебник фактически предназначен для трехуровневой подготовки специалистов по разделу "Электромеханика". Представляется, что, лектор без труда найдет в ней необходимый материал, отвечающий программам подготовки бакалавров, инженеров и магистров при соответствующем усечении ряда глав, разделов и параграфов в зависимости от уровня подготовки специалистов. Ценно и то, что при изложении материала по отдельным типам машин автор приводит необходимые данные по современным отечественным сериям этих машин. Например, в третьей главе "Асинхронные машины" автор предусмотрел параграф, посвященный современным сериям асинхронных машин, и привёл конструкции и некоторые справочные данные ряда современных серий 4А, 5А, АИ, РА и др. Это весьма ценно с точки зрения приближения будущих электромехаников к практике.

В то же время рецензируемый учебник на наш взгляд не лишен и недостатков.

1. Последовательность изложения материала по отдельным типам электрических машин выдержана автором в классическом стиле московской школы электромехаников, предложенной еще профессором Г.Н.Петровым в 50-х годах: трансформаторы — асинхронные машины — синхронные машины — машины постоянного тока — коллекторные машины переменного тока — другие преобразователи энергии. При классическом изложении курса эта последовательность была одной из лучших, возможно и самой лучшей.

Однако в настоящее время, когда курс электрических машин, и рецензируемый учебник — тому пример, высоко математизирован и основан на общей теории электрических машин, представляется целесообразным соответствующий пересмотр этой последовательности с целью обеспечения дедуктивного метода изложения всего материала учебника. Сам факт, что "Общие вопросы теории машин переменного тока", а это, по-существу, общие вопросы электрических машин (поскольку сюда вписывается и теория машин постоянного тока), автор учебника перенес из середины классического курса в начало под названием "Введение в электромеханику" следует рассматривать как весьма прогрессивное новшество, обеспечивающее стройность изложения курса в целом. Одновременно это позволяет изложить дальнейший материал по дедуктивному принципу — от общего к частному, что практически исключает повтор материала и позволяет сократить объем учебника.

Так, после главы "Введения в электромеханику" автор рассматривает главу "Трансформаторы", а затем главу "Асинхронные машины".

Однако трансформаторный режим представляет собой один из четырех режимов работы асинхронной машины, как совершенно справедливо пишет автор на с. 239—240. В таком случае представляется, что трансформатор целесообразно было бы рассмотреть после асинхронной машины (как частный случай), одновременно сократив материал за счет преобразования (упрощения) уже готовой математической модели асинхронной машины.

Аналогично, целесообразно рассмотрение асинхронных машин после синхронных, как частного случая последних (в случае потери возбуждения).

Куда же поместить машины постоянного тока? Здесь, на наш взгляд, возможны два пути: либо они представляют собой преобразованные синхронные машины, когда переменная ЭДС якоря выпрямляется с помощью коллектора (режим генератора), либо, наоборот синхронная машина представляет собой преобразован-

ную машину постоянного тока, когда убирается коллектор и выводятся 3 (в общем случае m) зажимов переменного тока якоря (опять же m в виду генераторный режим).

На первый взгляд представляется целесообразным последовательность: синхронные машины — асинхронные машины — трансформаторы — машины постоянного тока — остальные машины. Думается, что такая последовательность позволит в большей степени показать общность всех типов электрических машин, уяснить, что все они по своей природе являются машинами переменного тока и, наконец, позволит существенно сократить объем курса за счет полного исключения повторов.

2. Рассматривая ЭДС в обмотках электрических машин (§ 1.11), автор по существу получает выражение для ЭДС обмоток машины переменного тока (с.82).

$$E_{\phi} = \pi \sqrt{2} f k_{\text{об}} \Phi_m = 4,44 f w k_{\text{об}} \Phi_m.$$

В то же время в учебнике отсутствует вывод выражения ЭДС якорных обмоток машин постоянного тока в известном виде $E = c_e \Phi_m n$. Думается что было бы целесообразнее сначала получить общее выражение для ЭДС проводника в виде

$$E_{\text{пр}} = B l v = \frac{B_m}{\sqrt{2}} l \frac{\pi D n}{60} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} B_{\text{ср}} l \frac{p n}{60} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \Phi_m f,$$

а затем тут же конкретизировать:

— для машин постоянного тока

$$E_a = E_{\text{пр}} = \frac{N}{2a} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \Phi_m \frac{p n}{60} \frac{N}{a} = c_e \Phi_m n;$$

— для фазы машин переменного тока

$$E_{\phi} = 2 E_{\text{пр}} w k_{\text{об}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi_m f w k_{\text{об}} = 4,44 c_e \Phi_m f w k_{\text{об}}.$$

3. Было бы желательно включить в учебник краткие сведения по геоэлектромеханике, так как такой самостоятельный курс, насколько нам известно, читается только в МЭИ.

4. На примере асинхронной машины наиболее трудно просматривается вопрос равенства частот вращения магнитных полей статора и ротора. В связи с этим было бы целесообразно на с.38 привести это доказательство. Что касается синхронных машин и машин постоянного тока, то этот вопрос очевиден.

5. В учебнике встречаются описки. Так, на с.36 автор ссылается на рис.1.25а и рис.1.25б.

Фактически рис.1.25 не расчленен на "а" и "б". На рис.3.16 (с.239) допущена описка в значении скольжения на границах тормозного, двигательного и генераторного режимов работы синхронных машин.

6. На некоторых электроэнергетических специальностях курс электрических машин преобразован в курс электромеханики с соответствующим дополнительным включением материала по ряду электромеханических и электромагнитных преобразователей (помимо электрических машин). Хотелось бы в данном учебнике иметь материал по этим преобразователям, например, по магнитным усилителям, преобразователям частоты и т.д.

Однако все приведенные недостатки учебника носят частный характер и нисколько не затрагивают его сущность, как прорыв в высокоматематизированный и обобщающий характер изложения теоретического материала различных типов электрических машин. Другим достоинством книги является тот факт, что автор после рассмотрения традиционных конструкции и теории каждого типа электрических машин в конце каждой главы излагает конструкции и принципы действия наиболее распространенных специальных исполнений. Так, в учебнике даны описания и конструкции коллекторных машин переменного тока, сверхпроводящих индуктивных накопителей, вентильных двигателей, электромашинных преобразователей, одноякорных преобразователей, емкостных, индуктивно-емкостных электромеханических преобразователей, биодвигателей и т.д., Понимание процессов преобразования энергии в этих машинах помогает глубже разобраться в практически неисчерпаемых вариациях и возможностях электромеханических преобразователей энергии и стимулирует изобретательское мышление обучающегося.

В заключение следует отметить, что рецензируемый учебник профессора И.П.Копылова является весьма современным, отвечающим тенденции развития высшего образования в России и максимально соответствующим только что вошедшему в практику Государственному образовательному стандарту II поколения.

Б.Х.Гайтов, доктор техн. наук, проф., заслуженный деятель науки и техники РФ, чл.-кор. АЭН РФ.

IV-я Международная конференция по электротехнике, электромеханике и электротехнологии "МКЭЭ-2000"

IV международная конференция по электротехнике, электромеханике и электротехнологии "МКЭЭ-2000" прошла с 18 по 22 сентября 2000 г. Организаторы конференции: Министерство общего и профессионального образования РФ, Московский энергетический институт (ТУ), Управа района "Лефортово" г. Москвы, Академия электротехнических наук Российской Федерации (АЭН РФ), Международная академия электротехнических наук (МАЭН), Акционерное общество "ВНИИКП", Фонд содействия развитию малых форм предприятий в научной сфере, Московский институт стали и сплавов (Технологический университет), Научно-исследовательский центр проблем интеллектуальной собственности (НИИЦПРИС), Всероссийский электротехнический институт (ВЭИ), Холдинговая компания ОАО "Электrozавод", Российское отделение института инженеров электротехники и электроники (IEEE) PEL/IE/PE.

В конференции приняли участие представители 52 высших учебных заведений, 6 Академий наук, 15 отраслевых научно-исследовательских институтов, 28 производственных объединений из России и 15 стран дальнего и ближнего зарубежья (США, Германии, Италии, Греции, Югославии, Польши, Китая, Ливана, Марокко, Литвы, Молдовы, Украины, Армении и Казахстана).

На семи секциях конференции были сделаны 132 доклада.

На одной из основных секций "Электротехнические материалы и компоненты" (подсекции "Электроизоляционные материалы и изделия", "Полупроводниковые и сверхпроводниковые материалы и компоненты", "Магнитные материалы и компоненты") активно обсуждались новые подходы к созданию, исследованию и применению электроизоляционных, полупроводниковых и магнитных материалов и элементов электромеханических систем. Особое внимание было уделено проблемам и разработке малотоксичных, экологически чистых и пожаробезопасных электроизоляционных материалов, аморфных полупроводников, композитных магнитных радиопоглощающих материалов, использованию компьютерной методологии на всех стадиях создания новых материалов. Были представлены новые исследовательские комплексы и результаты многих разработок новых материалов и элементов для различных отраслей промышленности.

Секция "Электромеханические системы и устройства" (подсекции "Электропривод", "Электрические машины" и "Электрические аппараты") на конференции была самой представительной по числу докладов. Обсуждался широкий спектр проблем современной электромеханики. В центре внимания были вопросы регулируемого и следящего электропривода, со-

здания серии преобразователей частоты массового использования, вентильно-реактивного привода и других нетрадиционных электроприводов и электрических машин. Большой интерес вызвал доклад, посвященный основным тенденциям развития автомобильной промышленности в мире и перевода автомобилей на топливные элементы, что неизбежно вызовет спрос на создание серий специализированных электрических машин средней и большой мощности. Много внимания было уделено вопросам повышения эффективности систем электроснабжения и улучшению качества электроэнергии, применению современной компьютерной технологии в проектировании электромеханических систем, работающих в сложных динамических режимах.

На секции "Электротехнология" обсуждались проблемы управления электротехнологическими установками с использованием микропроцессорных средств, вопросы моделирования и оптимизации сложных электротермических процессов.

В центре внимания секции "Инженерная экология в электротехнике" были современные методы и программное обеспечение экологического мониторинга окружающей среды, проблемы защиты от вредных воздействий среды на здоровье человека.

Секция "Подготовка и переподготовка инженерных кадров в области электротехники" обобщила опыт создания новых методик преподавания университетских курсов для наукоемких специальностей, рассмотрела передовые приемы подготовки и переподготовки инженеров в условиях широкого использования компьютерной техники.

Большой интерес участников конференции вызвала работа новых секций "Электрофизика и электротехника" и "Наукоемкие технологии и рынок. Роль малых форм предпринимательства в развитии науки".

Конференция проходила в атмосфере деловой заинтересованности, дискуссии и диалоги содержали критические замечания, предложения и дополнения.

В ходе работы "МКЭЭ-2000" были определены крупные проблемы из числа названных, нуждающиеся в дальнейшей разработке и перспективные для инвестиций.

В "Трудах МКЭЭ-2000" содержится более 200 публикаций, рассказывающих о поисках и внедрении результатов научных исследований в электротехнической отрасли.

Следующая "Международная конференция по электротехнике, электромеханике и электротехнологии" состоится в сентябре 2002 г.

Оргкомитет "МКЭЭ-2000"
E-mail filikov@srv-vmss.mpei.ac.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина
Научный редактор Л.А. Романова

Сдано в набор 08.01.2001. Подписано в печать 20.02.2001. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 66

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

Вячеслав Григорьевич Огоньков

(к 60-летию со дня рождения)

14 апреля 2001 г. исполняется 60 лет Вячеславу Григорьевичу Огонькову.

Трудовую деятельность В.Г.Огоньков начал в 1959 г. в лаборатории изоляции высоковольтных электрических машин Всесоюзного электротехнического института им. В.И. Ленина. В то время в этой лаборатории проводились работы по созданию терморезистивной изоляции обмоток высоковольтных электрических машин, турбогенераторов и гидрогенераторов. В 1974 г. коллектив специалистов по электроизоляционной технике был переведен из ВЭИ им. Ленина во вновь образованный Всесоюзный институт электроизоляционных материалов (ВНИЭИМ). Во ВНИЭИМ В.Г.Огоньков работал до 1991 г., в том числе: с 1983 г. — заместителем директора по научной работе, с 1987 г. — первым заместителем директора по научной работе и в 1990—1991 гг. — директором института.

В.Г.Огоньков принимал активное участие в работах по исследованию новых стеклослюдянистых материалов и разработке новой технологии изготовления изоляции стержневых и катушечных обмоток машин и генераторов. Результаты этих работ были использованы при разработке новых систем терморезистивной изоляции. Он является одним из авторов систем терморезистивной изоляции монолит-2 и монотерм, которые были применены для обмоток высоковольтных электрических машин, турбогенераторов и гидрогенераторов и внедрены на заводах "Сибэлектротяжмаш", "Уралэлектротяжмаш", "Электросила", Сафоновском, Тираспольском и других электромашиностроительных заводах. Изоляция монолит-2 разработана и внедрена также для тяговых электродвигателей на Новочеркасском электровозостроительном заводе, Московском заводе "Динамо", Рижском электромашиностроительном заводе, Харьковском заводе "Электротяжмаш".

В.Г.Огоньков, работая заместителем директора по научной работе ВНИЭИМ, руководил работами по совершенствованию систем изоляции электрических машин, созданию отечественного технологического оборудования для производства электроизоляционных и фольгированных материалов, по техническому перевооружению электроизоляционных заводов.

В.Г.Огоньков без отрыва от производства окончил в 1973 г. Московский энергетический институт, в 1982 г. — аспирантуру ВЭИ им. Ленина и в том же году защитил во ВНИИ КП диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

В.Г.Огоньков является одним из создателей АО "Международный концерн "Ламинат", которое объединило в 1992 г. более 150 заводов и научных организаций электротехнической, электронной, радио-

технической, авиационной и других отраслей промышленности России, Украины, Белоруссии, Молдавии. Организация и функционирование концерна "Ламинат" позволили в трудные годы перестройки промышленности на рыночную экономику сохранить производство и разработку новых фольгированных и электроизоляционных материалов на Тираспольском заводе "Молдавиозолит" и обеспечить поставку этих материалов заводам России, выпускающим радиотехнические приборы и оборудование. В концерне "Ламинат" В.Г.Огоньков работает в 1992—1995 гг. вице-президентом, исполнительным директором Московского представительства, в 1995—1999 гг. членом совета директоров и с 1999 г. по настоящее время председателем совета директоров.

В 1994 г. Огоньков В.Г. создал АО "Научно-производственная фирма "Росламинат", учредителями которого явились Тираспольский завод "Молдавиозолит", концерн "Ламинат", Хотьковский завод "Электроизолит" и др.

НПФ "Росламинат" была создана для проведения научно-исследовательских работ по разработке фольгированных и электроизоляционных материалов, по созданию новых производств и организации поставки этих материалов предприятиям России. В НПФ "Росламинат" В.Г.Огоньков работает с 1994 по 1996 гг. генеральным директором, с 1996 г. и по настоящее время председателем совета директоров. В 1994—1997 гг. В.Г.Огоньковым совместно с работниками нефтяной промышленности была проведена работа по разработке конструкции и технологии изготовления комбинированных стеклопластиковых труб для промысловых трубопроводов нефтегазовых месторождений.

Результаты инженерных и научных исследований В.Г.Огонькова отражены более чем в 100 печатных работах, включая 35 авторских свидетельств на изобретения в области электротехники. Более 75% авторских свидетельств внедрены в промышленность с большим научно-техническим и экономическим эффектом.

В 1983 г. В.Г.Огонькову была присуждена Государственная премия СССР за разработку и внедрение в народное хозяйство широкой номенклатуры электроизоляционных материалов на основе слюдяных бумаг.

В 1998 г. В.Г.Огонькову была присуждена премия Правительства Российской Федерации за разработку конструкции бипластмассовых стеклопластиковых труб и оборудования технологической линии по их изготовлению с организацией серийного производства 180 км труб в год для промысловых трубопроводов нефтегазовых месторождений.

**Поздравляем Вячеслава Григорьевича с 60-летием
и желаем крепкого здоровья и творческих успехов.**

Минэнерго РФ, Правительство Свердловской области, Региональная энергетическая комиссия, ГУ "Свердловгосэнергонадзор",
Министерство энергетики, транспорта, связи и коммунального хозяйства Свердловской области, Администрация г.Екатеринбурга
УРАЛЭКСПОЦЕНТР

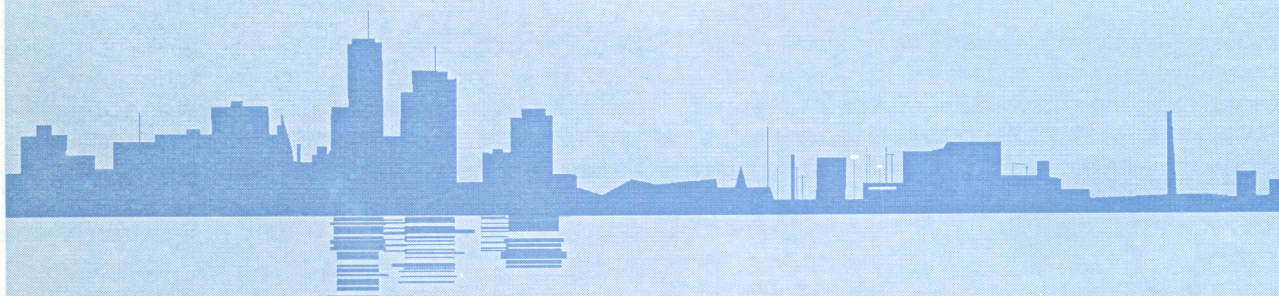
3-я специализированная **ВЫСТАВКА**

ГОРОД РЕСУРСЫ ЭНЕРГЕТИКА

В РАМКАХ II ВСЕСОЮЗНОГО СОВЕЩАНИЯ ПО ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЮ

11-13 апреля

Екатеринбург, ул. Громова, 145



- **Энергосбережение от проектов до технологий**
Екатеринбург - энергоэффективный город (энергоресурсосбережение в ЖКХ)
Энергосберегающие системы и оборудование
Измерительная техника для контроля и регулирования (счетчики, таймеры)
Системы энергоснабжения на основе малой и нетрадиционной энергетики
- **Энергетика и электротехника**
Оборудование и программное обеспечение для энергетики
Электротехническое и осветительное оборудование
Электроустановочные изделия и кабельная продукция
Теплотехническое оборудование
- **Городское и коммунальное хозяйство**
Системы теплоснабжения и вентиляции
Водоснабжение и водоочистка
Оборудование по сбору, переработке и утилизации городских отходов
Оборудование и техника по благоустройству города

Информационный спонсор - журнал "Энергетика Региона"



УРАЛЭКСПОЦЕНТР

ТЕЛ.: 3432/493017, 27
ФАКС: 3432/493019
E-mail: uralexpo@dialup.mplik.ru
<http://www.uralexpo.mplik.ru>