

# ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

*Да здравствует 1 Мая – День международной солидарности  
трудящихся в борьбе против империализма,  
за мир, демократию и социализм!*

[Из Призывов ЦК КПСС к 1 Мая 1977 года]

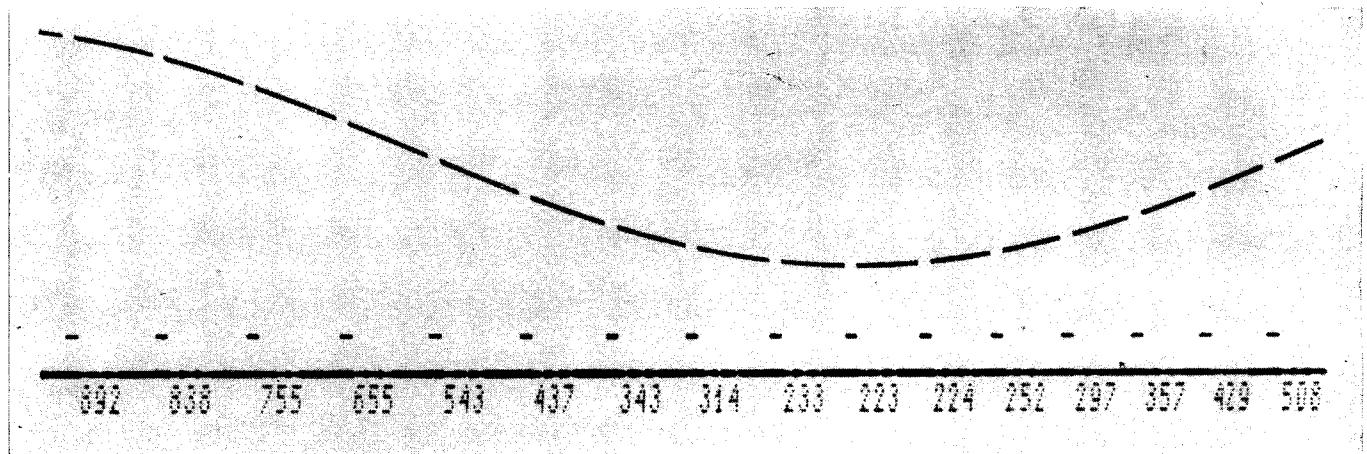
1977

ИЗДАТЕЛЬСТВО · ЭНЕРГИЯ ·



5

## УСТРОЙСТВО ДЛЯ ЗАПИСИ ИНФОРМАЦИИ НА СВЕТОЛУЧЕВЫХ ОСЦИЛЛОГРАФАХ



Технические возможности светолучевых осциллографов можно существенно расширить, если применить цифровое устройство управления отклонением гальванометров.

Эффективность предлагаемого устройства определяется:

нанесением на осциллограммы информации в заданных масштабах по любому из каналов или группы каналов, на любом месте и в любой форме знаков — цифр, букв, слов, различных символов и др.;

высокими скоростями нанесения знаковой информации; при собственной частоте гальванометра 7 кГц и чувствительности фотобумаги 1200 единиц плотность записи составляет до 400 знаков в секунду.

Источниками знаковой информации могут быть: магнитный накопитель, преобразователь угол — код или аналог — код и другой источник, имеющий на выходе двоично-десятичный код.

Совмещение записей знаковой информации с аналоговой устраниет расшифровку и обработку осцилло-

грамм, сочетает наглядность, удобство пользования и высокую точность записи.

Управление гальванометрами с помощью цифровой техники для нанесения знаков позволяет использовать современную элементную базу с высокой степенью интеграции и современную технологию изготовления печатных плат и монтажа.

Предлагается лицензия на право использования технического решения устройства записи.

По вопросу покупки лицензии обращаться по адресу:  
123231, Москва, В/О «Судозагранпоставка»

Телефон: 255-48-04

Телекс: 7116 Kurs SU

КОММУНИЗМ — ЭТО ЕСТЬ СОВЕТСКАЯ ВЛАСТЬ  
ПЛЮС ЭЛЕКТРИФИКАЦИЯ ВСЕЙ СТРАНЫ (Ленин)

ЖУРНАЛ  
ОСНОВАН  
в 1880 г.

# ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

5  
1977  
МАЙ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА  
СОВЕТА МИНИСТРОВ СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКИ  
И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

УДК 621.311.1.001.18

## Особенности прогнозирования при анализе развития электроэнергетических систем

Доктор техн. наук, проф. ВЕНИКОВ В. А., канд. техн. наук СОЛДАТКИНА Л. А.,  
инж. ПЛОТНИКОВ Э. А.

Московский энергетический институт

Проектирование развития электроэнергетических систем (ЭЭС) их объединений в современных условиях, как правило, не начинается с «нуля». ЭЭС формируются на базе уже работающих электростанций, крупных энергоузлов и отдельных систем, объединенных линиями электропередач различных напряжений.

При проектировании развития ЭЭС необходимо определить: уровни и территориальное распределение электропотребления; структурный состав потребления электроэнергии; потребность в тепловой энергии, структуру ее и режимные характеристики; потребность народного хозяйства в воде и режимы водопотребления и регулирования; режимные характеристики работы ЭЭС; ограничения, накладываемые необходимостью защиты биосферы на развитие и концентрацию производства электроэнергии; рассмотреть топливные и водноэнергетические ресурсы и определить пути их использования для строительства электростанций.

В вопросе выбора оптимального направления развития ЭЭС можно выделить три взаимно связанных между собой аспекта: прогнозирование, планирование и функционирование [Л. 1]. Задача прогнозирования не может решаться в отрыве от исследований в изложенных выше направлениях с использованием методов анализа и синтеза, составляющих диалектическое единство, осуществляющееся в каждой логической операции. Однако в процессе конкретного исследования эти операции могут выступать по очереди [Л. 2].

На развитие ЭЭС оказывает влияние большое число факторов. Если фундаментальная задача анализа ЭЭС состоит в том, чтобы выявить и найти

качественные и количественные факторы, влияющие на ее развитие, то задачей синтеза является формирование с помощью выделенных доминирующих факторов моделей развития (прогнозирующих систем), с допустимой степенью приближения дающих представление о направлениях этого развития под воздействием изменяющихся факторов.

Под прогнозирующей системой мы будем понимать совокупность методов исследования, математических и логических операций, объединенных единством последовательности действий процесса прогнозирования.

Задача прогнозирования показателей развития ЭЭС тесным образом связана с задачей управления ее развитием, в которой на первый план выдвигается необходимость непрерывной коррекции на основе вероятностно заданных сведений о протекании развития в будущем. При этом должна учитываться неполнота исходной информации во всех фазах процесса прогнозирования и возникающая при этом погрешность прогнозов.

Методология прогнозирования исходит из существования объективных законов развития общества, его производительных сил, проявляющихся как причинно обусловленные тенденции развития, связанные, однако, со многими случайными событиями [Л. 3].

Прогнозирование развития ЭЭС должно основываться на пространственном и временном иерархическом подходе. По временным уровням прогнозирование делится на краткосрочное (до 5 лет), среднесрочное (от 5 до 15 лет), долгосрочное (более 15 лет). На всех временных уровнях приходится решать задачи, связанные с разработкой принципов

формирования перспективной структуры ЭЭС, с покрытием переменной части графиков электрических нагрузок [Л. 4].

Пространственная иерархия может исходить из территориального разделения энергетики на ЕЭС, ОЭЭС, локальные ЭЭС и их энергоузлы. При переходе от высших территориальных уровней к низшим, как правило, наблюдается существенное влияние случайных факторов, которые в больших системах в значительной степени взаимно компенсируются. Однако первое не должно являться препятствием для исследования. Необходимо учитывать, что одним из важных этапов анализа и синтеза является агрегирование исходной информации. Этому еще не уделяется должного внимания.

Большинство исследователей отмечает, что основным методическим подходом к прогнозированию является такой, когда на основе изучения прошлого состояния ЭЭС путем всестороннего анализа имевших место закономерностей строится процесс будущего развития. Отдельные авторы считают, что по мере удаления сроков прогнозирования в связи с уменьшением информационной ценности исходных данных предыстории и погрешностью информации о будущем развитии ЭЭС следует рассматривать и все более общие показатели функционирования ее в будущем. Однако в последнее время отмечается все большая необходимость более подробного анализа таких показателей, как режимы электропотребления и нагрузки, на различных уровнях временной и пространственной иерархии управления развитием ЭЭС [Л. 5 и 6]. Это в первую очередь необходимо для тех ЭЭС, в которых будет преобладать доля АЭС и ГЭС комплексного, энергоирригационного назначения.

В наиболее общем виде последовательность действий при прогнозировании может быть следующей: анализ исходной информации — создание модели прогнозируемого процесса (или комплекса оценочных моделей) — определение неизвестных параметров модели — вычисление прогноза на требуемый интервал упреждения — оценка ошибок прогноза и логический анализ результатов. Последнее является той обратной связью в прогнозирующей системе (рис. 1), которая делает ее замкнутой по ошибкам прогнозов.

Методы прогнозирования условно можно разделить на качественные и количественные. Первые

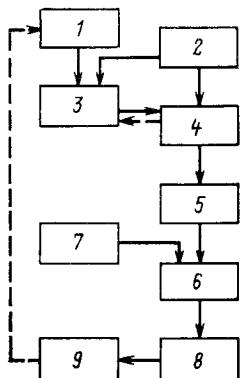


Рис. 1. Блок-схема прогнозирующей системы.  
 1 — исходные данные на период разработки прогноза; 2 — математический аппарат исследования; 3 — всесторонний факторный анализ, вывод закономерностей; 4 — условия агрегирования исходной информации; 5 — синтез прогнозирующей системы; 6 — модель прогнозирующей системы; 7 — сведения о развитии параметров прогнозирующей системы; 8 — прогноз; 9 — оценка ошибок и логический анализ результатов.

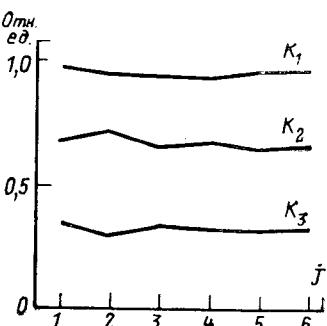
Вологодская областная научная библиотека

[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)

Рис. 2. Значения коэффициентов уравнения расчетов летних максимумов

$$P_{\text{л}} \text{ ЭЭС} \left( P_{\text{л}} = K_1 \frac{\partial_{\text{п. п}}}{T_{\text{п. п}}} + \right. \\ \left. + K_2 \frac{\partial}{T} + K_3 \partial_{\text{м. о}} \right)$$

в зависимости от числа объединяемых строк  $j$ -й системы уравнений (1) при  $i=3$ .



основаны в большей части на логическом анализе. Вторые — на математическом анализе статистических данных или эконометрических моделей. Обычно выделяют методы экстраполяции, моделирования, экспертизы. В процессе прогнозирования приходится пользоваться совокупностью методов прогнозирования, что существенно увеличивает степень объективизации прогнозов.

Важнейшим исходным материалом, определяющим требования к развитию ЭЭС, являются данные об уровнях и режимах электропотребления и нагрузок в расчетных сечениях прогнозируемого периода. Задача прогнозирования этих показателей усложняется тем, что проектирование развития ЭЭС, как правило, опережает проектирование отдельных промышленных объектов, отраслей народного хозяйства. Поэтому исследователю приходится сталкиваться с неопределенностью информации. В данной ситуации справедливо говорить о вероятностном прогнозе, дающем не точечное значение, а интервал значений в расчетных сечениях прогнозируемого периода. В этом случае при применении математического прогнозирования метод максимума правдоподобия находит широкое применение (частным случаем его является метод наименьших квадратов).

К классу новых перспективных методов математического прогнозирования следует отнести методы, основанные на регрессионном многофакторном анализе, учитывающие вероятностный характер зависимости показателей развития ЭЭС от основных факторов. В качестве последних обычно при этом выступают показатели развития экономики изучаемого района функционирования ЭЭС (национальный доход, валовой общественный продукт, степень индустриализации, капитальные вложения, демографические показатели и др.).

На примере одной из ЭЭС страны, отличающейся специфическим составом потребителей электроэнергии (наличие крупных сезонных потребителей — насосных станций машинного орошения, электроемких производств, высокая степень электрификации быта), рассмотрены основные вопросы формирования прогнозирующей системы для оценки направлений будущего ее развития.

Исследование показателей развития ЭЭС (уровней электропотребления с разделением на структурные составляющие, режимных показателей работы от суточных до годовых) за 11 лет (1962—1972 гг.) с применением методов многофакторного регрессионного анализа позволило выделить из со-

вокупности действующих на рассматриваемые показатели факторов основные из них и определить количественные связи между ними.

Обширность рассмотренной исходной информации вытекает из цели, поставленной в исследовании: отбор и проверка основных факторов, оказывающих доминирующее влияние на показатели развития ЭЭС с целью сведения их к минимуму без снижения требуемой точности расчетов.

На первом этапе проводится подробное исследование влияния изменения структуры электропотребления на режимные показатели работы ЭЭС в разрезе суток, месяцев и года. При этом суточные графики нагрузки месяцев года представляются среднемесечными графиками рабочих дней в отн. ед. (структура электропотребления также в отн. ед.).

В качестве условий агрегирования структурных составляющих годового электропотребления выбраны: относительное постоянство числа часов использования годового максимума нагрузки (с точностью  $\pm 5\%$ ); относительное постоянство годовых кривых месячного электропотребления в отн. ед. Вывод условий вытекает из возможности применения структурных составляющих в годовом разрезе для характеристики режимов работы ЭЭС вплоть до суточных графиков ее нагрузки.

Для решения задачи агрегирования предложен метод многократного решения системы линейных уравнений:

$$\sum_{i=1}^{i=k} A_{ji} x_i = C_j, \quad (j = \overline{1, n}), \quad (1)$$

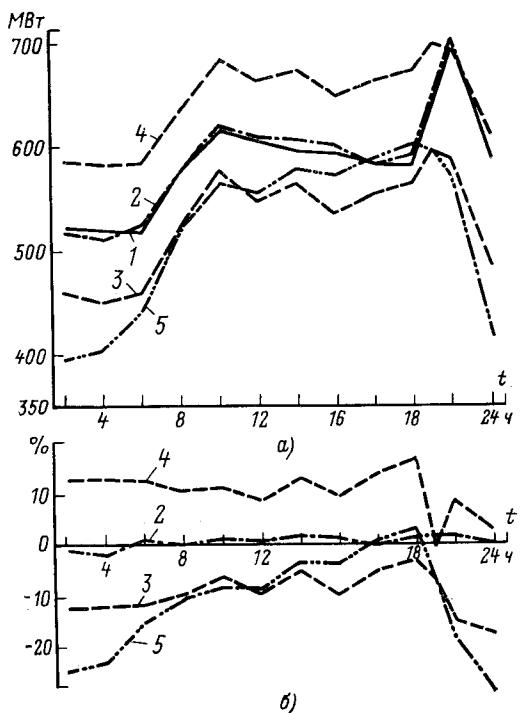


Рис. 3. Суточные графики нагрузки лета 1975 г. (а) и погрешность расчетов (б).

1 — фактический график (математическое ожидание) получен на основе замеров; 2 — расчет по математической модели; 3, 4 — расчеты по методу обобщенных характеристик при учете  $\mathcal{E}_{\text{п.п.}}$  в годовой структуре электропотребления (3) и при выделении  $\mathcal{E}_{\text{м.о.}}$  с применением метода наложения (4); 5 — расчет по методу института «Гидро-проект» (расчеты в п. 2—5 велись ретроспективно).

где  $A_{ji}$  — коэффициенты, 1/тыс. ч;  $x_i$  — электропотребление  $i$ -й структурной составляющей, млн. кВт·ч;  $C_j$  — максимум ЭЭС в  $j$ -й период.

Устойчивое решение системы уравнений (1) обеспечивается при применении свертывания по строкам и столбцам (достаточно объединить 4—6 периодов времени, рис. 2).

Исходя из того, что режимные показатели работы ЭЭС складываются в основном под влиянием изменений структуры электропотребления, нами была выдвинута гипотеза о том, что при принятых условиях агрегирования могут быть определены количественные связи между первыми (вплоть до суточных графиков нагрузки) и последними, выраженные в отн. ед. Для целей исследования суточные графики нагрузки представлены коэффициентами разложения их в ряд Фурье шестого порядка.

Многофакторный регрессионный анализ показал наличие тесных корреляционных связей между коэффициентами рядов Фурье и структурой годового электропотребления.

На основе полученных уравнений связи была разработана математическая модель расчета режимов работы ЭЭС (программа реализована на ЦВМ) от годовых до суточных графиков нагрузки. Установлено, что точность расчетов укладывается в  $\pm 1 — 5\%$  при представлении годовой структуры электропотребления рассматриваемой ЭЭС пятью составляющими: электропотреблением крупного трехсменного производства  $\mathcal{E}_{\text{п.п.}}$  промышленностью и строительством (без  $\mathcal{E}_{\text{п.п.}}$ )  $\mathcal{E}_{\text{п.п.}}$  — бытовым (внутриквартирным)  $\mathcal{E}_{\text{б.}}$ ; насосными станциями машинного орошения,  $\mathcal{E}_{\text{м.о.}}$ , остальными отраслями народного хозяйства  $\mathcal{E}_{\text{o.}}$ .

На рис. 3 показаны сопоставительные результаты расчетов суточных графиков нагрузки ЭЭС различными методами.

Таким образом, для рассматриваемой ЭЭС для получения достаточно точных результатов достаточно представить годовую структуру электропотребления пятью составляющими. Интересно отметить, что расчеты, выполненные по той же модели для ОЭС и энергоузлов, также показали достаточную точность.

Подробная детализация исходной информации (выделение более 20 структурных составляющих годового электропотребления ЭЭС), как видно из рис. 3, не повышает в данной ЭЭС точности расчетов суточных графиков нагрузки. Таким образом, доказана возможность снижения объема исходной информации за счет агрегирования для расчетов режимов работы ЭЭС при применении предложенных методов исследования, что значительно облегчает и задачу прогнозирования уровней электропотребления, так как известно, что между агрегированными системами существуют более тесные связи, для них более обосновано применение методов прогнозирования, основанных на экстраполяции.

В блоке 5 (рис. 1) должны быть сформулированы требования к процессу прогнозирования уровней электропотребления  $n$ -й составляющей (в нашем случае  $n=5$ ).

Для прогнозирования уровней электропотребления выделенными структурными составляющими

Населенные пункты и их характеристика	Средняя мощность (числитель, Вт) и электропотребление (знаменатель, кВт·ч) в год								Осветительные приборы	
	Электробытовые приборы									
	телевизор	холодильник	стиральная машина	радиоприемник	утюг	пылесос	вентилятор	электроагрегатные		
<b>Города и поселки городского типа</b>										
а) многоэтажная застройка с центральным отоплением и газификацией	172 240	126 230	320 100	90 50—25	570 160	420 50	50 10	—	515 320—275	
б) малоэтажная застройка без центрального отопления с газификацией	157 200	125 200	280 110	70 50—30	550 140	380 55	42 8	—	495 310—265	
в) то же, без газификации	152 145	120 190	280 120	66 50—30	525 105	380 30	40 8	850 120	380 260—225	
<b>Сельская местность</b>										
а) населенные пункты с плановой застройкой										
с газификацией	152 130	128 150	280 100	68 60—40	550 140	380 30	50 10	—	490 280—250	
без газификации	155 125	130 160	280 110	68 60—40	525 140	380 35	50 8	1160 175	470 300—260	
б) населенные пункты с индивидуальной застройкой										
с газификацией	150 125	130 130	280 65	73 95—50	525 85	380 25	40 6	—	415 250—215	
без газификации	150 75	120 100	280 40	67 85—45	600 85	360 20	40 6	800 100	395 300—255	

П р и м е ч а н и е. Меньшая цифра в знаменателе — при 100%-ном насыщении телевизорами.

годового электропотребления ЭЭС, наряду с методами экстраполяции по различным уравнениям связи с показателями развития народного хозяйства, применены методы моделирования (для бытового электропотребления), экспертизы (для Э.п.), нормативный, анализ международных данных, анализ данных по стране совместно с анализом возможных предельных значений удельного электропотребления, электровооруженности труда в промышленности, строительстве в расчетных сечениях прогнозируемого периода.

Для статистической обработки использованы ряды исходных данных длиной 15—17.

На основании большой серии расчетов установлено, что при параллельном прогнозировании по различным исходным уравнениям связи среднеквадратическое отклонение аппроксимации  $\sigma_A$  не может служить гарантой точности прогнозов. Между тем отдельные авторы делают попытки введения путем использования  $\sigma_A$  коэффициентов для объективизации прогнозов. В то же время известно, что с увеличением длины прогнозируемого периода  $t$  увеличивается погрешность прогнозов. В отношении оценки последних находят применение два метода:

1.  $\tilde{y} = f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_k) \pm \varepsilon;$
2.  $\tilde{y} = f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_k)(1 \pm \theta),$

где  $\tilde{y}$  — прогнозируемый показатель;  $f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_k)$  — функция, показывающая связь  $\tilde{y}$  с влияющими факторами  $x_1, x_2, x_3, \dots, x_k$ ;  $\varepsilon$  — ошибка аппроксимации;  $\theta$  — вариация отклонений  $\tilde{y}$ .

Однако приведенные формулы не дают объективной оценки отклонений прогнозов.

В выборе исходных уравнений прогнозирования уровней электропотребления при использовании регрессионных моделей можно отметить существенное преобладание субъективного подхода. С целью объективизации подхода к выбору исходных уравнений прогнозирования из полученной совокупности по результатам многофакторного регрессионного анализа нами предложен метод, основанный на критериальных оценках уравнений ошибок прогнозов, получаемых с помощью апостериорных расчетов по исходным уравнениям. Естественно, что на первом этапе этому должен предшествовать логический анализ. Затем расчетным путем определяется вид уравнения ошибок и его параметры для каждого исходного уравнения прогнозирования при варьировании длиной последовательных выборок из исходного ряда данных  $n$ , их положением внутри исходного ряда и длиной прогнозируемого ряда данных  $m$ . Обычно уравнение ошибок имеет вид:

$$|\Delta_{n+m}| = a + bn + cm. \quad (2)$$

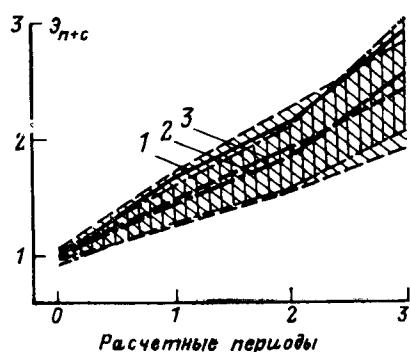


Рис. 4. Секторы прогнозов уровней электропотребления.

где  $|\Delta_{n+m}|$  — абсолютные значения относительных ошибок прогнозов;  $a, b, c$  — коэффициенты, определяемые методом наименьших квадратов.

Для выбора уравнений прогнозирования предложены критерии:

$$|\Delta_{n+m}| > 0; k_1 = \frac{\partial |\Delta_{n+m}|}{\partial n} < 0;$$

$$k_2 = \frac{\partial |\Delta_{n+m}|}{\partial m} > 0; |k_1| < |k_2|.$$

Если зависимость  $\bar{y} = f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_k)$  удовлетворяет приведенным выше критериям, то соответствующее уравнение включается в блок 6 (рис. 1) в виде

$$\tilde{y}_{n+m} = \tilde{y}_{n+m} \{1 \pm [|\Delta_{n+m}|(n, m)(1 \pm \vartheta_\Delta)]\}, \quad (3)$$

где  $\tilde{y}_{n+m}$  — вероятностное значение прогноза;  $\tilde{y}_{n+m}$  — математическое ожидание прогноза в сечении  $n+m$  периода прогнозирования;  $|\Delta_{n+m}|(n, m)$  — уравнение ошибок прогноза;  $\vartheta_\Delta$  — вариация ошибок прогноза.

По зависимости (3) область значений  $\tilde{y}_{n+m}$  получается в виде расходящегося сектора, что соответствует логике рассматриваемого процесса.

При  $n \geq 5$  и  $m \geq 5$  уравнение (2), как правило, соответствует статистическим критериям. Это уравнение позволяет также оценить необходимый объем исходного ряда  $n$  при заданных значениях  $|\Delta_{n+m}|$  и  $m$  или значение  $m$  при заданных  $n$  и  $|\Delta_{n+m}|$  для данного уравнения прогнозирования.

Параллельное прогнозирование при использовании регрессионных моделей выполнено по формуле

$$\tilde{y}_{n+m} = \frac{\sum_{i=1}^{i=k} \bar{y}_{i, n+m}}{k} \pm k_{n+m} \sigma_{n+m}, \quad (4)$$

где  $\tilde{y}_{n+m}$ ,  $\bar{y}_{i, n+m}$  — то же, что и выше (последнее для подмодели  $i=1, 2, 3, \dots, k$ );  $k_{n+m}$  — коэффициент надежности, определяемый по  $t$  — критерию Стьюдента или неравенству Маркова — Чебышева;  $\sigma_{n+m}$  — среднеквадратическое отклонение прогнозов  $\bar{y}_{i, n+m}$  для сечения  $n+m$  периода прогнозирования.

На рис. 4 приведены значения прогнозов  $\tilde{y}_{n+m}$ : 1 — по нормативному методу; 2 и 3 — по зависимостям (3) и (4) соответственно.

Расходящаяся область допусков прогнозов является закономерной и логически вытекающей из того, что при увеличении  $m$  снижается точность информации о поведении параметров прогнозирующей системы, представленных детерминированной последовательностью, а также могут изменяться параметры исходного уравнения.

Исследования показали, что наибольшие трудности возникают при прогнозировании бытового (внутриквартирного) электропотребления. Опыт прогнозирования  $\tilde{y}_b$  в рассматриваемой ЭЭС показал, что использование удельных норм расхода электроэнергии ( $\text{kVt}\cdot\text{ч}/\text{чел. в год}$ ) приводит к значительным ошибкам. Поэтому исследование  $\tilde{y}_b$  было выполнено с очень подробной дифференциацией (рис. 5) и проводилось в двух направлениях: путем анкетного обследования и анализа статистических данных. Результаты исследования были подвергнуты сравнительному анализу как между собой, так и с аналогичными данными в целом по стране, отдельным районам страны и с данными зарубежных стран.

Основным математическим аппаратом исследования явились метод многофакторного регрессион-

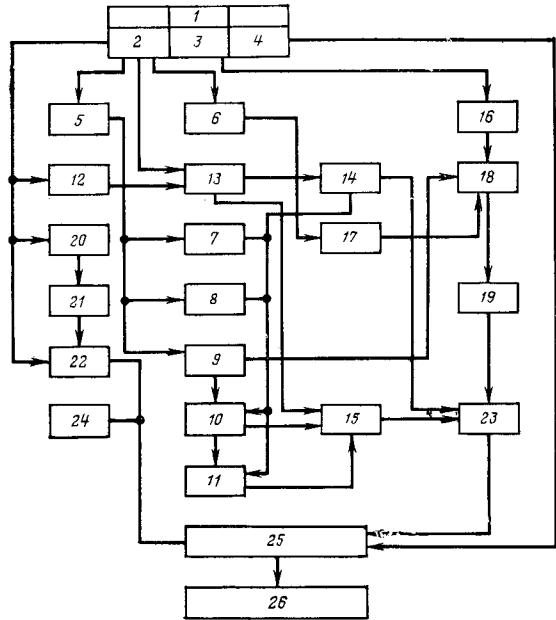


Рис. 5. Блок-схема исследования бытового (внутриквартирного) электропотребления.

1 — исходные данные; 2 — статистическая отчетность; 3 — данные анкетного обследования; 4 — дополнительные источники информации; 5 — численность населения; 6 — характеристика жилого фонда; 7 — городское население; 8 — сельское население; 9 — численность семей; 10 — число семей в городах; 11 — число семей в сельской местности; 12 — районирование территории по экономическим признакам; 13 — коммунально-бытовое электропотребление; 14 — удельное электропотребление; 15 — удельное электропотребление средних семей; 16 — определение коэффициентов семейности, жилой площади, числа комнат, электропотребления, мощности электробытовых приборов, удельного дохода, насыщенности электробытовыми приборами и других показателей электрификации быта с дифференциацией по территории, типу жилой застройки, местности, видам кухонного очага и отопления, удельному доходу и др.; 17 — выделение  $j$  структур по типам жилой застройки; 18 — дифференциация коэффициента семейности по  $j$ ; 19 — многофакторный регрессионный анализ, многократное решение системы линейных уравнений с целью определения закономерностей и электропотребления основными видами электробытовых приборов; 20 — доходы населения; 21 — покупательный спрос; 22 — динамика приобретения основных электробытовых приборов; 23 — основные закономерности коммунально-бытового электропотребления; 24 — экономические аспекты замещения энергоносителей; 25 — сопоставительный анализ; 26 — формирование модели прогнозирования.

ного анализа и метод многократного решения системы линейных уравнений, с помощью которых получены уравнения связи бытового электропотребления в зависимости от различных влияющих факторов (состава семьи, жилой площади, числа комнат, удельного годового дохода, установленной мощности электробытовых приборов и др.), а также определены показатели электропотребления основными видами электробытовых приборов. Применение метода последовательных исключений для определения последних показателей может дать погрешность до 14%.

Основным показателем при формировании модели прогнозирования  $\bar{\mathcal{E}}_b$  является электропотребление средней семьи с подробной дифференциацией, полученной при анкетном обследовании более 5000 семей в городской и сельской местности.

Исследование показало, что для получения достаточно надежных характеристик для выделенных типов семей, соответствующих генеральной совокупности, достаточно иметь 100—140 данных анкетного обследования (с учетом 20% отбраковки по различным причинам).

Разница прогнозов по методу анализа международных данных и модели вида (4) с (19) подмоделями не превышает 7% и снижается при росте  $t$ .

В результате исследования различных моделей прогнозирования структурных составляющих годового электропотребления было установлено, что вариация отклонений прогнозов  $\bar{\mathcal{E}}_b$  по пятилетиям изменяется примерно по линейному закону от  $t$ :

Годы	Пределы изменения $\bar{\mathcal{E}}_b$ по отношению к $\bar{\mathcal{E}}_{1980}$ , отн. ед.	Среднее значение $\bar{\mathcal{E}}_b$ , отн. ед.
1975	0,22—0,93	0,45
1980	1,0	1,0
1985	1,23—1,83	1,55
1990	1,4—3,2	2,4

При распространении этих выводов априори на прогноз  $\bar{\mathcal{E}}_b$  получена предварительная область значений  $\bar{\mathcal{E}}_b$  в сечениях  $n+m$ , которая практически оказалась близкой к области значений  $\bar{\mathcal{E}}_b$ , определенной методом экспертного опроса.

Определив, таким образом, состав подмоделей блока 6 (рис. 1), формируем комплексную модель прогнозирования рассматриваемых показателей развития ЭЭС.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А., Идельчик В. И. Электрические станции, сети и системы. М., «Энергия», 1974, т. 7. 208 с.
2. Кибернетика электрических систем. М., «Высшая школа», 1974. 328 с. Авт.: Ю. Н. Астахов, В. А. Веников и др.
3. Мелентьев Л. А., Кононов Ю. Д., Макаров А. А. О методологии долгосрочного прогнозирования в энергетике. «Вопросы экономики», 1974, № 1, с. 15—25.
4. Характеристика и взаимосвязь задач управления Единой электроэнергетической системой СССР на различных временных и территориальных уровнях. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1969, № 6, с. 17—23. Авт.: Ю. Н. Астахов, В. А. Веников и др.
5. Методы перспективного проектирования объединенных энергетических систем на современном этапе. — «Труды ВГПИ и НИИ Энергосетьпроект», 1970, вып. 1, с. 120—130. Авт.: Е. А. Волкова, И. М. Волькснау и др.
6. Принципы управления развитием и режимами Единой электроэнергетической системы СССР. CIGRE, Paris, 1972.

[29.10.1976]



УДК 621.316.1.001.2

## Принципы управления автоматизированной системой проектирования электросетевых объектов

ИРЛАХМАН М. Я., РУДАКОВ А. И., ЧЕРНЯКОВ В. Н., ШНЕЛЛЬ Р. В.

СО «Энергосетьпроект»

Внедрение ЦВМ третьего поколения, позволяющих унифицировать программы, массивы исходных данных, а также организовать в достаточно гибких формах общение человека с машиной, выдвигает на первый план системный подход к разработке специального математического обеспечения автоматизации проектирования. Это обеспечивается путем создания комплексов программ, связанных общей структурой информационной базы, общими средствами управления и общения человека с ЦВМ.

В этом отношении весьма интересны результаты разработки основ информационной структуры комплекса программ для решения сетевых задач на ЦВМ третьего поколения [Л. 1].

Однако решение задачи создания рациональной внутренней информационной структуры комплекса не исчерпывает проблем, связанных с реализацией системного подхода. Остается задача рационализации способов общения человека и ЦВМ в рамках

эргатической системы, т. е. задача создания рациональной внешней структуры управляющих и информационных предложений и программного обеспечения такой структуры, тесно связанного с составом технических средств общения, из которых, в первую очередь, следует рассмотреть графические и алфавитно-цифровые дисплеи. Вопросам улучшения средств общения человека в ЦВМ в настоящее время уделяется большое внимание (см., например, [Л. 2]).

Указанная внешняя структура может быть представлена в виде языка общения человека с ЦВМ и соответствующего этому языку программного обеспечения. Очевидна тесная взаимосвязь отдельных задач автоматизированной системы проектирования и необходимость обеспечения пользователя-специалисту в области, которой соответствует некоторый комплекс задач, доступа, по крайней мере, к смежным программам. Трудно требо-

вать от пользователя-технолога владения организацией и кодировкой информации различных комплексов. Следовательно, между таким пользователем и ЦВМ неизбежен посредник в виде службы, производящей перевод заданий с языка, понятного технологу, на язык, соответствующий тому или иному комплексу задач. Следствием подобной организации, как показывает опыт эксплуатации математического обеспечения ЦВМ второго поколения, неизбежно будет резкое снижение оперативности расчетов и появление большого числа трудно выявляемых ошибок. Еще в большей степени недопустимо отсутствие управляемых пользователем (технологом) информационных связей между комплексами.

Решение этой проблемы возможно на пути помещения отдельных комплексов или задач, не охваченных комплексированием, под управление программы более высокого уровня, обеспечивающей перевод управляющей и исходной информации с минимально формализованного, приближенного к профессиональному языку общения человека с ЦВМ [Л. 3—5] на входной язык комплекса или задачи. Такая программа позволит установить в общем случае нестандартные управляемые информационные связи между комплексами (задачами), охватывающие при необходимости и внутренние для комплекса задачи. Данная программа должна иметь характер надстройки над комплексами и оперировать с характеристиками комплексов и задач, представленными в виде списков, таблиц соответствия, связей между модулями, задачами, комплексами, организуя, в частности, массивы текущей информации в соответствии с указаниями пользователя.

К аналогичным выводам пришли при создании автоматизированных систем строительного проектирования [Л. 6].

В известной степени требованиям, предъявляемым к подобной управляющей программе (программе-посреднику), удовлетворяют принципы управляющей программы, сформулированные в [Л. 3] вместе с принципами языка общения. В основу языка общения положено понятие управляющего предложения — приказа, определенного как единица действия, процесс выполнения которой внутри вычислительной системы полностью формализован и выполняется машиной без участия человека. Результатом выполнения приказа является некоторое состояние системы, известное человеку-руководителю. Такое толкование понятия приказа является достаточно гибким, допускающим расширение рамок содержания отдельно взятого приказа по мере роста наших знаний и возможностей ЦВМ.

Внешне приказ выражается в виде некоторого текста, состоящего из последовательности слов и чисел, общая структура которой в достаточной степени формализована.

Для определения структуры приказа введены следующие понятия: поле — совокупность слов и чисел, имеющая определенное значение; вектор — непрерывная, строго формализованная последовательность единиц информации, имеющая этикетку; массив — строго формализованная последовательность векторов, имеющая наименование; наимено-

вание (этикетка) — слово, служащее для идентификации массива (вектора). Разделитель — символ или группа символов, определенных в конкретном приказе и служащих для ограничения полей либо массивов.

В соответствии с введенными понятиями структуру приказа можно определить в виде совокупности полей: управляющего поля — слова или совокупности слов, определяющих выполняемое действие и выраженных средствами, наиболее понятными человеку; информационного поля — одного или нескольких массивов или набора векторов, содержащих исходную информацию, необходимую для выполнения приказа; при задании этого поля должно быть указано либо содержание массива (или отдельных векторов, если оно известно), либо наименование этого массива, находящегося в памяти вычислительной системы, в котором содержатся необходимые данные; по умолчанию принимаются предусмотренные разработчиком наименования массивов; адресного поля, представляющего собой наименование массива, содержащего выходную информацию; по умолчанию выходной массив автоматически получает наименование в соответствии с управляющим полем; результирующего поля, представляющего собой перечень этикеток тех векторов адресного поля, которые необходимо выдать на печать сверх определенного для данного приказа минимума.

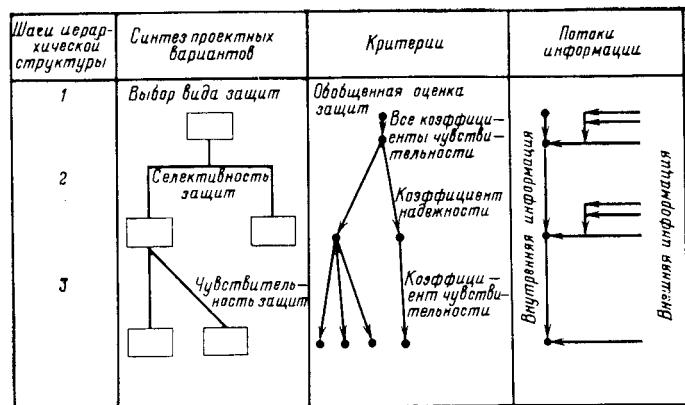
Каждый приказ внутри вычислительной системы обрабатывается по строго формализованным правилам.

Такой подход к содержанию управляющих предложений позволяет использовать в составе языка общения фрагменты профессионального языка. Так, управляющее поле может иметь вид: «Рассчитать дистанционную защиту», «Определить приведенный пролет», информационное — «Схема № 1», «ВЛ Белово—Новокузнецк» и т. п.

Наиболее естественно поставить в соответствие управляющему полю конкретного приказа некоторую программу, организующую переработку информации, содержащейся в массиве, определенном информационным полем в данные компонующиеся в массив, определенный адресным полем так, как это предлагается в [Л. 3].

Однако существует ряд задач, анализ технологии решения которых показывает, что в общем случае требование поставить в соответствие каждому приказу программу со своим информационным обеспечением, является неприемлемым.

Речь идет о задачах, решение которых содержит циклы различной степени вложенности. При этом подразумеваются не циклы, содержащиеся в какой-либо программной реализации конкретной задачи, а цикличность, имеющая место в самой сущности процесса проектирования. Дело в том, что для синтеза проектных вариантов, как правило, привлекается большое количество исходной информации, причем всю необходимую для синтеза информацию в большинстве случаев за один раз ни человек, ни вычислительная машина (на данном этапе) охватить не могут. Поэтому при построении различных моделей решения задачи существует стремление либо разделить ее на части и решать их по этапам,



что вызывает в той или иной степени нарушение внешних связей, либо укрупнить априорную информацию, что приводит к пренебрежению рядом внутренних связей, и далеко не всегда допустимо.

В [Л. 7] показано, что процесс проектирования электросетевых объектов должен строиться на основе многоуровневого синтеза проектных вариантов. При этом естественно предположить, что решения, принятые на некотором шаге, могут повлиять на предыдущие шаги вплоть до пересмотра ранее принятых решений. Кроме того, на каждом шаге можно предположить разветвление процесса синтеза, т. е. наличие множества вариантов, имеющих с точки зрения иерархической структуры один и тот же ранг и использующих общую область в поле информации (что не исключает использования и индивидуальных областей каждым вариантом).

Именно в этом и состоит причина появления цикличности решения многих задач проектирования (по крайней мере задач, носящих эвристический характер).

В качестве примера может быть рассмотрена задача проектирования релейной защиты для некоторого участка электрической сети. В этом случае подлежит расчету множество защит одного вида (дистанционные, токовые и т. п.). Для каждой защиты рассчитывается множество ступеней. Для каждой ступени существует множество расчетных условий, при этом каждое расчетное условие проверяется в множестве расчетных режимов. Таким образом, имеется цикл по режимам в пределах одного расчетного условия, цикл по условиям в пределах одной ступени, цикл по ступеням и, наконец, цикл по защитам.

Заметим, что информация, относящаяся к одной конкретной защите (привязка ее к сети, тип и т. п.), действует для всех вложенных циклов, поскольку она, очевидно, относится и к ступеням данной защиты, и к расчетным условиям, и, наконец, к режимам, в которых производится расчет параметров защиты. Аналогично информация появляющаяся при назначении ступени (номер ступени), полностью действует в циклах, вложенных в цикл по ступеням, и т. д.

Указанные циклы соответствуют шагам иерархического синтеза вариантов. Действительно, на первом шаге синтеза рассматривается все поле информации (сеть, возможный набор защит) и

производится первоначальный выбор вида защит (например, принимаются к рассмотрению дистанционные защиты). На этом шаге ставится цель установить пригодность данного типа защит для рассматриваемой сети. Критерием служит значение коэффициентов чувствительности всех защит во всех рассматриваемых режимах и точках, которое должно быть не меньше нормы. На последующих шагах поле структур сужается сначала до одной (каждой) защиты, затем до одного расчетного условия, затем до оценки чувствительности при выбранной уставке. Однако цель, поставленная на первом шаге, может быть достигнута лишь после всех шагов (или после всех шагов придется вернуться к первому, заменив вид защиты). Схематически изложенное представлено на рисунке.

Для того, чтобы можно было бы успешно управлять каким-либо процессом, необходимо, чтобы структура управления была адекватна структуре процесса.

В качестве подобного средства управления может быть рассмотрена структура языка общения, предусматривающая приказы различных уровней, с учетом на нижележащих уровнях всей информации, которая содержится в приказах верхних уровней.

В основу структуры предлагается положить следующие принципы: каждый приказ в соответствии со своим управляющим полем относится разработчиком к некоторому определенному уровню; количество уровней не ограничивается; предусматривается обязательное наличие некоторых особых уровней: системы, подсистемы, высшего, нулевого; возможно объединение высшего уровня с нулевым; управляющее поле уровня системы обеспечивает обращение к подсистеме автоматизированного проектирования; управляющее поле уровня подсистемы обеспечивает обращение к конкретной функции управления подсистемы; если подсистема имеет только одну функцию управления, уровень подсистемы опускается;

на уровнях системы и подсистемы используется только управляющее и адресное поля;

приказу нулевого уровня ставится в соответствие информация о количестве и управляющих полях следующих уровней;

исполнение рабочей программы происходит только на высшем уровне;

управляющее и информационное поле высшего уровня при исполнении суммируются с соответствующими полями предыдущих уровней;

адресное поле приказа нулевого уровня при исполнении суммируется с адресными полями следующих уровней;

управляющему полю нулевого и следующих уровней может ставиться в соответствие один или несколько программных модулей или совокупность модулей, выборка из которой производится ниже;

управляющему полю высшего уровня ставится в соответствие один или несколько программных модулей, а также информация о взаимодействии набора программных модулей, вызванных при прохождении всех уровней, начиная с нулевого.

Конкретизируем эти принципы применительно к проектированию релейной защиты. На нулевом

уровне возможны управляющие поля вида: «дистанционные защиты», «защиты от замыканий на землю», «дифференциальная защита» и т. п. В соответствии каждому из указанных полей ставятся информация о допустимых управляющих полях последующих уровней, а также информация о совокупности расчетных модулей, предназначенных для расчета данного вида защит. В частности, для приказа с управляющим словом «дистанционная защита» нужно провести такие мероприятия.

На первом уровне — «защита». Информационное поле этого приказа идентифицирует привязку рассчитываемой защиты к сети.

На втором уровне — «ступень» с указанием номера рассчитываемой ступени в информационном поле. Этот уровень является средством одновременно (при одном выходе на ЦВМ) рассчитывать несколько ступеней одной и той же защиты.

На третьем уровне возможно несколько приказов: «согласование», «отстройка от к. з.», «отстройка от нагрузки», «чувствительность», определяющие расчетные ситуации, которые могут следовать в произвольном количестве без возврата на предыдущие уровни. Эти приказы определяют конкретный модуль из совокупности нулевого уровня и своими информационными полями вносят дополнительную информацию (номер и ступень защиты, с которой ведется согласование; параметры нагрузочного режима и т. п.).

Высший уровень с управляющим полем «В режиме» завершает накопление информации и на нем происходит исполнение программы, рассчитывающей защиту в данных условиях.

Приказы высшего уровня могут повторяться без изменения накопленной на предыдущих уровнях информации. При возврате на третий уровень сохраняется информация первого и второго уровней (переход к другому расчетному условию) и т. п.

Отметим, что при «линейном» варианте языка (один приказ — одна исполняемая программа) пришлось бы при изменении режима, расчетного условия, ступени вновь каждый раз повторять задание одной и той же информации.

Информационное обеспечение приказа строится следующим образом.

Для работы приказа высшего уровня компонуется входной массив, состоящий из векторов, вызываемых на всех уровнях, начиная с нулевого. Векторы могут быть взяты из информационных полей соответствующих уровней, из информационно-поисковой системы или из текущего информационного фонда.

В процессе исполнения приказа компонуется выходной массив нулевого уровня, который поступает в текущий информационный фонд. Этот массив компонуется из массивов следующих уровней,

которые сохраняют свои наименования, и носит также многоуровневый характер.

Для извлечения вектора из массива, хранящегося в текущем фонде, необходимо знать наименование массивов всех уровней, включая высший.

Предусматривается возможность образования в текущем фонде массивов подсистем и при необходимости массива системы. В заключение следует отметить, что поскольку проектирование по существу представляет собой процесс управления, весьма вероятна применимость изложенных принципов не только к системам автоматизации проектирования, но и к автоматизированным системам управления производством.

На основе рассмотренных принципов с участием авторов была разработана автоматизированная система выбора уставок релейной защиты, рассчитанная на выполнение проектов релейной защиты электрической сети объемом до 120 узлов, 300 ветвей [Л. 8], которая в настоящее время успешно эксплуатируется во многих проектных и эксплуатационных организациях.

Этот же подход использовался при создании внешних структур управляющих и информационных программ комплексов автоматизированного проектирования электропередач и подстанций. В процессе эксплуатации выяснилось, что хотя указанная система в основном обеспечивает поставленные перед ней цели (повышение производительности труда, сокращение сроков проектирования и т. п.), имеются возможности для дальнейшего углубления степени автоматизации, в частности, за счет автоматической генерации расчетных режимов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кимельман Л. Б., Лосев С. Б., Россовский Е. П. Основы информационной структуры комплекса программ для решения сетевых задач для ЭВМ третьего поколения. — «Электричество», 1974, № 5.
2. Глушков В. М. Введение в АСУ. Киев, «Техника», 1974.
3. Принципы автоматизированной системы проектирования линий электропередачи. — «Электричество», 1973, № 2. Авт.: В. М. Заикин, М. Я. Ирлахман, Е. Н. Митрофанов, Р. В. Шнель.
4. Ирлахман М. Я. Основные принципы языка общения проектировщика с ЭВМ. — «Труды СибНИИЭ». «Энергия», 1973, вып. 24.
5. Шнель Р. В., Ирлахман М. Я. О системном подходе к автоматизации проектирования электрических сетей. — «Энергетическое строительство», 1972, № 10.
6. Еремина Ю. П. Язык общения пользователя-проектировщика с вычислительной машиной. — В кн.: Автоматизированная система проектирования объектов строительства. М., Изд. ЦНИПИАСС, 1973, с. 11—15.
7. Шнель Р. В., Митрофанов Е. Н. Многоуровневый синтез проектных вариантов электрических систем. — «Электричество», 1976, № 1.
8. Ирлахман М. Я. Специализированный комплекс для полуавтоматического выбора уставок релейной защиты. Труды СибНИИЭ, «Энергия», 1972, вып. 23.

[27.5.1976]



# Расчет гарантированных оценок безаварийности энергосистем

Канд. техн. наук ФАРХАДЗАДЕ Э. М.

Баку

Процесс эксплуатации оборудования и устройств неразрывно связан со стремлением обслуживающего персонала обеспечить безаварийность работы. Вводится различного рода избыточность (резервирование, уменьшение интервала между ремонтно-профилактическими работами, сокращение длительности плановых ремонтов, конструктивные изменения и пр.). При этом в большинстве случаев неизвестно, какова действительная степень безаварийности и какой она должна быть. На сегодня оценка безаварийности безусловно качественна, интуитивна.

Развитие энергетических систем, повышение ответственности установок приводят к росту эксплуатационных затрат. Существенно возрастают составляющие, обусловленные как неоправданно высокой избыточностью, так и последствиями аварий [Л. 1]. Поэтому одним из основных направлений повышения эффективности работы энергосистем является текущий количественный контроль обеспечивающей безаварийности [Л. 2].

Объективный характер численных значений вероятности возникновения аварий зависит от большого числа факторов. Заметную роль здесь играет неопределенность исходных данных о безотказности оборудования и устройств.

В статье приводится описание метода расчета гарантированных оценок обеспечивающей безаварийности энергосистем в условиях оперативно-диспетчерского управления.

Трудности решения поставленной задачи сводились к следующим.

1. Существующие алгоритмы моделирования интервалов времени между событиями отказа, так же как и вероятности возникновения события, не учитывают неопределенность исходных данных. Реально достижимые ретроспективные данные о надежности оборудования и устройств энергосистем малочисленны. Показатели надежности, вычисленные по этим материалам, имеют случайный характер. Поэтому и результат расчета безаварийности системы может существенно отличаться от действительного.

2. Сложен алгоритм процесса функционирования энергосистемы как системы многофункциональной, многоканальной, с логическими элементами и перестраивающейся структурой.

3. Время, необходимое для проведения расчета безаварийности, столь велико, что практически исключает возможность текущего контроля [Л. 3 и 4].

Проведенные автором исследования показали:

1. При отсутствии сведений о закономерностях изменения оценки параметра потока отказов  $h^*$  во времени  $t$  и выполнении условия  $h^*t \ll 1$ , неопределенность оценки математического ожидания длительности исправной работы  $\bar{T}^*$  достаточно полно учитывается функцией распределения  $F(\bar{T})$ , а неопределенность оценки вероятности проявления события  $\bar{P}^*$  — условной функцией  $F(\bar{P})$ .

Отметим, что зависимости  $F(\bar{T})$  и  $F(\bar{P})$  широко используются в практике контроля надежности изделий и известны как оперативные характеристики. Для периодического уточнения распределений  $F(\bar{T})$  и  $F(\bar{P})$  разработана специальная программа. Исходными данными для моделирования служат: число событий  $n$ , число единиц однотипного оборудования  $N$ , длительность наблюдения  $t_n$ . Существенно облегчая во многом одинаковые громоздкие расчеты, моделирование на ЦВМ позволяет разработать «библиотеку» оперативных характеристик конкретного оборудования и устройств энергосистемы.

2. Если функция  $h^*(t)$  определена и не исключается возможность направленного изменения (тренда), неопределенность функции распределения длительности исправной работы  $F(t_0)$  учитывается оценкой доверительной области ее изменения  $[F_1(t_0), F_2(t_0)]$ .

3. Аппроксимация статистической функции распределения длительности простоя в ремонте  $F^*(\tau_b)$  аналитической при моделировании неоправдана. Накопление статистических данных и изменение условий обслуживания требуют значительного времени для периодического уточнения типа функций  $F(\tau_b)$  и оценок ее параметров. В качестве исходных данных для моделирования целесообразно использовать непосредственно  $F^*(\tau_b)$ . Это позволяет не только достаточно полно учесть наблюдаемые статистические закономерности, но и существенно упростить систематизацию характеристик  $F^*(\tau_b)$  по элементам энергосистемы.

4. Моделирование процесса функционирования энергосистемы достаточно полно может быть проведено при сочетании табличного метода расчета с методом статистических испытаний.

Эффективность алгоритма анализа состояний систем на основе двоичной матрицы состояний убедительно показано в [Л. 3]. Применение матрицы индексов последствий (МИП) является одной из отличительных особенностей разработанного метода расчета. Эта матрица представляет закодированную в табличной форме априорную, в подавляющем большинстве случаев хорошо известную информацию последствий отказа оборудования и устройств энергосистемы. Наглядно отражая многофункциональный характер энергосистемы, табличная запись последствий отказов позволяет проводить на ЦВМ «параллельную» регистрацию произвольного числа интересующих нас событий, учесть множество функциональных связей, условия возникновения аварий, возможные ограничения. Структура МИП позволяет исключить из рассмотрения состояния, которые или невозможны, или недопустимы по режиму. Это достигается размещением в соответствующих ячейках матрицы индекса отсутствия последствий отказа. Одним из основных достоинств МИП является достигаемая независимость моделирующего алгоритма от структуры схемы.

5. С применением МИП отпадает необходимость моделирования процесса функционирования системы с поиском лишь одного расчетного события. Введение в память ЦВМ данных опыта эксплуатации и проведенных ранее исследований режима энергосистемы (в форме МИП) позволяет отказаться от многократного ненужного подтверждения опыта, является важным резервом возможного снижения времени счета ЦВМ.

Большие возможности для сокращения времени счета открываются при обоснованном выборе точности моделирования, в частности при выборе количества реализаций процесса функционирования системы  $N_n$  и числа серий испытаний  $m$ .

6. Повышение объективности принимаемых решений в условиях энергосистем может быть достигнуто переходом от средних статистических к гарантированным значениям обеспечиваемой безаварийности, т. е. к показателям, значения которых могут быть превыщены лишь с заданной вероятностью. Тем самым представляется возможным избежать необоснованного увеличения надежности.

7. Проведение текущего контроля обеспечивающей безаварийности в условиях оперативно-диспетчерского управления основано на сопоставлении расчетных показателей с нормативными. В первом приближении нормативы могут быть установлены эвристически (например, методом экспертных оценок).

Объективные оценки нормативов (с различной степенью дифференцирования) могут быть разработаны и рекомендованы на основе массовых расчетов гарантированных оценок обеспечивающей безаварийности по статистическим материалам эксплуатации энергосистем.

**Описание моделирующего алгоритма.** Укрупненная блок-схема алгоритма приведена на рис. 1. Рассмотрим некоторые особенности алгоритма.

Блок 1 описывает совокупность исходных данных и начальных условий. Вариацией исходных данных в программе предусматривается возможность изменения: точности моделирования; начального момента  $t_0$  и длительности расчетного периода  $t_p$ ; числа элементов  $N$  системы (в общем случае эквивалентных) и их характеристик надежности; функциональных и логических взаимосвязей между элементами; числа расчетных событий  $n$ .

Точность моделирования задается значениями  $N_n$  и  $m$ . Величина  $N_n$  должна обеспечить допустимость аппроксимации значений вероятности возникновения расчетного события  $Q^*_i = Q^*_m$  нормальным законом, где  $Q^*_m = \min(Q^*_{i_1}, Q^*_{i_2}, \dots, Q^*_{i_k})$ ;  $k$  — число расчетных событий,  $i \in k$ . Величина  $m \geq N_t/N_n$ , где  $N_t$  — суммарное число реализаций, соответствующих заданным погрешностям расчета  $\delta[Q^*] \leq 0,1$  и доверительной вероятности  $\beta \geq 0,9$ .

Надежность элементов схемы описывается функциями  $F^*(\bar{T})$ ,  $F^*(\tau)$ ,  $F^*(\bar{P})$ .

Функция  $F^*(\bar{P})$  характеризует вероятность развития отказа и позволяет учесть тип используемой релейной защиты, автоматики, тип коммутационного аппарата, место его установки, характер проявления отказа.

Блок 2 формирует длительность исправной работы элементов схемы. Очередное  $\phi$  значение дли-

тельности исправной работы вычисляется по формуле

$$t_{i,\phi} = -\bar{T}_{i,\phi} \ln(S_\phi),$$

где  $\bar{T}_{i,\phi}$  моделируется по статистической функции распределения  $F^*(\bar{T})$ :

$$\bar{T}_{i,\phi} = \bar{T}_{i,i} + \frac{[S_\lambda - F^*(\bar{T}_{i,i})][F^*(\bar{T}_{i,i+1}) - F^*(\bar{T}_{i,i})]}{\bar{T}_{i,i+1} - \bar{T}_{i,i}};$$

$$F^*(\bar{T}_j) < S_\lambda \leq F^*(\bar{T}_{i,i+1}); i = \overline{1, k};$$

$S_\phi$  и  $S_\lambda$  — реализации случайной величины  $S$ , равномерно распределенной в интервале  $[0, 1]$ .

Моделирование функционирования начинается с формирования первых моментов отказов  $t'$  элементов схемы.

Блок 3 определяет минимальный из моментов отказа

$$t'_{\min} = \min(t'_1, t'_2, \dots, t'_k).$$

Блок 4 проверяет выполнение неравенств  $t'_{\min} \geq t_0$  и  $t'_{\min} \leq (t_0 + t_p)$ . При  $t'_{\min} < t_0$  моделируется очередная реализация длительности исправной работы элемента с  $t'_{\min}$ , вычисляется очередной момент его отказа, минимальный из моментов отказов и т. д. Если же  $t'_{\min} > (t_0 + t_p)$ , управление передается блоку 2.

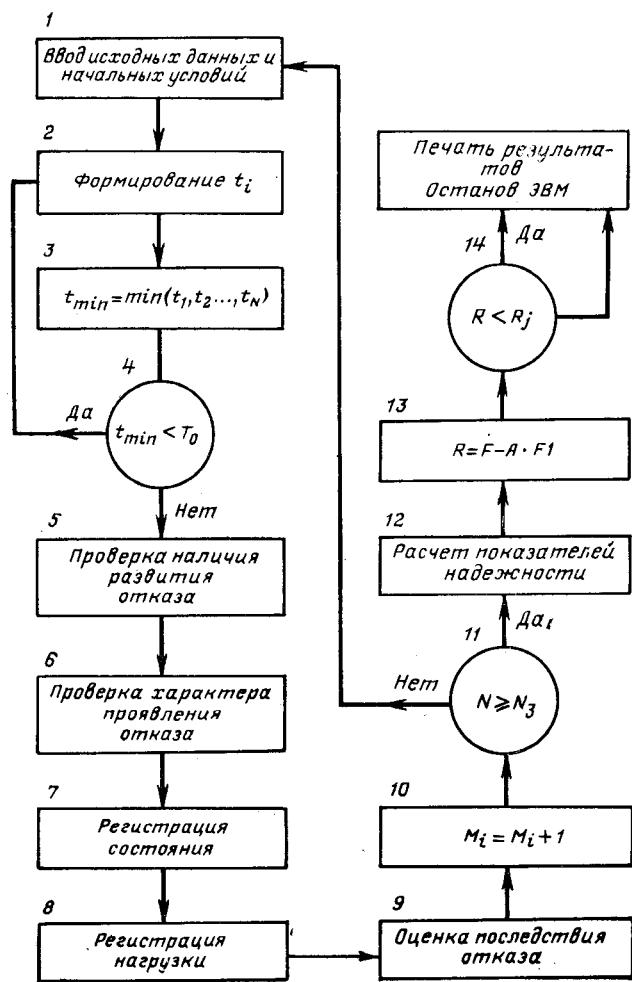


Рис. 1. Блок-схема алгоритма, моделирующего процесса функционирования системы.

Блок 5 проверяет наличие и кратность развития отказа. По аналогии с оценкой  $\bar{T}_{i,\Phi}$  имеем при  $\bar{P}_{i,\Phi} > S_\lambda$ :

$$\bar{P}_{i,\Phi} = \bar{P}_{i,j} + \frac{[F^*(\bar{P}_{i,j+1}) - S_\Phi] [F^*(\bar{P}_{i,j+1}) - F^*(\bar{P}_{i,j})]}{\bar{P}_{i,j+1} - \bar{P}_{i,j}}.$$

Различие расчетных формул  $\bar{T}_{i,\Phi}$  и  $\bar{P}_{i,\Phi}$  объясняется закономерностями изменения  $F^*(\bar{T})$  и  $P^*(\bar{P})$ .

Блок 6 «разыгрывает» характер отказа, блок 7 — состояние системы в момент  $t'_{\min}$ , а блок 8 — нагрузку.

Блок 9 на основе МИП устанавливает последствие отказа. Алгоритм контроля имеет вид:

*DO 1 L=1, NS*

*1 IF (KK(L)·EQ·K (N1, M1) GO TO 2.*

Здесь  $N1$  — номер отказавшего элемента;  $M1$  — номер состояния системы в момент отказа;  $NS$  — наибольшее число в МИП;  $KK(L)$  — массив используемых индексов;  $K(N1, M1)$  — массив, описывающий МИП.

Если отказ элемента и совокупность условий его возникновения не приводят к одному из расчетных событий  $[K(N1, M1)=0]$ , управление передается на формирование очередного из минимальных моментов отказа.

Блок 10 регистрирует как общее число расчетных событий (аварий), так и номер элемента и состояние, для которых эти события имели место. Это позволяет оценить степень влияния каждого элемента схемы на надежность системы, способствует решению задач синтеза безаварийной структуры.

Часто одним из дополнительных условий возникновения расчетного события является превышение длительности простоя в ремонте  $\tau_B$  допустимого значения  $\tau_{B,D}$ . При обращении это условие разыгрывается специальной подпрограммой. Время здесь вычисляется по формуле:

$$\tau_{i,\Phi} = \tau_{i,j} + \frac{[S_\Phi - F^*(\tau_{i,j})] [F^*(\tau_{i,j+1}) - F^*(\tau_{i,j})]}{\tau_{i,j+1} - \tau_{i,j}}.$$

Практически это обращение выполняется занесением в соответствующие ячейки МИП некоторого числа  $NN$  и передачи управления подпрограмме при выполнении условия  $K(N1, M1)=NN$ .

Аналогичный подход используется при наличии и иных неопределенных ситуаций, когда перечень «разыгранных» условий для расчетного события недостаточен.

Блок 11 осуществляет проверку точности расчета, как по числу реализаций  $N_h$ , так и числу серии  $t$ . Блок 12 проводит расчет численных и функциональных характеристик безаварийности. Блок 13 вычисляет гарантированные оценки безаварийности, в том числе и по каждому из  $K$  расчетных событий

$$Q^{**}_\beta = Q^*_\beta + t_\beta \sqrt{\frac{Q^*_\beta (1 - Q^*_\beta)}{N_h}},$$

где  $Q^*_\beta$  — квантиль распределения  $F(Q^*)$ , соответствующий вероятности  $\beta$ ;  $t_\beta$  — квантиль нормального распределения.

Блок 14 сопоставляет показатели безаварийности системы с существующими нормативами. Если требование к безаварийности удовлетворяется, на печать выводится таблица, где отмечается дата, оценки безаварийности и соответствующие им нормативы. В противном случае дополнительно печатаются показатели, характеризующие степень «ответственности» каждого из элементов схемы. Программа, составленная на Фортране IV, позволяет анализировать структурную надежность схем произвольной конфигурации с числом элементов  $N \leq 300$ . Время расчета не превышает 15 мин.

**Результаты моделирования.** Проверку работоспособности алгоритма наиболее целесообразно выполнить на примере схем с заранее известными результатами расчета. К числу таких схем прежде всего могут быть отнесены системы из последовательно соединенных одинаковых элементов.

Расчет проводится в два этапа:

при заданном значении математического ожидания длительности исправной работы элемента  $\bar{T}$  и экспоненциальному законе  $F(\tau_0)$ ;

при заданных функциях  $F(\bar{T})$ , где  $i=1, N$ ; ограничивающее условие — требование «накрытия» каждым из  $N$  доверительных интервалов  $[\bar{T}_1, \bar{T}_2]$  величины  $\bar{T}$ .

Указанный подход позволил провести объективную проверку работоспособности каждого из блоков алгоритма. На первом этапе было получено подтверждение выполнения равенства

$$\bar{Q}_c = \sum_{i=1}^N (\bar{T}_i)^{-1} \approx \bar{Q}^{**}_c.$$

Расхождение  $\bar{Q}_c$  и  $\bar{Q}^{**}_c$  находилось в пределах точности расчета. Равномерное распределение числа отказов по элементам подтверждало работоспособность блока 10, а нормальный закон распределения оценок  $Q^{**}_c$  — блока построения распределения  $F(Q^{**})$ . Далее было показано, что вне зависимости от числа элементов  $N$  и оценок  $\bar{T}^*$ , доверительный интервал вероятности возникновения отказа системы  $[\bar{Q}_1, \bar{Q}_2]$  «накрывает» истинное значение  $\bar{Q}_c$  с вероятностью  $\beta^* > \beta$ . Таким образом, в реальных условиях, когда значение  $\bar{Q}_c$  не известно, величина  $\bar{Q}_\beta$  является гарантированной оценкой степени обеспечиваемой безаварийности.

Рассмотрим теперь возможность оценки структурной надежности узлов энергосистемы. На примере действующей подстанции оценим безаварийность:

в единичном интервале времени с усреднением по возможным состояниям узла;

в заданном интервале времени с известным графиком плановых ремонтов;

в фиксированном состоянии узла с заданной продолжительностью.

Рассматриваемый узел — подстанция 110 кВ. Схема — две системы шин с развязкой на разъединителях и с одиночным присоединением цепей к шинам (рис. 2). К шинам подключаются две воздушные линии электропередачи  $L1$  и  $L2$  и два силовых трансформатора  $T1$  и  $T2$ , последний нормально от-

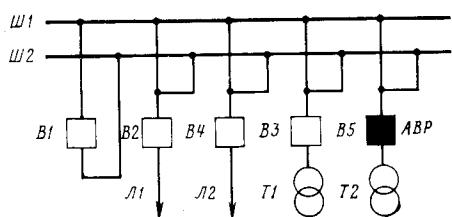


Рис. 2. Принципиальная схема подстанции.

Таблица 1

Условный номер элемента	Тип элемента	Матрица индексов последствий отказа элементов (без учета развития отказа)													
		А	Б	В	Г	Д	Е	Ж	З	И	К	Л	М	Н	П
1	Л1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	Л2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	T1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	T2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	B1	2	2	2	2	2	2	2	2	0	0	2	2	2	2
6	ВШ1 (Ш1, B2, B3)	3	2	2	3	3	3	2	2	2	2	0	0	2	2
7	ВШ2 (Ш2, B4)	3	3	3	2	2	2	2	3	3	0	0	2	2	0

ключен выключателем B5. Предусматривается возможность его автоматического включения устройством АВР.

Простота схемы примера взята сознательно. Хорошо известные качественные характеристики надежности могут служить дополнительным подтверждением количественных результатов расчета. Доверие к результатам расчета может служить основой объективной оценки показателей надежности систем произвольной структурной сложности.

Анализируются два расчетных события — полное обесточение подстанции и одновременное отключение линии и силового трансформатора.

Часть МИП (при безотказной работе устройств релейной защиты и выключателей) приведена в табл. 1. В состоянии А (см. табл. 1) ни один из элементов схемы не выведен в ремонт. Состояния Б, Г, Е, З, К, М и П обозначают плановый ремонт, а состояния В, Д, Ж, И, Л, Н и Р аварийный ремонт соответственно с 1-го по 7-й элемент схемы. Индекс «2» обозначает полное обесточение подстанции, «3» — отключение линии и трансформатора, «0» — отсутствие расчетного события. Как следует из табл. 1, из рассмотрения автоматически исключаются события (индекс 0):

первое — повреждение оборудования и устройств в состоянии ремонта;

второе — полное обесточение подстанции при выводе в ремонт одной из двух линий электропередачи и повреждении оставшейся;

третье — то же при выводе в ремонт одного из двух трансформаторов и повреждении оставшегося.

События второе и третье имеют место и для других возможных схем (четырехугольник, модификации мостика, одна система шин и др.) и,

следовательно, не характеризуют структурную надежность подстанции. Расчетные функции распределения  $F^*(Q_2^{**})$  и  $F^*(Q_3^{**})$  приведены на рис. 3. На основе данных опыта эксплуатации и результатов моделирования можно заключить, что вероятность обесточения потребителя в «усредненный» год эксплуатации не превысит 0,010, а обесточение системы шин — 0,0375 с коэффициентом доверия  $\beta=0.9$ . Как следует из рис. 3, при  $\beta=0.95$

$$\Delta = \frac{(Q_2^{**})_\beta - (Q_2^{**})_{(1-\beta)}}{(Q_2^{**})_\beta} \approx 0,5;$$

$$\delta = \Delta \frac{(Q_3^{**})_{0,5}}{(Q_2^{**})_{0,5}} \approx 2,5,$$

т. е. вероятность  $Q_3^{**}$ , имеет меньший доверительный интервал ( $\Delta < 1$ ), но большую относительную погрешность ( $\delta > 1$ ), чем  $Q_2^{**}$ , что хорошо согласуется с соотношением  $(Q_3^{**})_\beta > (Q_2^{**})_\beta$ .

В табл. 2 приведены результаты моделирования влияния каждого из семи элементов схемы на безаварийность. Как и следовало ожидать, элементом,

Таблица 2

Тип элемента	Оценка степени „ответственности“ элементов (в условиях первого примера)	
	При обесточении подстанции	При отключении линии и трансформатора
Л1	0,0115	0,1480
Л2	0,0115	0,1250
T1	0,0000	0,0052
T2	0,0000	0,0078
B1	0,8820	0,0000
ВШ1	0,0460	0,3730
ВШ2	0,0490	0,3410

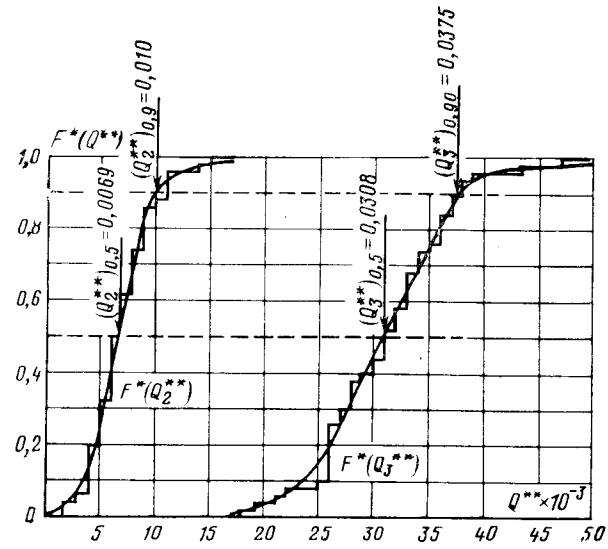


Рис. 3. Результаты статистического моделирования функций распределения  $F^*(Q_2^{**})$  и  $F^*(Q_3^{**})$ , вычисленных для единичного интервала времени с усреднением относительной длительности возможных состояний.

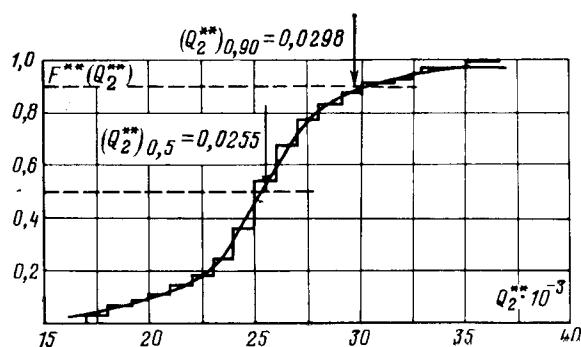


Рис. 4. Результаты статистического моделирования функции распределения  $F^*(Q_2^{**})$  в интервале времени планового ремонта выключателя  $B2$ .

определяющим надежность схемы, является междушинный выключатель  $B1$ .

Обеспечиваемая безаварийность энергосистемы определяется условиями эксплуатации, режимом работы, надежностью оборудования. В целом ряде случаев наибольшее влияние оказывают структурные изменения. И если количественная оценка безаварийности рассчитана по всевозможным плановым и аварийным состояниям, то она, очевидно, не всегда может быть использована для характеристики системы в интервале с фиксированными состояниями плановых ремонтов.

Рассмотрим структурную надежность схемы рис. 1 на текущий год эксплуатации. Планируется отключение  $T2$  и  $B2$  на капитальный ремонт с относительной длительностью  $t^*_{T2}=0,033$  и  $t^*_{B2}=-0,011$ . При ремонте  $B2$  создается нефиксированная схема:  $L1$  подключается к  $W1$  через  $B1$ .

Для оценки обеспечиваемой безаварийности необходимо провести изменения массива относительной длительности состояний схемы. Массив описывается среднегодовыми значениями длительности простоя в аварийном ремонте (как случайные события) и длительностью плановых ремонтов  $T2$  и  $B2$ . Результаты расчета показывают, что степень безаварийности подстанции почти не изменилась и составляет  $(Q_2^{**})_{0,9}=0,0098$ , а  $(Q_3^{**})_{0,9}=0,0320$ . Простота схемы позволяет объяснить эти результаты. В обоих примерах относительная длительность работы подстанции по нефиксированной схеме не превышает 5%. Отличие в том, что в первом примере она распределена по элементам схемы, а во втором — сосредоточена для  $B2$ . Данный пример представляет несомненный интерес в части контроля работоспособности основных логических связей алгоритма.

Результаты моделирования позволяют сделать выводы о влиянии длительности простоя в ремонте на безаварийность работы. Чтобы оценить это

Таблица 3

Условный номер элемента	Тип элемента	Матрица индексов последствий отказа элементов схемы рис. 1 в состоянии планового ремонта $B2$ (в условиях текущего контроля)		
		С развитием отказа		
		Без развития отказа	первая степень	вторая степень
1	$L1$	0	2	2
2	$L2$	0	2	2
3	$T1$	0	2	2
4	$T2$	0	0	0
5	$B1$	2	2	2
6	$BW1$	2	2	2
7	$BW2$	0	0	0

влияние количественно, рассмотрим надежность подстанции в состоянии планового ремонта  $B2$ . Это состояние представляет интерес также возможностью количественной оценки риска возникновения аварии подстанции при работе по нефиксированной схеме, структурная ненадежность которой хорошо известна.

При фиксированном состоянии системы (условия текущего контроля безаварийности), форма представления МИП упрощается. Для рассматриваемого примера МИП приведена в табл. 3.

Расчетная функция распределения  $F^*(Q_{2,2}^{**})$  для  $t_p^*=1$  показана на рис. 4. Если иметь в виду, что  $(Q_{2,2}^{**})_3 t_p^* \ll 1$ , то вероятность обесточения потребителя в интервале  $t_{B2}^*$  будет равна  $(Q_{2,2}^{**})_{0,9}=0,33 \cdot 10^{-3}$  и почти в 30 раз меньше среднегодовой безаварийности.

**Вывод.** Приведенные результаты дают основание считать, что вычисляемые разработанным методом показатели обеспечиваемой безаварийности наиболее полно и объективно отображают структурную надежность схем энергосистемы.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Patton A. D. Assessment of the Security of Operating Electric Power Systems Using Probability Methods. — «IEEE», 1974, vol. 62, № 7.
2. Веников В. А., Руденко Ю. Н., Соловьев С. А. Задачи исследования надежности электроэнергетических систем. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1973, № 5.
3. Рябинин И. А. Основы теории и расчета надежности судовых электроэнергетических систем. Л., «Судостроение», 1971.
4. Щур Е. В. Алгоритмы структурно-логического анализа и количественная оценка надежности электроэнергетических систем. Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. Минск, 1975. (Белорусский ПИ.)
5. Фархадзаде Э. М., Мурадалиева Э. М. Сравнительная оценка надежности схем электрических станций и подстанций. — «За технический прогресс», 1974, № 3.

[20.10.1975]



# Методика расчета электродинамической стойкости токопроводов напряжением 110 кВ и выше с учетом податливости опор

Канд. техн. наук КУДРЯВЦЕВ Е. П., ДОЛИН А. П.

Московский энергетический институт

Рост уровней токов коротких замыканий (к. з.) требует достаточно точных оценок электродинамической стойкости токопроводов. Однако распространенные в практике проектирования упрощенные расчеты приводят иногда к значительным погрешностям. Несовершенен расчет токопроводов на статическую нагрузку, равную максимуму электродинамической силы. При значительной податливости опор ощущимые погрешности дают и расчеты, учитывающие колебания шин при к. з., но не учитывающие колебания изоляторов [Л. 1—3]. С податливыми опорами чаще всего приходится встречаться в распределительных устройствах напряжением 110 кВ и выше. Податливость опор обусловлена податливостью изоляторов, деформациями конструкций, к которым они крепятся, и подвижностью болтовых соединений. Расчеты электродинамической стойкости токопроводов в таких распределительных устройствах затруднены из-за отсутствия методик, доведенных до простых расчетных графиков.

В статье излагается методика расчета сил, действующих на изоляторы, и напряжений в материале шин при к. з. с учетом упругих колебаний системы «шина — изоляторы». Приводятся облегчающие вычисления графики. Обсуждаются результаты исследований влияния на электродинамическую стойкость шин и изоляторов отдельных составляющих электродинамических нагрузок, некоторых параметров токопроводов, фазы включения и постоянной времени затухания апериодической составляющей тока к. з.

Шину можно, как и в [Л. 4], рассматривать как неразрезную балку с равномерно распределенной по длине массой, на которую при к. з. действует переменная во времени нагрузка. При равных расстояниях между изоляторами все пролеты параллельных шин находятся в одинаковых условиях, поэтому достаточно рассмотреть один пролет.

Колебания шины в ее главных плоскостях инерции  $v$  и  $\tau$  (рис. 1) описываются дифференциальными уравнениями [Л. 5]:

$$\frac{\partial^2 y_j}{\partial t^2} + \frac{EJ_j}{m} \frac{\partial^4 y_j}{\partial x^4} = \frac{q_j}{m}, \quad (j=1, 2), \quad (1)$$

где  $t$  — время, с;  $y_j$  — прогибы шины, м;  $m$  — ее погонная масса, кг/м;  $EJ_j$  — изгибные жесткости, Н·м<sup>2</sup>;  $q_j$  — электродинамические нагрузки на единицу длины шины, Н/м. Значение  $j=1$  соответствует колебаниям шины в плоскости инерции  $v$ , значение  $j=2$  — колебаниям в плоскости  $\tau$ . При любом расположении параллельных между собой фаз и любой ориентации опор шин относительно плоскостей  $v$  и  $\tau$  при к. з. возникнут равномерно распределенные по длине шины нагрузки, равные:

$$q_j = \frac{a}{a} I_m^2 \sum_{n=1}^6 D_{jn} T_n(t), \quad (2)$$

где  $a = 2 \cdot 10^{-7}$  Н/А<sup>2</sup>;  $a$  — параметр, характеризующий расстояния между шинами, м;  $I_m$  — амплитуда периодической составляющей тока к. з., А;

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= 1; \quad T_2 = e^{-2t/T_a}; \quad T_3 = e^{-t/T_a} \cos \omega t; \\ T_4 &= e^{-t/T_a} \sin \omega t; \quad T_5 = \cos 2\omega t; \quad T_6 = \sin 2\omega t. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Здесь  $T_a$  — постоянная времени затухания апериодической составляющей тока к. з., с;  $\omega$  — угловая частота тока, рад/с.

Величины постоянных коэффициентов  $D_{jn}$  ( $j=1, 2$ ;  $n=1, 2, \dots, 6$ ) определяются взаимным расположением шин токопровода, ориентацией опор, видом к. з. и фазой включения  $\phi$  тока к. з. Для некоторых типов токопроводов эти постоянные определены [Л. 1 и 6].

Каждую из функций (3) можно записать в комплексной форме:

$$T_n(t) = b_n e^{(\beta_n + i\gamma_n)t} + d_n e^{(\beta_n - i\gamma_n)t}, \quad (4)$$

где  $b_n$ ,  $d_n$ ,  $\beta_n$  и  $\gamma_n$  — константы, выражающиеся через параметры функций (3). Таким образом, задача об оценке электродинамической стойкости токопровода при достаточно сложных нагрузках (2) может быть сведена к суммированию решений уравнений (1) с правыми частями вида (4) [Л. 7].

Полным решением дифференциального уравнения (1) с правой частью (4) будет сумма его частного решения  $\bar{y}(x, t)$  и полного решения уравнения (1) без правой части  $\bar{y}(x, t)$ :

$$y(x, t) = \bar{y}(x, t) + \bar{\bar{y}}(x, t). \quad (5)$$

Будем разыскивать частное решение уравнения (1) с правой частью (4) в виде

$$\bar{y}(x, t) = \sum_{s=1}^2 \bar{Y}_s(x) e^{[\beta_s - (-1)^s \gamma_s] t}. \quad (6)$$

Индексы, указывающие на номер главной плоскости инерции и номер составляющей нагрузки (3), в формуле (6) и в дальнейшем изложении опущены. Подставляя (6) в (1), приходим к обычновенным линейным дифференциальным уравнениям

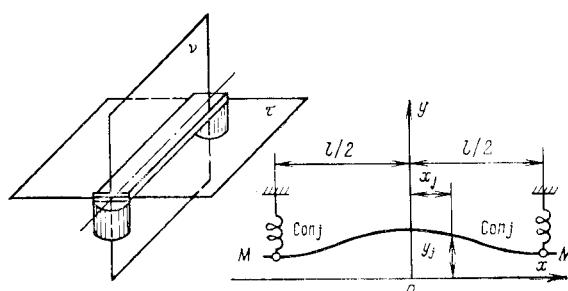


Рис. 1

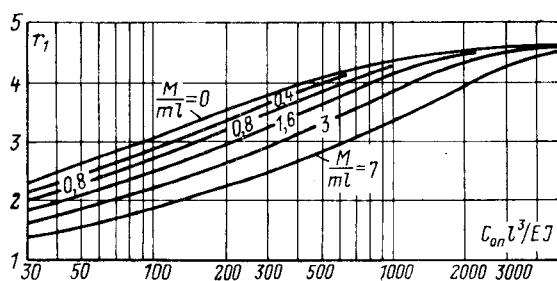


Рис. 2

ниям с постоянными коэффициентами относительной функции  $\bar{Y}_s$ :

$$\frac{d^4\bar{Y}_s}{dx^4} + \frac{m}{EJ} [\beta - (-1)^s i\gamma] \bar{Y}_s = U_s, \quad (7)$$

где  $U_s$  — постоянные. Частные решения уравнений (7) с правой частью также постоянные. Произвольные постоянные решений уравнений (7) без правой части могут быть определены из граничных условий: при  $x = \pm l/2$

$$\frac{\partial \bar{y}}{\partial x} = 0; \quad (8a)$$

$$2EJ \frac{\partial^3 \bar{y}}{\partial x^3} - c_{оп} \bar{y} - M \frac{\partial^2 \bar{y}}{\partial t^2} = 0, \quad (8b)$$

где  $l$  — длина пролета шины, м;  $c_{оп}$  — жесткость опор, Н/м;  $M$  — приведенная масса опоры, кг. Обычно оси изоляторов лежат в одной из главных плоскостей инерции шин. На рис. 1 такой плоскостью является плоскость  $v$ . При колебаниях в этой плоскости приведенная масса  $M$  может приниматься равной массе опоры. Если колебания происходят в плоскости  $\tau$ , приведенную массу можно определить, например, по формуле

$$M = \frac{c_{оп}}{\Omega_{оп}^2}, \quad (9)$$

где  $\Omega_{оп}$  — угловая частота собственных колебаний опоры, рад/с.

Условие (8a) требует отсутствия поворотов опорных сечений шин, (8b) является условием равновесия узла крепления шины к изолятору. В этом условии слагаемое  $2EJ\partial^3\bar{y}/\partial x^3$  представляет собой сумму поперечных сил вшине слева и справа от опорного сечения, слагаемое  $c_{оп}\bar{y}$  является силой взаимодействия шины и изолятора, пропорциональной смещению головки изолятора, слагаемое  $M\partial^2\bar{y}/\partial t^2$  учитывает инерцию массы опоры.

Полное решение  $\bar{y}(x, t)$  однородного уравнения, удовлетворяющее, как и решение (6), граничным условиям (8), получим в виде ряда по собственным функциям [Л. 5]:

$$\bar{y}(x, t) = \sum_{k=1, 3, 5, \dots}^{\infty} X_k(x) (L_k \sin \Omega_k t + N_k \cos \Omega_k t). \quad (10)$$

Можно показать, что собственные функции  $X_k$  равны:

$$X_k = \frac{\cosh \frac{r_k x}{l}}{\sinh \frac{r_k}{2}} + \frac{\cos \frac{r_k x}{l}}{\sin \frac{r_k}{2}}, \quad (11)$$

где  $r_k$  — параметры собственных частот колебаний упругой системы «шина — изоляторы», определяемые из трансцендентного уравнения

$$\left( \frac{c_{оп}l^3}{EJr_k^3} - \frac{M}{ml} r_k \right) \left( \cosh \frac{r_k}{2} + \operatorname{ctg} \frac{r_k}{2} \right) - 4 = 0. \quad (12)$$

Корни уравнения (12) вычислялись на ЦВМ. Полученные в результате расчетов кривые параметра  $r_1$  приведены на рис. 2.

Угловые частоты собственных колебаний  $\Omega_k$ , рад/с, равны

$$\Omega_k = 2\pi f_k = \frac{r_k^2}{l^2} \sqrt{\frac{EJ}{m}}. \quad (13)$$

Здесь  $f_k$  — собственные частоты колебаний шины на упругих опорах, Гц.

Константы  $L_k$  и  $N_k$  определяются из начальных условий:

$$y|_{t=0} = 0; \quad \frac{\partial y}{\partial t}|_{t=0} = 0. \quad (14)$$

При практических расчетах оказывается достаточным потребовать точного выполнения начальных условий (14) лишь в некоторых сечениях шины. Так, если число таких сечений равно  $p$ , то для определения  $L_k$  и  $N_k$  условия (14) дают систему из  $2p$  линейных алгебраических уравнений.

Приведенные выше формулы позволяют определять прогибы шин и изоляторов от действия как отдельных составляющих электродинамической нагрузки, так и от действия нагрузки (2) в целом. Взаимное расположение и ориентация шин могут быть произвольными. Расчет пригоден для широкого класса токопроводов.

Нагрузки на изоляторы в пятах и наибольшие изгибные напряжения в сечениях шины в паскалях можно найти по формулам:

$$R(t) = c_{оп}y(l/2, t); \quad \sigma(x, t) = \frac{EJ}{W} \frac{\partial^2 y(x, t)}{\partial x^2}, \quad (15)$$

где  $W$  — момент сопротивления поперечного сечения шины при изгибе, м<sup>3</sup>. Решения (15) с учетом (2), (5), (6) и (10) могут быть приведены к виду:

$$R = \frac{\alpha l}{a} I_m^2 R(t); \quad \sigma = \frac{\alpha l^2}{12aW} I_m^2 \sigma(x, t), \quad (16)$$

где  $R$  и  $\sigma$  — относительные нагрузки на изоляторы и относительные напряжения в материале шины.

Вернемся к случаю загружения шины электродинамической нагрузкой (2). Нагрузку, действующую на изолятор в главной плоскости инерции с номером  $j$  при этом сложном нагружении, обозначим через  $R_{jn}(t)$ , максимальное напряжение в материале шины назовем  $\sigma_{\Sigma}(x, t)$ . Относительную силу, действующую на изолятор, когда лишь в одной главной плоскости инерции  $j$  действует только одна из составляющих электродинамических нагрузок (2) с номером  $n$ , обозначим через  $R_{jn}^*$ . Для относительных напряжений при этом нагружении используем обозначение  $\sigma_{jn}^*$ .

При известных  $R_{jn}$  и  $\sigma_{jn}^*$  суммарные нагрузки на изолятор  $R_{jn}$  и напряжения  $\sigma_{\Sigma}$  можно определять по

формулам:

$$R_{j\Sigma}(t) = \frac{\alpha l}{a} I^2 R_{j\Sigma}(t); \sigma_{\Sigma}(x, t) = \frac{\alpha l^2}{12xW} I^2 \sigma_{\Sigma}(x, t), \quad (17)$$

где относительные нагрузки  $R_{j\Sigma}$  равны:

$$R_{j\Sigma} = \sum_{n=1}^6 D_{jn} R_{jn}(t), \quad (18)$$

а относительные напряжения  $\sigma_{\Sigma}$  в материале шин кольцевого сечения, которые находят применение в РУ напряжением 110 кВ и выше, определяются следующим образом:

$$\sigma_{\Sigma}(x, t) = \sqrt{\sum_{j=1}^2 \left[ \sum_{n=1}^6 D_{jn} \sigma_{jn}(x, t) \right]^2}. \quad (19)$$

Особо важны максимальные по модулю значения функций  $R_{j\Sigma}$  и  $\sigma_{\Sigma}$ . Как и в (1) будем называть их динамическими коэффициентами

$$\max |R_{j\Sigma}(t)| = \eta_{jR}; \max |\sigma_{\Sigma}(x, t)| = \eta_{\sigma}.$$

По изложенной методике на ЦВМ Минск-32 вычислялись относительные нагрузки на изоляторы и относительные напряжения в различных поперечных сечениях параллельных шин, расположенных в одной плоскости (см. рис. 4). Параметры токопроводов при расчетах варьировались в следующих пределах:  $0 \leq M/ml \leq 7$ ,  $25 \leq c_{\text{оп}}l^3/EJ \leq 50000$ ,  $0,05 \leq T_a \leq 0,2$  с,  $1 \leq f_1 \leq 500$  Гц,  $0 \leq \psi \leq 2\pi$  рад.

Рассматривались двух- и трехфазные короткие замыкания. При вычислении удерживалось шесть членов ряда (10).

На рис. 3 в качестве примера приведены полученные из решения уравнения (1) относительные нагрузки на изолятор  $R_n(t)$  ( $n=1, 2, \dots, 6$ ) при  $M/ml=10$ ;  $c_{\text{оп}}l^3/EJ=1500$ ,  $T_a=0,05$  с и  $f_1=65$  Гц. Для принятых здесь значений параметров графики рис. 3 могут рассматриваться как расчетные. С их помощью при известных константах  $D_n$  можно найти нагрузки на опоры для токопроводов различной конфигурации. Нижняя кривая на рис. 3 показывает нагрузки на изоляторы при двухфазном коротком замыкании. Отличные в этом случае от нуля параметры нагрузки принимались согласно (1) равными:  $D_1=0,5$ ;  $D_2=10$ ;  $D_3=-20$ ;  $D_5=0,5$ .

Эти параметры нагрузки (2) соответствуют углу включения  $\psi=0,5\pi$ , при котором электродинамическая нагрузка достигает максимума (индекс  $j$  у функций  $R_n(t)$  и констант  $D_n$  опущен, так как в примере рассматриваются колебания в одной главной плоскости инерции). Максимальная нагрузка на изолятор достигалась здесь через 0,031 с с момента возникновения короткого замыкания.

Варьируя параметры  $M/ml$ ,  $c_{\text{оп}}l^3/EJ$ , а также  $\psi$ ,  $T_a$  и  $f_1$ , можно изучать влияние их на максимальные нагрузки на изолятор и напряжения в шинах. На рис. 4 для случая, когда  $M/ml=0$ ;  $c_{\text{оп}}l^3/EJ=10000$ ;  $T_a=0,05$  с и  $\psi=0,5\pi$  приведены зависимости динамических коэффициентов нагрузки на изолятор и напряжений в материале шины при двухфазном коротком замыкании от первой соб-

ственной частоты колебаний системы «шина — изоляторы».

Вычисления показали, что в широком диапазоне значений параметров расчет шины, как балки с распределенной массой, близок к расчету шины на основе более простой расчетной модели с одной степенью свободы.

Рассмотрим упругую систему с одной степенью свободы, движение которой в одной из главных плоскостей инерции описывается уравнением

$$m_{\text{пр}} \frac{d^2y_{\text{пр}}}{dt^2} + c_{\text{пр}} y_{\text{пр}} = F_{\text{пр}}, \quad (20)$$

где  $m_{\text{пр}}$ ,  $y_{\text{пр}}$ ,  $c_{\text{пр}}$  и  $F_{\text{пр}}$  — соответственно приведенные масса, прогиб, жесткость и электродинамическая сила. Решения уравнений (1) и (20) оказываются близкими, если приведенные параметры расчетной схемы с одной степенью свободы определяются из следующих условий:

$$F_{\text{пр}} = ql; \quad (21a)$$

$$\frac{1}{c_{\text{пр}}} = \frac{1}{c_{\text{оп}}} + \frac{1}{c_{\text{пр.ш}}}; \quad (21b)$$

$$f_{\text{пр}} = f_1, \quad (21v)$$

где  $c_{\text{пр.ш}}=384EJ/l^3$  — приведенная жесткость шины, Н/м;  $f_{\text{пр}}$  — приведенная частота системы, Гц. Условие (21b) требует равенства прогибов шины по середине пролета и смещения  $y_{\text{пр}}$  расчетной схемы

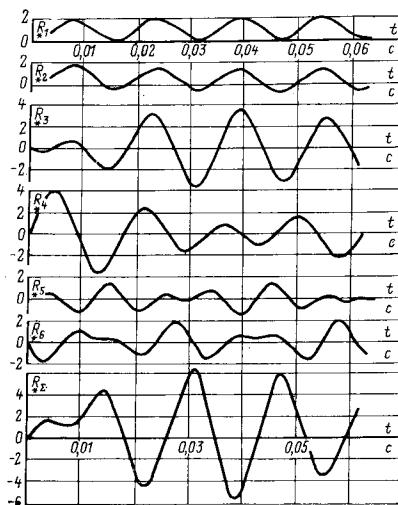


Рис. 3

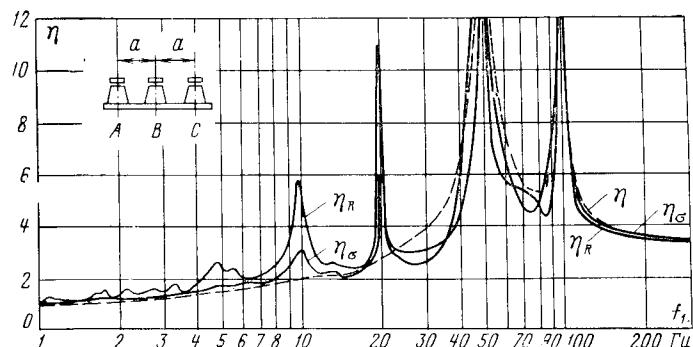


Рис. 4

при воздействии одинаковых по величине статических нагрузок. Условие (21в) требует равенства первой собственной частоты колебаний токопровода  $f_1$ , и собственной частоты  $f_{\text{пр}}$  расчетной схемы. Эти два условия однозначно фиксируют величину приведенной массы, так как

$$m_{\text{пр}} = c_{\text{пр}} / (2\pi f_{\text{пр}})^2.$$

Общее решение уравнения (20) содержится, например, в [Л. 5]. Нагрузки на изоляторы и напряжения в опорных сечениях шин при использовании расчетной схемы с одной степенью свободы определяются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} R(t) &= c_{\text{оп}} y_{\text{оп}}(t); \\ \sigma(t) &= \frac{M}{W} = \frac{c_{\text{пр}} \cdot m l}{12W} y_{\text{ш}}(t), \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

где  $M$  — изгибающий момент.

Максимальные нагрузки  $R_{\text{max}}$  и напряжения  $\sigma_{\text{max}}$  можно представить в виде

$$R_{\text{max}} = \frac{\alpha l}{a} I^2 M \eta; \quad \sigma_{\text{max}} = \frac{\alpha l^2}{12aW} I^2 M \eta, \quad (23)$$

где  $\eta$  — динамический коэффициент.

Для вполне определенной электродинамической нагрузки динамический коэффициент  $\eta$  является функцией одной только собственной частоты расчетной схемы  $f_1$ . Для выбранного типа токопровода и фиксированного вида к. з. одним и тем же графиком оказывается возможным пользоваться при любых жесткостях опор и массах изоляторов. Это придает расчетам по формулам (23) значительную универсальность. Необходимые для расчетов значения частот  $f_1$  можно найти по формуле (13).

Одно из решений уравнения (20) при начальных условиях (14) и приведенных параметрах, выбранных согласно (21), сопоставлено с более точным решением уравнения (1) на рис. 4. Результаты сопоставления можно считать удовлетворительными. Заметные расхождения имеют место только в области низких собственных частот колебаний  $f_1$ . Некоторое улучшение совпадения расчетных кривых может быть достигнуто корректировкой условия (21а), т. е. изменением величины приведенной нагрузки.

На рис. 5 представлены кривые динамических коэффициентов  $\eta = f(f_1)$  при трехфазном к. з. для параллельных шин, расположенных в одной пло-

скости при постоянных времени  $T_a$ , равных 0,05; 0,1 и 0,2 с. Графики  $\eta$  (рис. 5) являются огибающими кривых динамических коэффициентов средней и крайних шин.

Приведенные исследования позволяют сделать следующие заключения.

С ростом податливости опор токопроводов, с ростом массы изоляторов снижаются частоты собственных колебаний системы «шина — изоляторы», резонансные области при этом смещаются и деформируются. Путем варьирования жесткости опор можно, таким образом, воздействовать на режим колебаний, «отстраивать» токопроводы от резонансов.

Области параметров токопроводов, при которых возможны повышенные вибрации, как во время коротких замыканий, так и в рабочем режиме использовать нецелесообразно из-за снижения в этих областях электродинамической стойкости и повышения виброшумовой активности токопроводов. Это оправдывает применение для расчетов уравнений (1) и (20), не учитывающих рассеяние энергии при колебаниях. Учет диссипативных сил заметно влияет на результаты расчетов лишь в резонансных областях.

Резонансные области, соответствующие высшим формам собственных колебаний, узки, здесь облегчена отстройка от резонанса. При собственных частотах системы «шина — изоляторы» выше 20—25 Гц значения  $R_{\text{ш}}$  и  $\sigma_{\text{ш}}$  во всем исследованном диапазоне параметров  $c_{\text{оп}} l^3 / EJ$  и  $M / ml$  при одинаковых собственных частотах практически совпадают. Существенные отличия наблюдаются лишь при низких значениях  $f_1$ .

При частоте, большей 200—300 Гц, максимальные напряжения в шинах и нагрузки на изоляторы приблизительно равны напряжениям и нагрузкам, имеющим место при статическом нагружении шин максимальными электродинамическими силами.

Если изоляторы обладают относительно высокой жесткостью ( $c_{\text{оп}} l^3 / EJ > 15000—30000$ ), что обычно имеет место в распределительных устройствах напряжением до 35 кВ, расчет можно проводить без учета податливости опор по методике, изложенной, например, в [Л. 3].

При расположении шин в одной плоскости максимальные нагрузки на изоляторы и напряжения в материале шин оказываются большими у средней фазы, если частота собственных колебаний токопровода больше 50 Гц, и большими у крайней фазы, если частота меньше 50 Гц.

При собственных частотах колебаний токопровода, близких к 50 Гц, динамические коэффициенты быстро растут с увеличением постоянной времени  $T_a$ .

Во всех проделанных расчетах при фазе замыкания, при которой электродинамические нагрузки достигают наибольшей величины, нагрузки на изоляторы и напряжения в шинах достигали значений, близких к максимуму. Отклонения составили не более десяти процентов.

**Пример расчета.** Для экспериментальной конструкции токопровода с жесткой ошиновкой напряжением 110 кВ [Л. 8] найдем максимальные нагрузки на изолятор и напряжения в материале шины.

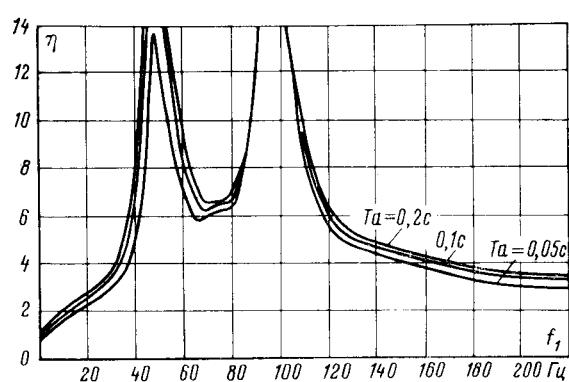


Рис. 5

**Исходные данные.** Шины кольцевого сечения расположены в одной плоскости; внешний диаметр шины  $D = 30$  мм, внутренний —  $d = 20$  мм; модуль упругости материала шины  $E = 7 \cdot 10^4$  Н/мм $^2$ ; погонная масса шины  $m = 1,06$  кг/м; длина пролета  $l = 7,65$  м; расстояние между осями соседних фаз  $a = 1$  м.

**Жесткость опоры** (включая изолятор, болтовые соединения и основание)  $c_{\text{оп}} = 1960$  Н/мм; частота собственных колебаний опоры  $f_{\text{оп}} = 58,9$  Гц. Действующее значение периодической составляющей тока к. з.  $I_a = 7,5$  кА; постоянная времени затухания апериодической составляющей тока к. з.  $T_a = 0,095$  с.

**Решение.** В соответствии с выражением (9) определяем приведенную массу изолятора:

$$M = \frac{c_{\text{оп}}}{(2\pi f_{\text{оп}})^2} = \frac{1960 \cdot 10^3}{(2\pi \cdot 58,9)^2} = 14,33 \text{ кг.}$$

Момент инерции и момент сопротивления поперечного сечения шины кольцевого сечения вычисляем по формулам:

$$J = \frac{\pi}{64} (D^4 - d^4) = \frac{\pi}{64} (3^4 - 2^4) 10^{-8} = 3,19 \cdot 10^{-8} \text{ м}^4;$$

$$W = \frac{\pi}{32} (D^3 - d^3) = \frac{\pi}{32} (3^3 - 2^3) 10^6 = 1,86 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3.$$

Найдем параметры системы «шина — изоляторы»:

$$\frac{M}{ml} = \frac{14,33}{1,06 \cdot 7,65} = 1,77;$$

$$\frac{c_{\text{оп}} l^3}{EJ} = \frac{1960 \cdot 10^3 \cdot 7,65^3}{7 \cdot 10^{10} \cdot 3,19 \cdot 10^{-8}} = 392962,6.$$

По кривым (рис. 2) для данных значений  $M/ml$  и  $c_{\text{оп}}l^3/EJ$  определяем параметр частоты  $r_1 = 4,73$ . Затем по формуле (13) вычисляем частоту собственных колебаний системы «шина — изоляторы»:

$$f_1 = \frac{4,73^2}{2\pi \cdot 7,65^2} \sqrt{\frac{7 \cdot 10^{10} \cdot 3,19 \cdot 10^{-8}}{1,06}} = 2,79 \text{ Гц.}$$

Воспользуемся упрощенной методикой расчета на основе решения задачи о колебании системы с одной степенью свободы.

Для вычисленного значения частоты собственных колебаний и постоянной времени затухания апериодической составляющей тока к. з.  $T_a = 0,095$  с по кривым (рис. 5) находим динамический коэффициент трехфазного к. з.  $\eta = 1$ .

Максимальную нагрузку на изолятор и напряжение в материале шины вычисляем по формуле (23):

$$R_{\text{max}} = \frac{2 \cdot 10^{-7} \cdot 7,65}{1} [V \sqrt{2} \cdot 7,5 \cdot 10^3]^2 \cdot 1 = 172,1 \text{ Н;}$$

$$\sigma_{\text{max}} = \frac{2 \cdot 10^{-7} \cdot 7,65^2}{12 \cdot 1 \cdot 1,86 \cdot 10^{-6}} [V \sqrt{2} \cdot 7,5 \cdot 10^3]^2 \cdot 1 = 59 \cdot 10^6 \text{ Па} = \\ = 59 \text{ МПа.}$$

Для двухфазного к. з., при котором проводились экспериментальные исследования [Л. 8], динамический коэффициент равен  $\eta = 1,2$ , а расчетное максимальное напряжение в материале шины  $\sigma_{\text{max}} = 70,8$  МПа. Экспериментально полученное значение максимального напряжения  $\sigma = 64,5$  МПа. Следовательно, погрешность расчета составляет 9,75%. В то же время погрешность измерения составляла величину  $\pm 10\%$ .

Таким образом, предлагаемый метод расчета достаточно хорошо согласуется с экспериментальными данными (приведенными, например, в [Л. 8]), удобен для инженерных расчетов, может найти применение в проектной практике при расчете электродинамической стойкости токопроводов любых напряжений и не уступает в точности более громоздким расчетам, разработанным за рубежом.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Васильев А. А. Электрическая часть станций и подстанций. Ч. 1. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963. 495 с.
2. Palante G. Study and Conclusions from the Results of the Enquiry on the Thermal and Dynamic Effects of Heavy Short—Circuit Currents in High Voltage Substations. — «Electra» (France), 1970, № 12, р. 51—89.
3. Кудрявцев Е. П., Долин А. П., Васильев А. А. Методика расчета шин и опорных изоляторов распределительных устройств напряжением до 35 кВ на электродинамическую стойкость. — «Промышленная энергетика», 1975, № 11, с. 36—39.
4. Романовский В. Б. Теория колебаний шин и изоляторов под действием электродинамических усилий. — В кн.: Высоковольтное аппаратостроение. ОНТИ НКТП СССР, 1935, с. 207—266.
5. Прочность, устойчивость, колебания. Справочник под ред. И. А. Биргера, Я. Г. Пановко. Т. 3. М., «Машиностроение», 1968. 567 с.
6. Загоровский Е. Н., Стрелюк М. И. Электродинамические силы при произвольном расположении фаз шинопровода. — «Изв. вузов. Энергетика», 1965, № 12, с. 8—16.
7. Кудрявцев Е. П. К методике оценки электродинамической стойкости токопроводов. — «Труды МЭИ», 1975, вып. 274, с. 142—146.
8. Palante G. Behaviour Rigid Conductors and Their Supports under Short—Circuit Conditions Comparison of Calculated and Measured Values. International Conference on Large High Voltage Electric Systems. Session August 25—September 2, Study Committee № 23 (Substations), 1976, paper 23—10, 11 p.

[27.7.1976]



УДК 621.316.1.015.2.001.24

## Анализ электромагнитных потерь при колебаниях напряжения в сетях промпредприятий

ЖЕЖЕЛЕНКО И. В., ЛИПСКИЙ А. М.

Ждановский металлургический институт

Колебания напряжения вызываются резкопеременными и ударными нагрузками. К ним относятся, в первую очередь, электродуговые сталеплавильные печи и вентильные преобразователи обжимных прокатных станов, а также установки дуговой и контактной электросварки, в ряде случаев электротяга и др.

Как известно, к колебаниям напряжения относятся изменения модуля напряжения, происходящие со скоростью не менее одного процента номинального напряжения в секунду. Влияние колебаний

напряжения изучено, главным образом, применительно к особенностям зрительного восприятия человека; с этой точки зрения нормируются допустимые колебания напряжения в электрических сетях как в СССР, так и в США и ряде стран Западной Европы.

Указанный принцип нормирования обладает рядом существенных недостатков; отметим некоторые из них. Колебания напряжения отрицательно влияют на работу вычислительных машин, радиоэлектронной аппаратуры, систем автоматики и т. п.

Степень и характер этого влияния отличны от воздействия на зрение людей. Поэтому во многих случаях указанные устройства имеют автономные или стабилизированные источники питания. Следует отметить также, что в последние годы в осветительных сетях начинают внедряться различного рода многофункциональные статические устройства, компенсирующие колебания напряжения.

Известно, что колебания напряжения приводят к ухудшению энергетических показателей работы электрооборудования и электрических сетей, а также нежелательному изменению механических характеристик электродвигателей. Толчки нагрузки снижают усталостную прочность конструкции электродвигателей и приводимых механизмов, что приводит к сокращению срока службы их. Эти обстоятельства, определяющие в значительной мере экономический аспект проблемы колебаний напряжения, при нормировании колебаний не принимаются во внимание.

В статье рассматриваются вопросы оценки потерь мощности и энергии в электрических сетях с дуговыми сталеплавильными печами и обжимными прокатными станами, обусловленные низкочастотными колебаниями напряжения (0,5—10 Гц).

Впервые возможность учета потерь, обусловленных колебаниями напряжения, и принципиальный подход к решению задачи указаны [Л. 1].

**Спектральный анализ колебаний напряжения.** Кривые фазовых (линейных) напряжений в сети при наличии резкопеременных нагрузок могут рассматриваться как синусоидальные или несинусоидальные колебания, модулированные по амплитуде случайной или детерминированной функцией; при несинусоидальных колебаниях (несинусоидальной несущей) частота 1-й гармоники напряжения сети остается неизменной, так как она определяется частотой э. д. с. питающей энергосистемы. В маломощных автономных системах колебания напряжения могут сопровождаться вариациями частоты; наименее этот случай рассматривается не будет. Пренебрежем также несинусоидальностью модулируемой кривой напряжения. В рассматриваемом случае спектр амплитудно-модулированного колебания будет определяться характером модулирующей функции.

В случае обжимных прокатных станов при стабильном процессе прокатки огибающая будет носить периодический (с частотой до 2 Гц) или непериодический детерминированный характер. При флуктуациях геометрии и температуры слитков и напряжения на шинах подстанции цеха огибающая может представляться случайной функцией времени. Сказанное относится также к кривой напряжения на шинах, питающих группу прокатных станов. Колебания напряжения в сетях с электродуговыми сталеплавильными печами носят случайный характер; частота их находится в пределах от 0,2 до 10 Гц.

При периодической огибающей спектр амплитудно-модулированного колебания оказывается дискретным и состоит из основной и двух боковых частот; дополнительные потери, обусловленные колебаниями, определяются напряжениями боковых частот. Модулируемые напряжения в сетях прокат-

ных станов образуют трехфазную симметричную систему; для фазы  $a$

$$u_a = U_m \cos(\omega_0 t + \psi),$$

где  $u_a$  и  $U_m$  — мгновенное и амплитудное значение напряжений;  $\omega_0$  — угловая частота;  $\psi$  — начальная фаза.

В дальнейшем примем  $\psi=0$ .

При амплитуде модулирующего колебания  $U'$ , индексе модуляции  $m=U'/U_m$ , угловой частоте и начальной фазе  $\Omega$  и  $\Theta$  напряжения боковых частот  $u_{a(b,c)}$  в фазах [Л. 2]:

$$\left. \begin{aligned} u_{a\delta} &= \frac{mU_m}{2} \cos(\omega_0 \pm \Omega)t; \\ u_{b\delta} &= \frac{mU_m}{2} \cos\left[(\omega_0 \pm \Omega)t + \frac{2}{3}\pi \frac{\omega_0 \pm \Omega}{\omega_0}\right]; \\ u_{c\delta} &= \frac{mU_m}{2} \cos\left[(\omega_0 \pm \Omega)t - \frac{2}{3}\pi \frac{\omega_0 \pm \Omega}{\omega_0}\right]. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Эти напряжения образуют системы прямой и обратной последовательности; амплитуды их

$$\left. \begin{aligned} U_{1m} &= \frac{mU_m}{2} K_1; \\ U_{2m} &= \frac{mU_m}{2} K_2. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Значения коэффициентов  $K_1$  и  $K_2$  определяются из выражений:

$$\left. \begin{aligned} K_1 &= 1 + 2 \cos \frac{2\pi\Omega}{3\omega_0}; \\ K_2 &= 1 + 2 \cos \frac{2\pi(2\omega_0 \pm \Omega)}{3\omega_0}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

При частотах огибающей до 10 Гц с погрешностью не более 2% можно принять  $K_1=1$  и  $K_2=0$ , что позволяет пренебречь составляющими обратной последовательности напряжений боковых частот. Этот вывод оказывается справедливым и в случае сложной периодической огибающей. При случайном изменении нагрузки процесс формирования огибающей кривой напряжения может рассматриваться как стационарный в широком смысле случайный процесс, который может интерпретироваться как гармоническое колебание со случайной амплитудой и фазой. Правомерность такого представления применительно, например, к колебаниям напряжения в сетях с электродуговыми сталеплавильными печами подтверждается результатами корреляционного анализа соответствующих кривых [Л. 3 и др.]. По известным первым двум моментам распределения колебаний напряжения или токов в фазах ударной нагрузки могут быть найдены вероятностные характеристики потерь энергии в сети. Однако такой путь решения оказывается весьма трудоемким.

Более общим представляется решение, основанное на анализе энергетического спектра гармонического колебания, модулированного по амплитуде случайной функцией времени. Поскольку распределения нагрузки и колебаний напряжения отвечают нормальному закону [Л. 3] и диапазон частот колебаний огибающей невелик [Л. 4]. Модулирующий процесс можно рассматривать как нормальный

случайный процесс с ограниченной полосой пропускания [Л. 5]. Энергетический спектр  $F_u(\omega)$  рассматриваемого процесса состоит из дискретной и сплошной частей [Л. 5]:

$$F_u(\omega) = \pi U_m^2 \delta(\omega - \omega_0) + U_m^2 \frac{2\Omega_m D}{\Omega_m^2 + (\omega - \omega_0)^2}. \quad (4)$$

Здесь  $\delta(\omega - \omega_0)$  — дельта-функция дискретного спектра на частоте  $\omega_0$ ;  $D$  — дисперсия случайного процесса изменения огибающей;  $\Omega_m$  — полоса частот, в которой интенсивность модулирующего процесса постоянна.

Исследования, проведенные нами в сетях с электродуговыми печами типа ДСП-100 и ДСП-200 по методике, описанной в [Л. 3], показали, что в среднем  $\frac{\Omega_m}{\omega_0} \leq 0,4$ . Для сетей прокатных станов это отношение оказывается значительно меньше.

Как следует из выражения (4), дополнительные потери, обусловленные колебаниями напряжения, определяются энергией сплошного спектра. Сплошной спектр, как известно, представляется бесконечным числом гармоник с бесконечно малыми амплитудами и частотными интервалами между ними. Поскольку понятие фазности при сплошном спектре отсутствует, то сплошной спектр колебаний напряжения приводит только к дополнительным потерям в токоведущих частотах и не вызывает дополнительные электромагнитные моменты у электрических машин. Это положение было проверено в сетях 6—10 кВ некоторых металлургических заводов, к которым были подключены электродуговые печи емкостью до 10 т и электродвигатели при  $m \leq 0,04$ . С помощью частотомера — тахометра типа ЧКЗ-29 колебания частоты вращения синхронных и асинхронных электродвигателей обнаружены не были.

**Определение потерь энергии в сетях при колебаниях напряжения.** Спектральное представление колебаний напряжения на основе теории амплитудной модуляции позволяет определить возникающие при этом дополнительные потери активной мощности и энергии. При гармоническом характере огибающей потери мощности  $\Delta P_r^{(\partial)}$  в сопротивлениях проводов, кабелей, шин и других токоведущих частях, характеризующихся активным сопротивлением  $r$  и полным сопротивлением (с учетом нагрузки)  $z$  на основании (2) представляются выражением

$$\Delta P_r^{(\partial)} = \frac{3m^2 U^2}{z} r, \quad (5a)$$

где  $U$  — действующее значение напряжения сети при отсутствии колебаний.

Относительное увеличение потерь, обусловленных колебаниями напряжения, в сравнении со «спокойным режимом» при равенстве средних значений напряжения на шинах в обоих случаях составит:

$$\Delta P_r^{(\partial)} < m^2. \quad (5b)$$

Последнее выражение показывает, что даже при максимально возможных значениях индекса модуляции ( $m \approx 0,1$ ), что соответствует сети с весьма

небольшой мощностью короткого замыкания (до 150 мВ·А), потери в токоведущих частях при колебаниях напряжения возрастают не более, чем на 2%. Погрешности расчетов потерь в сетях имеют большую величину, поэтому потерями  $\Delta P_r^{(\partial)}$  можно пренебречь.

В случае сплошного спектра колебаний среднее значение дополнительных потерь мощности может быть определено на основании теоремы Рейли [Л. 6] по выражению

$$\Delta P_{r*}^{(c)} = D \frac{f_m^*}{\omega_0} \int_0^{f_m^*} \frac{\Delta P_r^{(\partial)}}{f_m^{*2} + (1 + f^*)^2} df^*, \quad (6a)$$

где  $f_m^* = \frac{\Omega_m}{\omega_0}$  — относительная величина полосы частот, в которой интенсивность модулирующего процесса постоянна;  $D$  — то же, что и в выражении (4).

Относительное увеличение потерь после выполнения необходимых преобразований представляется выражением:

$$\begin{aligned} \Delta P_{r*}^{(c)} = & \frac{f_m^* D}{\omega_0 \sin^2 \varphi} \left[ \frac{1}{f_m^*} \left( K_1 + K_2 - \frac{1}{f_m^{*2} - \operatorname{ctg}^2 \varphi} \right) \times \right. \\ & \times \operatorname{arctg} \frac{f_m^{*2}}{f_m^{*2} - f_m^* + 1} + \\ & + K_3 \ln \sqrt{\frac{(1 + \operatorname{ctg}^2 \varphi) [(f_m^* - 1)^2 + f_m^{*2}]}{(1 + f_m^{*2}) [(f_m^{*2} + 1)^2 + \operatorname{ctg}^2 \varphi]}} + \\ & + \left. \frac{K_4 - K_3}{\operatorname{ctg} \varphi} \operatorname{arctg} \frac{f_m^* \operatorname{ctg} \varphi}{\operatorname{ctg}^2 \varphi + f_m^* + 1} + \frac{1}{(f_m^{*2} - \operatorname{ctg}^2 \varphi) \operatorname{ctg} \varphi} \times \right. \\ & \times \operatorname{arctg} \frac{f_m^* \operatorname{ctg} \varphi}{\operatorname{ctg}^2 \varphi - f_m^* + 1}, \end{aligned} \quad (6b)$$

где  $\operatorname{tg} \varphi = \frac{x}{r}$ ;  $x$  — индуктивное сопротивление токоведущих частей и нагрузки;

$$\left. \begin{aligned} K_1 = -K_3 = & -\frac{4}{(\operatorname{ctg}^2 \varphi - f_m^{*2})^2 + 8 (\operatorname{ctg}^2 \varphi + f_m^{*2} + 2)}, \\ K_2 = K_4 = & \frac{\pm \operatorname{ctg}^2 \varphi \mp f_m^{*2} + 8}{(\operatorname{ctg}^2 \varphi - f_m^{*2})^2 + 8 (\operatorname{ctg}^2 \varphi + f_m^{*2} + 2)}. \end{aligned} \right\} \quad (6b)$$

С помощью полученных выражений рассчитываются также средние потери активной мощности в электродвигателях и трансформаторах. Ввиду весьма ограниченного диапазона частот сплошного спектра частотная характеристика их может приниматься равномерной в полосе частот, равной  $f_m^*$  (или  $\Omega_m$ ); это обстоятельство позволяет учитывать асинхронные двигатели величиной сопротивления короткого замыкания, а синхронные двигатели и генераторы — синхронным индуктивным сопротивлением  $x_d$ .

Численный анализ, выполненный с помощью ЦВМ типа «Минск-32», показал, что при  $D \leq 0,1$  увеличение потерь в линиях и электродвигателях не превышает 1%. Отметим, что для сетей с электродуговыми печами, работающими в режиме расплава, когда колебания напряжения наиболее

интенсивны,  $D \approx 0,1$  [Л. 3]; в остальные периоды эта величина значительно меньше. Для сетей прокатных станов также  $D < 0,1$ . Таким образом, при анализе колебаний напряжения, представляемых в виде случайного процесса с постоянной интенсивностью, дополнительными активными потерями, обусловленными колебаниями, можно пренебречь.

Оценим величины потерь мощности в асинхронных и синхронных машинах при колебаниях напряжения, носящих гармонический характер. Скольжение ротора асинхронного электродвигателя для вращающихся полей боковых частот

$$s_6 = \frac{s + f^*_6}{1 \pm f^*_6}, \quad (7)$$

где  $s$  — результирующее скольжение при наличии составляющих напряжения с частотой сети и боковых частот;  $f^*_6$  — относительная (в сравнении с частотой сети) частота огибающей.

Относительная величина потерь в меди ротора  $\Delta P_{p*}$  от полей боковых частот (в долях от номинальных) согласно [Л. 7] определяются по выражениям:

$$\Delta P_{p*} = \frac{0,5m^2 \left[ \left( r_1 + \frac{r'_2}{s_6} \right)^2 + x_k^2 \right]}{\left( r_1 + r'_2 \frac{1 + f^*_6}{s \pm f^*_6} \right)^2 + x_k^2 (1 \pm f^*_6)^2}, \quad (8)$$

где  $r_1$ ;  $r'_2$  и  $x_k$  — активные сопротивления статора и ротора (приведенные к цепи статора) и индуктивное сопротивление короткого замыкания двигателя.

Потери в меди статора определяются по формуле типа (5б). Из (8) следует, что при  $m \leq 0,1$  оказывается  $\Delta P_{p*} \leq 0,02$ . Вращающие моменты, обусловленные напряжением боковых частот, оказываются различными в силу того, что величины их обратно пропорциональны скольжению. При  $f^*_6 > s$  дополнительный тормозной момент превосходит соответствующий вращающий. При неизменном моменте сопротивления это приводит к увеличению тока промышленной частоты и увеличению потерь в сети и электродвигателе. В случае вентиляторной характеристики снижается производительность производимого механизма. Указанные явления практически сказываются лишь при  $m > 0,1$ , что на практике наблюдается чрезвычайно редко.

В синхронных электродвигателях напряжения боковых частот обусловливают появление полей, вращающихся относительно ротора со скольжениями, определяемыми по формуле (7) при условии  $s=1$ . Это позволяет определять потери и моменты в двигателе, пользуясь известными соотношениями теории асинхронных режимов синхронных машин [Л. 7 и др.].

Действующие значения токов статора по продольной и поперечной осям  $I_d$  и  $I_q$ , токов возбуждения  $I_f$  и пускового ( успокоительного ) контура  $I_{kd}$  и  $I_{kq}$  для каждой из боковых частот находятся из выражений [Л. 8]

$$\left. \begin{aligned} I_d &= \frac{mU_m}{2\sqrt{2}x_d} \sqrt{\frac{(1+s_6^2T'^2_{d0})(1+s_6^2T''^2_{d0})}{(1+s_6^2T'^2_d)(1+s_6^2T''^2_d)}}, \\ I_q &= \frac{mU_m}{2\sqrt{2}x_d} \sqrt{\frac{1+s_6^2T'^2_{q0}}{1+s_6^2T''^2_q}}, \end{aligned} \right\} \quad (9a)$$

где  $x_d$  и  $x_q$  — индуктивные сопротивления машины по продольной и поперечной осям;  $T'_d$ ,  $T''_d$ ,  $T'_{q0}$ ,  $(T'_{d0}, T''_{d0}, T''_{q0})$  — переходная и сверхпереходные постоянные обмотки статора при замкнутой (разомкнутой) обмотке ротора.

$$\left. \begin{aligned} I_f &= \frac{mU_m x_{afds_6}}{2\sqrt{2}x_d r_f} \sqrt{\frac{1+s_6^2T^2_{1ds}}{(1+s_6^2T'^2_d)(1+s_6^2T''^2_d)}}, \\ I_{kd} &= \frac{mU_m x_{alds_6}}{2\sqrt{2}x_d r_{kd}} \sqrt{\frac{1+s_6^2T_{fs}}{(1+s_6^2T'^2_d)(1+s_6^2T''^2_d)}}, \\ I_{kq} &= \frac{mU_m x_{alqs_6}}{2\sqrt{2}x_q r_{kq}} \frac{1}{\sqrt{1+s_6^2T'^2_q}}, \end{aligned} \right\} \quad (9b)$$

где  $x_{afds}$ ,  $x_{alds}$ ,  $x_{alqs}$  — индуктивные сопротивления взаимоиндукции между контурами статора и обмотки возбуждения; продольным и поперечным успокоительным контурами;  $r_f$ ,  $r_{kd}$ ,  $r_{kq}$  — активные сопротивления обмотки возбуждения и успокоительной обмотки по продольной и поперечной осям;  $T_{fs}$ ,  $T_{ds}$  — постоянные времени обмотки возбуждения и успокоительной обмотки по продольной оси.

Потери в сопротивлении цепей статора и ротора находятся по закону Джоуля-Ленца. Массовые расчеты по приведенным формулам показали, что для  $f_6 \leq 3$  Гц и (или)  $m \leq 0,1$  дополнительные потери в синхронных электродвигателях при колебаниях напряжения не превосходят 1% номинальных потерь. При наличии напряжений боковых частот в синхронном двигателе, как и в асинхронном, появляются дополнительные вращающие моменты. Расчеты по методике, приведенной в [Л. 7], показывают, что при  $m \leq 0,1$  величина их пренебрежимо мала (менее 1% номинального вращающего момента).

Сопоставляя полученные зависимости потерь при колебаниях напряжения, можем заключить, что структура выражения для средней величины их  $\Delta P_{cp}$  имеет вид:

$$\Delta P_{cp} = \frac{n}{(1+a)^2}, \quad (10)$$

где  $n=m^2$ ,  $a=0$  — в случае дискретного гармонического спектра и  $n=D$  — для сплошного спектра;  $a$  — коэффициент, зависящий от вида электрооборудования.

Выражение (10) может использоваться при решении задач оптимизации режимов систем электроснабжения с резкопеременными нагрузками, если возможны большие значения  $m$  или  $D$  (более 0,1).

В заключение отметим, что при колебаниях напряжения, наблюдавшихся в заводских сетях, дополнительные потери оказываются пренебрежимо малыми. Расчеты показывают, что при колебаниях напряжения до 1,5%, допустимых согласно

ГОСТ 13109-67, в сетях прокатных станов и электродуговых печей увеличение потерь энергии не превышает 0,5% их значения при отсутствии колебаний напряжения.

Следовательно, при нормировании колебаний напряжения дополнительными потерями мощности можно пренебречь.

**Выводы.** 1. Спектральное представление детерминированных и случайных функций, описывающих процесс колебаний напряжения в промышленных электросетях, позволяет определить средние значения потерь в элементах систем электроснабжения.

2. Потери мощности в электрических сетях при колебаниях напряжения, отвечающих нормам ГОСТ 13109-67, оказываются незначительными.

3. При нормировании колебаний напряжения следует учитывать наряду с воздействием на зрение людей и устройства автоматики, телемеханики и связи возможный технологический ущерб, главным образом в электротехнологических устройствах. Необходимо проведение работ по исследованию указанного ущерба.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Железко Ю. С. Колебания напряжений в сетях с ударными нагрузками большой мощности и возможности экономической оценки ущерба от колебаний. — В кн.: Тезисы докладов на третьем Всесоюзном совещании по качеству электрической энергии. ЭНИН им. Кржижановского. М., 1973, с. 67—70.
2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы, ч. I. М., «Советское радио», 1966. 483 с.
3. Влияние дуговых электропечей на системы электроснабжения. Под ред. Смелянского М. Я., Минеева В. А. М., «Энергия», 1975, 183 с.
4. Матинцев В. В., Челканов В. В., Пашко А. С. Определение потерь электроэнергии в сетях энергосистем при колебаниях напряжения. — В кн.: Вопросы надежности и экономичности систем электроснабжения. МДНП, 1974, с. 107—110.
5. Левин Б. Р. Теоретические основы статической радиотехники. Т. 1. М., «Советское радио», 1974. 549 с.
6. Харкевич А. А. Спектры и анализ. Гостехиздат, 1957. 266 с.
7. Сыромятников И. А. Режимы работы асинхронных и синхронных двигателей. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963. 527 с.
8. Мамиконянц Л. Г. Токи и моменты вращения, возникающие в синхронной машине при включении ее способом самосинхронизации. Труды ЦНИЭЛ, Госэнергоиздат, 1956, вып. 4, с. 9—88.

[7.5.1976]

УДК 621.311.22.001.2

## Автоматизированная система проектирования электроустановок собственных нужд блочных КЭС

Кандидаты техн. наук ОКОЛОВИЧ М. Н., ШИГИН А. Г., инж. ФЕДИН В. А.

Московский энергетический институт

Электроустановка собственных нужд (с. н.) КЭС должна строиться в зависимости от особенностей основного оборудования станции и ее главной электрической схемы, а именно: числа и мощности энергоблоков, режима их работы (базовый, полупиковый или пиковый), конфигурации и напряжения главной электрической схемы, расстановки в ней коммутационных аппаратов и т. д. Каждой совокупности исходных данных КЭС соответствует оптимальное решение в части электроустановки с. н. Одним из путей определения оптимального решения может быть сравнительный анализ ряда вариантов. Однако число возможных вариантов получается столь велико, что их анализ становится затруднительным даже при использовании ЦВМ, если последняя будет использована только для решения отдельных математических зависимостей.

Наиболее перспективным методом оптимального проектирования технических объектов является автоматизированная система, соединяющая в себе современные математические методы исследования операций проектирования и использование ЦВМ в новом качестве, выполняющую работу по проектированию объекта на основе формализации и алгоритмизации самого процесса проектирования.

В статье рассмотрены вопросы построения автоматизированной системы проектирования (АСП) с. н. КЭС.

Электроустановка с. н. КЭС представляет собой сложно организованный технический объект, состоящий из ряда элементарных объектов или элементов (электродвигатели и прочие токоприемники, источники рабочего и резервного питания, распределительные устройства), объединенных между собой электрическими (кабели, токопроводы) и трансформаторными связями.

Схему соединения элементов будем называть структурной схемой, а совокупность структурной схемы с алгоритмом функционирования — структурой объекта. Номенклатура и параметры элементов, а также связей являются внутренними характеристиками объекта.

Анализ отечественного и зарубежного опыта проектирования электроустановок с. н. блочных КЭС дал возможность сформулировать следующие отправные положения, на базе которых была сформирована исходная структура проектируемого объекта (рис. 1):

источником рабочего питания с. н. ИП1 во всех случаях служат генераторы КЭС и энергосистема; для электроснабжения потребителей электроустановки с. н. предусматривается две ступени напряжения:  $U_1$  и  $U_2$ ;

агрегатная нагрузка с. н. питается по блочному принципу, общестанционная подключается равномерно к распределительным устройствам с. н.

При поиске оптимальной структуры с. н. приходится считаться с тем, что не у всех элементов и связей параметры могут свободно варьироваться. Объясняется это тем, что к началу проектирования электроустановки с. н. технологическая часть КЭС и ее главная электрическая схема уже сформировались и тем самым определили некоторые параметры электроустановки с. н. К ним относятся параметры рабочих источников питания (главных генераторов станции и системы), некоторые параметры токоприемников (например, расчетные мощности и частоты вращения двигателей). К изменяющимся параметрам относятся напряжения  $U_1$  и  $U_2$ , параметры трансформаторных связей, число, вид и мощность резервных источников питания. С ними функционально связаны параметры выключателей распределительных устройств и электрических связей (зависимые параметры).

АСП позволяет решить задачу поиска оптимальной структуры с. н. Рассмотрим, к какой категории следует отнести эту задачу. По классу исходной информации возможны следующие разновидности задач проектирования:

с полной информацией, когда вся исходная информация представлена детерминированными величинами; некоторые величины имеют случайный характер, но выражены известными вероятностными характеристиками;

с неполной информацией, когда в составе исходной информации имеется одна или несколько величин, не имеющих объективных характеристик.

Оптимизация структуры с. н., строго говоря, относится к категории задач с неполной исходной информацией, причем некоторые из представленных величин имеют вероятностный характер (например, показатели надежности электрооборудования). Однако путем использования средних значений случайных величин и составления прогнозированных характеристик для величин, не имеющих объективных значений (например, для нового электрооборудования), рассматриваемую задачу можно свести к категории задач с полной детерминированной исходной информацией.

Поскольку электроустановка с. н. должна удовлетворять ряду требований (надежность, эконо-

мичность, обеспечение самозапуска электродвигателей, поддержание напряжения в нормированных пределах, оперативная гибкость и т. д.), можно предположить, что задача ее оптимизации относится к числу задач многокритериальных. Но есть возможность свести ее к однокритериальной задаче, введя в качестве комплексного критерия расчетные затраты, которые объединяют в себе два основных качества — экономичность и надежность. Остальные критерии учитываются при рассмотрении и со-поставлении вариантов с близкими расчетными затратами.

По учету фактора времени задачи делят на статические и динамические. Решаемую задачу можно отнести к задачам динамическим, так как ряд величин меняется во времени (например, параметры надежности элементов и связей, графики нагрузок и т. п.). Однако и здесь на первом этапе построения АСП задача может быть условно сведена к более простой статической задаче, если отнести расчетные затраты к одному усредняющему году.

Таким образом, оптимизация структуры с. н., являющаяся фактически задачей с неполной и частично вероятностной исходной информацией, многокритериальной, динамической, сводится к задаче с полной детерминированной исходной информацией, однокритериальной, статической.

Получение оптимальной структуры объекта — это задача оптимального синтеза, заключающаяся в определении внутренних параметров проектируемого объекта, соответствующих минимуму целевой функции (расчетных затрат), которая характеризует основные внешние параметры объекта в области, ограниченной предельными параметрами оборудования и действующими правилами и нормами. Для математической формулировки задачи используются соответственно термины трех алфавитов:

внутреннего — для описания внутренних параметров проектируемого объекта:

$$X = x_1, \dots, x_n;$$

внешнего — для описания внешних параметров объекта:

$$Y = y_1, \dots, y_k;$$

алфавита среды, описывающего исходные данные для проектирования данного конкретного объекта:

$$Z = z_1, \dots, z_l.$$

Тогда задача оптимизации записывается следующим образом: при известном  $z$  определить  $x$  при условии, что  $x_0 \in \hat{X}$ , где

$$\hat{X} = \{\hat{x}_0 : Y(\hat{x}_0) \leq C(z^0), \hat{x}_0 \in \hat{X}\};$$

$$\Phi(\hat{y}^0) = \min \Phi(\hat{y}),$$

где  $\hat{y} \subset Y$ .

Основными внешними параметрами электроустановки с. н. являются: капиталовложения  $K$ , надежность, годовые потери энергии. Как было уже сказано, в качестве единой целевой функции приняты

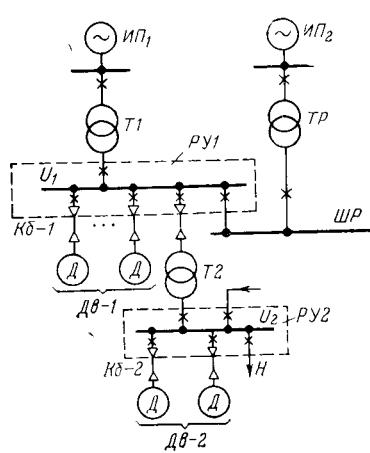


Рис. 1. Начальная структура электроустановки с. н. блочной КЭС.

расчетные затраты, объединяющие в себе все перечисленные внешние параметры:

$$Z = (p_n + a)K + \beta \Delta A + Y,$$

где  $p_n$  — нормативный коэффициент эффективности;  $a$  — норма амортизационных отчислений;  $K$  — капиталовложения;  $\beta$  — средняя себестоимость электроэнергии;  $\Delta A$  — годовые потери энергии в проектируемом объекте;  $Y$  — вероятный ущерб, обусловленный степенью надежности объекта.

В соотношении слагаемых расчетных затрат заложена альтернатива: чем выше капиталовложения в объект, тем меньше ущерб и потери энергии.

В основу построения АСП с. н. положена математическая модель процесса проектирования электроустановки с. н. Модель строилась как модель-аналог традиционного процесса проектирования с учетом накопленного в этой области опыта.

Модель процесса проектирования содержит граф конструирования, архив и оценочные функции (рис. 2).

Граф конструирования (рис. 3) — это прадерево, вершинам которого соответствуют фрагменты (состояния) объекта на разных стадиях его проектирования, а дугам — переходы из одного состояния в другое, связанные с выбором очередного элемента (и соответственно, внутреннего параметра) объекта. Каждому ярусу, таким образом, соответствует определенный шаг проектирования, в результате которого достигается следующая стадия (фрагмент) формирования объекта.

На верхнем ярусе размещаются напряжение первой ступени  $U_1$  и структура цепи рабочего питания, т. е. те внутренние параметры, которые оказывают наиболее сильное влияние на качества (внешние параметры) объекта. На втором ярусе решается вопрос о величине напряжения второй ступени  $U_2$ . На третьем ярусе рассматривается напряжение и способ присоединения цепи рабочего питания к главной электрической схеме станции. На четвертом ярусе формируется структура цепей резервного питания.

Каждый  $i$ -й ярус дает в общем случае три внешних параметра, входящих в состав целевой функции:  $(p_n + a)K$ ;  $\beta \Delta A$  и  $Y$ . Таким образом, по внешним параметрам проектируемый объект можно представить в виде трех прадеревьев: графа капиталовложений  $K$ , графа потерь энергии  $\Delta A$  и графа ущерба  $Y$ . Расчет внешних параметров на верхнем ярусе, использование имеющегося опыта проектирования позволяют провести локальное упорядочение дуг графа конструирования по отношению к его внешним параметрам. Это означает, что можно задать порядок на множестве значений каждого внутреннего параметра по отношению к каждому внешнему параметру таким образом, что при перечислении слева направо вершин в пределах одного яруса внешний параметр возрастает.

Архив — специальным образом организованное множество значений каталоговых параметров элементов объекта.

Оценочные функции — формальный аппарат, предназначенный для вычисления значений величин при выборе того или иного элемента установки с. н.

и для вычисления значений внешних параметров объекта.

Для возможности расширения и изменения как архива, так и оценочных функций в состав модели включены еще два блока: трансформатор и корректор. Первый предназначен для внесения изменений в графе конструирования в зависимости от значений параметров среды. Функции второго блока заключаются в изменении (расширении, модификации) архива и оценочных функций при изменении в элементном базисе с. н. Можно предположить, что потребность изменения оценочных выражений будет возникать крайне редко, так как это связано с появлением либо новых элементов со свойствами, принципиально отличными от свойств имеющихся элементов того же функционального назначения, либо новых структурных решений объекта.

Модель функционирует следующим образом (рис. 2):

трансформатор, исходя из значений параметров среды, строит рабочий граф конструирования;

в архиве определяются массивы значений параметров элементов, которые могут быть использова-

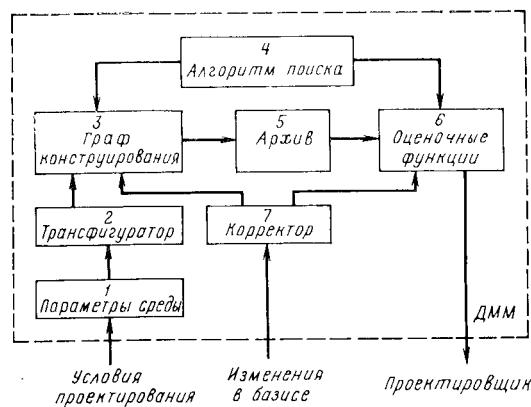


Рис. 2. Структурная схема математической модели процесса проектирования электроустановки с. н.

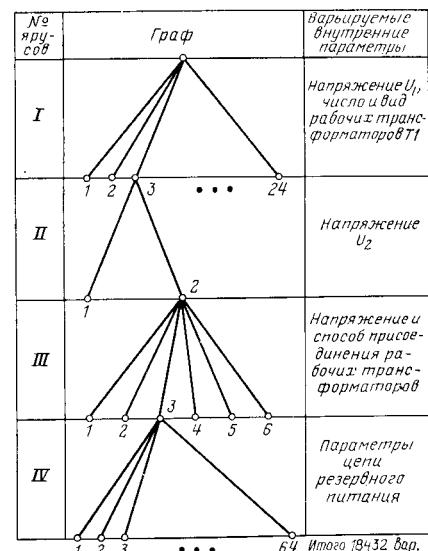


Рис. 3. Граф конструирования.

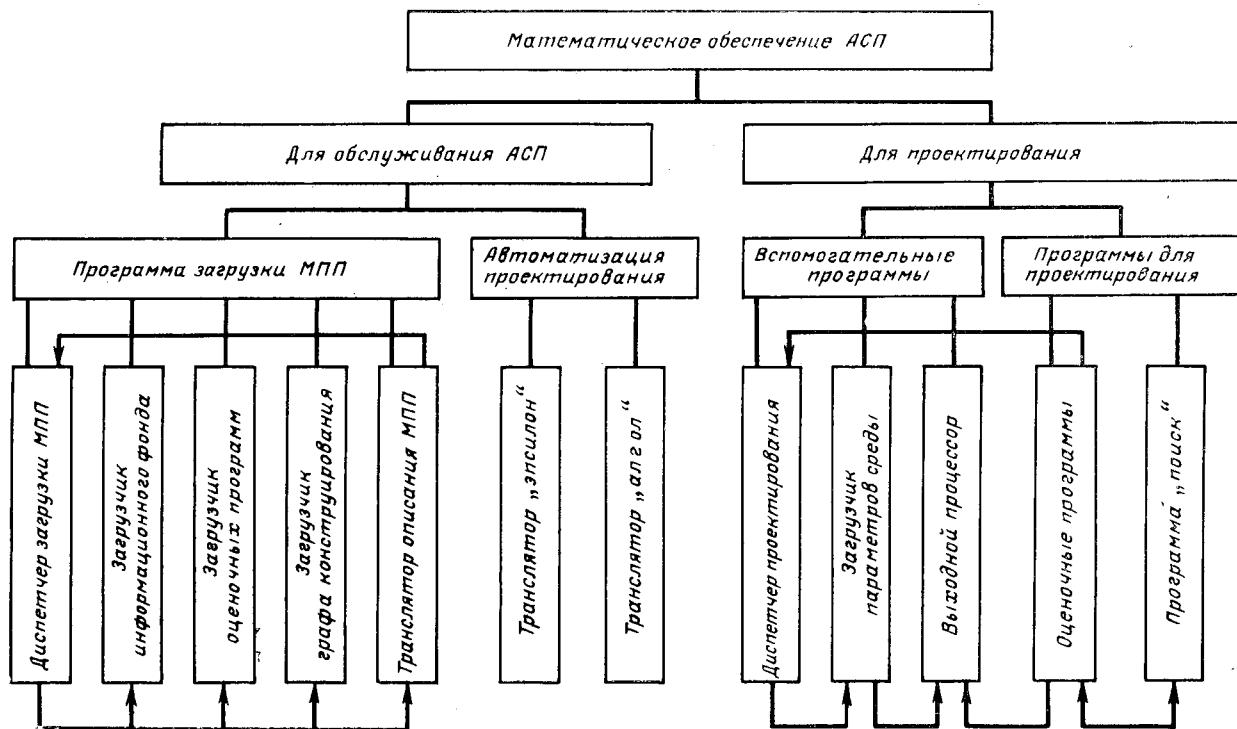


Рис. 4. Структурная схема математического обеспечения АСП с.н.

ны на заданном на графе конструирования пути; блок «оценочные функции» выделяет элементы, удовлетворяющие значениям параметров среды и условиям функционирования в выбранном варианте (пути) с. н., а также вычисляет значения внешних параметров объекта;

блок «алгоритм поиска» осуществляет поиск оптимального (в смысле значения целевой функции) пути на множестве вариантов (путей), заложенных на графике конструирования.

Алгоритм поиска, использованный на АСП с. н., представляет собой реализацию схемы последовательного конструирования с начислением функций предпочтения  $\Phi$  фрагмента объекта.

Рассмотрим множество  $A = \{a_1, \dots, a_k\}$  конкурирующих фрагментов проектируемого объекта, полученных на  $n$ -м шаге уточнения решения. Каждый фрагмент  $a_i \in A$  определяет подмножество  $B^i = \{b_1^i, \dots, b_{n_i}^i\}$  вариантов объекта, характеризующееся тем, что любой вариант  $b_j^i \in B^i$  включает в себя фрагмент  $a_i$ . Очевидно, что функцию предпочтения фрагмента  $a_i$  можно отождествить с функцией, определяющей нижнюю границу целевой функции на множестве  $B^i$ . Оказывается, что нижнюю границу подмножества, задаваемого любым фрагментом, определить достаточно просто при наличии частичного порядка на графике конструирования. Для этой цели определим минимально воз-

можное значение внешнего параметра  $K_{\min}^{a_i}$  для вариантов проектируемого объекта, содержащих фрагмент  $a_i$ . Вычислим сначала параметр  $K$  для варианта электроустановки с. н., полученного пристраиванием к  $a_i$  самых левых дуг на графике кон-

струирования, упорядоченном по  $K$ . Аналогично вычислим параметры  $\Delta A_{\min}^{a_i}$  и  $Y_{\min}^{a_i}$ . Определим:

$$\mathcal{Z}_{\min}^{a_i} = (p_n + a)^{a_i} K_{\min}^{a_i} + \beta \Delta A_{\min}^{a_i} + Y_{\min}^{a_i}.$$

Таким образом  $\Phi(a_i) = \mathcal{Z}_{\min}^{a_i}$ .

Среди полученных описанным способом значений  $\Phi(a_i)$  для  $i = 1, \dots, k$  выбирается  $\Phi(a_k^{\min}) = \min \Phi(a)$  для  $\forall a \in A \cdot a_k^{\min}$  считается фрагментом, принадлежащим оптимальному решению и подлежащим дальнейшему уточнению. Однако  $\mathcal{Z}_{\min}^{a_i}$  не является точкой нижней границы целевой функции  $\mathcal{Z}^{a_i}$  на подмножестве  $B^i$ , и алгоритм поиска, основанный на вычислении  $\mathcal{Z}_{\min}^{a_i}$ , может привести к потере решения. Чтобы избежать этого,  $\Phi^n(a_k^{\min})$  на каждом  $n$ -м шаге уточнения фрагмента сравнивается последовательно с

$$\Phi^1(a_{r1}), \Phi^2(a_{r2}), \dots, \Phi^{n-1}(a_{r_{n-1}}),$$

где  $a_{ri}$  — фрагмент, задающий значение  $\Phi^i(a_{ri})$ , ближайшее к  $\min \Phi^i(a)$ . Если

$$\Phi^n(a_k^{\min}) \leq \Phi^i(a_{ri})$$

для  $i = 1, 2, \dots, n-1$ , уточняется фрагмент  $a_k^{\min}$ . В противном случае уточнению подлежит  $a_{ri}$ , где  $r = i$  и  $\Phi^n(a_k^{\min}) > \Phi^i(a_{ri})$ .

Техническим обеспечением модели служит ЦВМ типа М-222, обладающая оперативной памятью емкостью не менее 16 384 ячеек. Математическое обеспечение АСИ с. н. включает в себя три основных вида программ: отображения в памяти ЦВМ модели процесса проектирования, осуществления процесса машинного проектирования и осуществления обмена информацией между пользователем и АСП. В математическое обеспечение входят также некоторые стандартные средства автоматизации программирования, имеющиеся на ЦВМ. Назначение всех программ и их взаимосвязь представлены на рис. 4.

В настоящее время математическая модель для АСП с. н. отлажена и работает как в режиме анализа, так и в режиме синтеза. На ней начаты исследования. Следует отметить, что модель процесса проектирования электроустановок с. н. блочных КЭС позволяет решать задачи двоякого рода:

вести автоматизированный процесс проектирования электроустановок с. н. конкретных станций; причем здесь возможна работа модели как в режиме синтеза (выбор оптимальной структуры электроустановки с. н. для заданных исходных данных), так и в режиме анализа (проведение ряда трудоемких расчетов для принятой структуры);

исследовать принципиальные вопросы построения и режимов работы электроустановок с. н. с получением обобщенных данных и выводов (например, выявление оптимальных областей применения напряжений 10, 6, 0,66 и 0,38 кВ, определение оптимальных параметров выключателей и трансформаторов для электроустановок с. н., исследование влияния числа блоков и их режима работы на структуру электроустановки с. н., оптимизация расчетных условий при определении токов короткого замыкания и т. п.). В зависимости от характера исследования используется работа модели в режиме синтеза или анализа.

[20.6.1976]



УДК 621.3.015.532.001.24

## Сопоставление методов расчета электрических характеристик внешней области униполярного коронного разряда для систем с плоскопараллельным полем

ВЕРЕЩАГИН И. П., ЛИТВИНОВ В. Е., ВАСЯЕВ В. И.

Московский энергетический институт

В последние годы возрос интерес к расчету внешней области униполярного коронного разряда, что связано с широким использованием систем с коронным разрядом в электротехнологических установках. При расчете внешней области обычно исходят из допущения о непрерывном во времени и пространстве характере коронного разряда. Областью, в которой происходят ионизационные процессы, пренебрегают и считают, что напряженность на поверхности провода не зависит от интенсивности короны и равна начальной напряженности.

С учетом этих допущений задача расчета поля сводится к решению дифференциального уравнения третьего порядка в частных производных вида:

$$k(\nabla^2\varphi)^2 + \operatorname{grad} \varphi \operatorname{grad}[k(\nabla^2\varphi)] = 0, \quad (1)$$

где  $k$  — подвижность ионов.

Точные решения уравнения коронного разряда для двухмерных и трехмерных полей отсутствуют даже для случая постоянной подвижности ионов. Поэтому приходится пользоваться результатами численных расчетов на ЦВМ или приближенными аналитическими решениями, базирующимися на дополнительных допущениях, существенно упрощающих задачу.

В ранних работах Дейча и Майра, которые подробно анализируются в [Л. 1], приведены расчеты вольт-амперных характеристик и распределений напряженности поля при весьма грубых допу-

щениях. В [Л. 2 и 3] было показано, что расчет поля можно выполнить, оставив только одно дополнительное, упрощающее задачу предположение о неизменности конфигурации силовых линий поля по сравнению с электростатическим полем. На базе этого дополнительного предположения был разработан метод расчета, нашедший широкое применение и получивший название метода Дейча — Полкова.

Несмотря на удовлетворительное совпадение результатов расчетов по методу Дейча — Полкова с экспериментом для системы электродов «провод — плоскость» [Л. 3] не представляется возможным без дополнительного исследования распространить этот вывод на другие более сложные системы электродов. Предпринимались попытки усовершенствования метода Дейча — Полкова, при которых авторы по-прежнему исходили из предположения о неизменности конфигурации силовых линий поля [Л. 4 и 5].

Второе направление работ связано с различными способами представления решения уравнения (1) в виде ряда. Выбор вида разложения искомого решения в ряд является наиболее существенным моментом, определяющим эффективность полученного решения. Поскольку, как правило, только для нулевого приближения удается получить аналитическую формулу, то ряд должен сходиться очень быстро с тем, чтобы нулевое и, в крайнем случае,

первое приближения давали приемлемую для практики точность.

В [Л. 6] для системы «провод — плоскость» решение в биполярной системе координат  $\xi$  и  $\eta$  представлено в виде ряда

$$\varphi(\xi, \eta) = \sum_{j=0}^{\infty} \varphi_j(\xi) \cos j\eta. \quad (2)$$

При подстановке этого выражения в уравнение коронного разряда (1) получается система нелинейных дифференциальных уравнений относительно функций  $\varphi_j$ , для решения которой использовалось разложение в ряд по малому параметру. В результате система нелинейных уравнений свелась к бесконечной системе дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами. При решении последней находится нулевое и первое приближение, а также уравнение вольт-амперной характеристики. В качестве малого параметра использовались величины, пропорциональные току коронного разряда. Отсюда следует, что это решение является достаточно точным лишь для малых токов и перенапряжений. Кроме того, оно, к сожалению, трудно вычисляется и не удобно для аналитического исследования. Видимо, это обстоятельство не позволило автору подробно сопоставить свое решение с методом Дейча — Попкова, что представляется важным.

Применение метода для других систем электродов встречает затруднения как из-за выбора соответствующей системы координат, так и из-за весьма трудоемких и громоздких расчетов.

В [Л. 7] применительно к расчету поля в системе электродов «провод — плоскость» в качестве преобразования координат используется конформное отображение на кольцо. Искомый потенциал поля  $\varphi$  представляется в виде ряда по степеням малого параметра:

$$\varphi = \sum_{j=0}^{\infty} \alpha^j \varphi_j, \quad (3)$$

где

$$\alpha = \frac{r_0}{2h},$$

Из-за малого значения параметра  $\alpha$  основную часть решения должно составлять нулевое приближение, не зависящее от  $\alpha$ . Из выражения для коэффициента конформного преобразования в уравнение нулевого приближения входит член, не зависящий от  $\alpha$ , который должен составлять основную часть коэффициента конформного преобразования. Однако в выражении для коэффициента конформного преобразования член, не зависящий от  $\alpha$ , имеет постоянное значение и с ним соизмеримы остальные слагаемые.

При постоянном значении коэффициента конформного преобразования получается совпадение уравнения нулевого приближения с уравнением коронного разряда между коаксиальными цилиндрами. Таким образом, решение уравнения нулевого приближения соответствует распределению поля между коаксиальными цилиндрами и, как следствие, напряженность для большей части промежутка

будет постоянной, что противоречит экспериментальным данным.

Для того чтобы частично устранить несоответствие, в [Л. 7] предлагается значения плотности тока, соответствующие нулевому приближению и постоянные вдоль плоскости (напряженность и плотность объемного заряда при постоянном коэффициенте конформного преобразования постоянны вдоль плоскости), умножить на полное значение коэффициента конформного преобразования. Только так удается получить удовлетворительное совпадение с экспериментальными данными.

Таким образом, можно сделать вывод, что, поскольку малый параметр в исходном уравнении и граничных условиях не выделяется естественным путем, а вводится искусственно, быстрой сходимости ряда не получается, и нулевое приближение не обеспечивает необходимую точность расчета.

Позднее идея о конформном отображении на кольцо получила дальнейшее развитие в [Л. 8 и 9]. Электростатическое поле в кольце зависит только от одной полярной координаты. Если конфигурация силовых линий поля при коронном разряде слабо отличается от конфигурации силовых линий электростатического поля, то решение уравнения коронного разряда, записанного в координатах плоскости кольца, будет слабо зависеть от полярного угла. Таким образом, разложение выражения потенциала поля в ряд по функциям полярного угла будет представлено в основном нулевым членом, не зависящим от угла, и малыми добавками в виде функций от него.

Пользуясь таким представлением, удалось получить аналитические формулы в нулевом приближении для ряда практически важных плоскопараллельных полей и оценить вклад в значения напряженности и плотности объемного заряда последующих приближений [Л. 10 и 11].

Нулевые приближения не зависят от полярного угла в плоскости конформного отображения и в этом смысле оно соответствует условию неизменности конфигурации силовых линий поля в методе Дейча — Попкова, хотя полностью и не совпадает с ним. С другой стороны, метод не ограничивается нулевым приближением, поэтому его следует рассматривать как обычный способ решения путем разложения в ряд, позволяющий при учете последующих членов оценить погрешность.

В данной статье приводятся результаты расчета напряженности поля, плотности объемного заряда и плотности тока для систем электродов «провод — плоскость», «провод между плоскостями», «ряд проводов между плоскостями» и «ряд проводов — плоскость», позволяющие составить представление о характерных значениях параметров коронного разряда в различных условиях и произвести оценку погрешности приближенных методов. Для оценки погрешности использовались расчеты на ЦВМ по методике, изложенной в [Л. 12], и результаты экспериментального исследования. Расчеты производились как в предположении о постоянстве подвижности ионов, так и с учетом влияния переменного характера подвижности.

На рис. 1, 2 приведены распределения напряженности поля по межэлектродному промежутку,

полученные различными методами. Первоначально сопоставим результаты расчетов при постоянной подвижности ионов. Отличие результатов по методу Дейча — Попкова от численных расчетов для большой части промежутка не превышает 5%. Максимальное различие имеет место в системах «ряд проводов между плоскостями» и «ряд проводов, параллельных плоскости» на линии  $x=d/2$  (рис. 2), но и здесь оно менее 10%. Метод разложения в ряд дает погрешность примерно в 2 раза меньшую, чем метод Дейча — Попкова.

Исходя из допущения о неизменности конфигурации силовых линий поля, следовало бы ожидать, что на линиях симметрии метод не должен давать погрешность. Однако наименьшая ошибка получается на промежуточной силовой линии. Например, сопоставление расчетных формул для нулевого приближения по методу разложения в ряд и методу Дейча — Попкова для системы электродов «ряд проводов между плоскостями» показывает, что они совпадают для силовой линии, которая характеризуется значением полярного угла в плоскости конформного отображения  $\theta = \pi/4$ . Расхождение между результатами расчетов по рассматриваемым методам возрастает по направлению к линиям симметрии.

По-видимому, это связано с тем, что метод Дейча — Попкова использует предположение о неизменности конфигурации силовой трубы поля, а не силовой линии. Хотя силовые линии остаются линиями симметрии, нельзя говорить о сохранении при коронном разряде неизменной конфигурации силовой трубы.

Анализируя распределение напряженности поля при коронном разряде, можно видеть, что во всех

случаях имеет место резкий спад напряженности от коронирующего электрода и далее постепенное возрастание по направлению к противоположному электроду. В этом состоит отличие распределения поля в рассматриваемых системах от распределения поля между коаксиальными цилиндрами. Как известно, напряженность поля при коронном разряде между коаксиальными цилиндрами в значительной части промежутка постоянна.

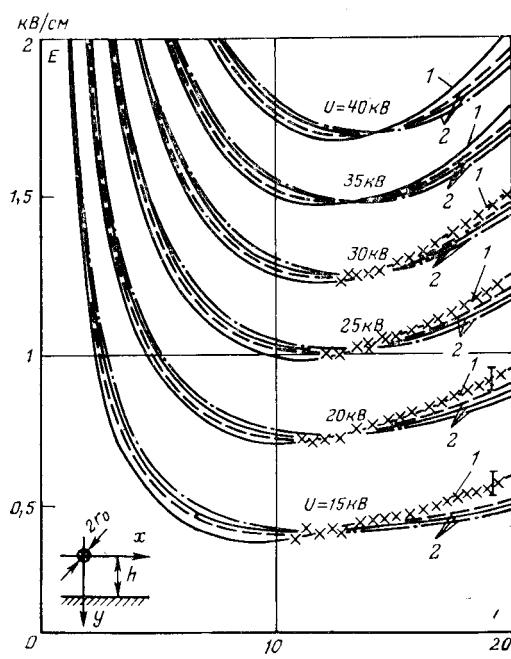


Рис. 1. Распределение напряженности электрического поля на линии  $x=0$  ( $r_0=10^{-4}$  м;  $h=0,2$  м).  
xxx — экспериментальные данные; —— метод Дейча — Попкова;  
—·—·— метод разложения в ряд; —— числовой метод; 1 —  $k_{var}$ ; 2 —  $k_{const}$ .

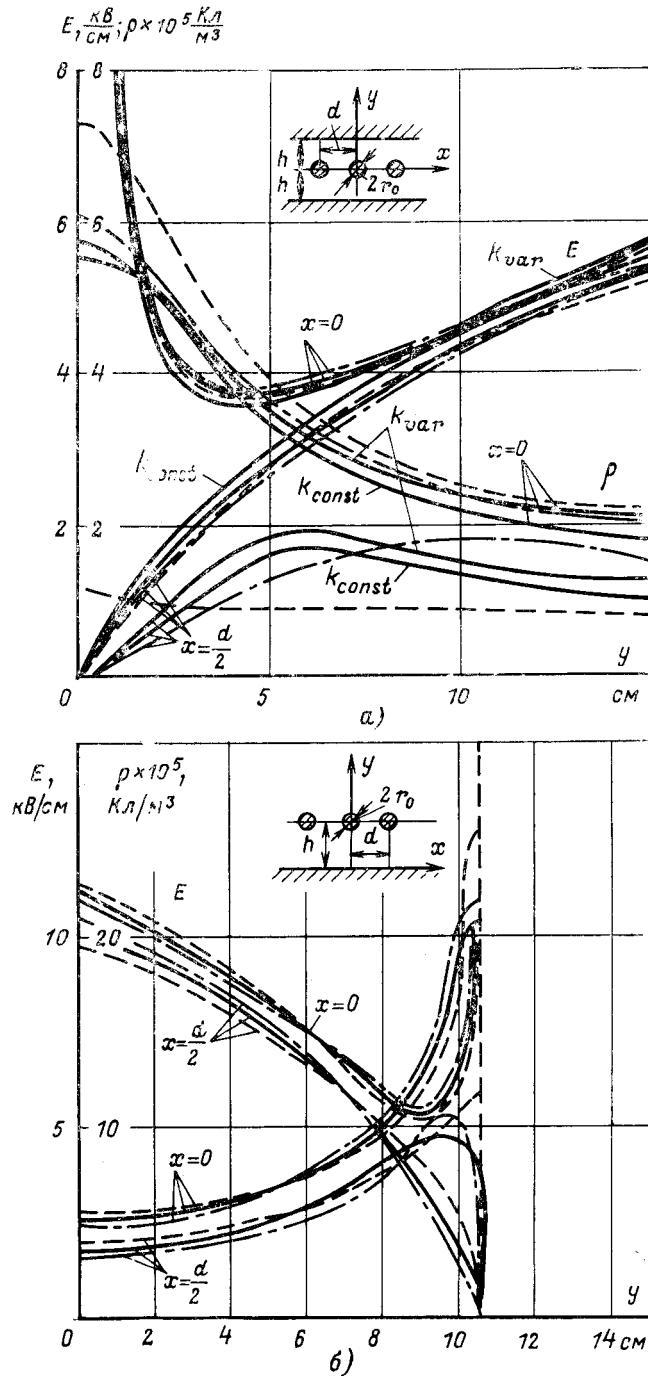


Рис. 2. Распределение напряженности электрического поля и плотности съемного заряда на линиях  $x=0$  и  $x=d/2$ .  
—·—·— метод Дейча — Попкова; —·—·— метод разложения в ряд; —— числовой метод. а —  $U=80$  кВ;  $h=15$  см;  $d=18$  см;  $2r_0=3$  мм; б —  $k=const$ ;  $U=82,5$  кВ;  $h=10,9$  см;  $d=6$  см;  $r_0=0,24$  мм.

Степень возрастания напряженности по направлению к некоронирующему электроду увеличивается при переходе от систем электродов «провод между плоскостями», «провод — плоскость» к системам «ряд проводов между плоскостями», «ряд проводов, параллельных плоскости». В последних системах это возрастание проявляется тем в большей мере, чем меньше расстояние между проводами. Предельным случаем является условная «коронирующая» плоскость. Распределение напряженности в этом случае имеет вид:

$$E = \sqrt{\frac{2j}{\epsilon_0 k_{cp}} x + E_0^2}. \quad (4)$$

Неравномерность распределения напряженности поля увеличивается с ростом интенсивности коронного разряда. Для периферийных силовых линий характерно как возрастающее, так и спадающее распределение напряженности в зависимости от удаления от центральной силовой линии.

В случае многопроводных систем электродов наблюдается приблизительно равномерное распределение напряженности по плоскости, если выполняется условие  $d \leq 1,5 h$ . Имеет место резкий спад напряженности в области между проводами.

Для того чтобы учесть влияние переменного характера подвижности ионов на напряженность поля и плотность объемного заряда, необходимо исходить из зависимости мгновенной (локальной) подвижности от времени жизни ионов, т. е. от времени их движения от коронирующего электрода до данной точки пространства.

Экспериментальных данных по мгновенной подвижности очень мало. По существу известны только значения подвижности, относящиеся к малым временам жизни по [Л. 19]. Наиболее многочисленны и достоверны результаты измерения средней подвижности, хотя в каждом конкретном случае эти результаты зависят от способа определения, т. е. характера усреднения (рис. 3). Эти данные целесообразно использовать для получения обобщенной зависимости мгновенной подвижности ионов от времени их жизни, при этом необходимо знать использованный в каждом случае закон усреднения. В диапазоне времени жизни ионов от 0 до

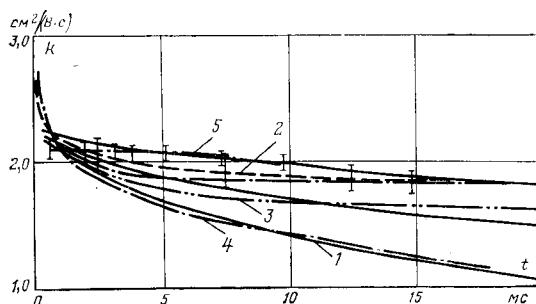


Рис. 3. Зависимости средней и мгновенной подвижностей ионов от времени жизни ионов.

1 — мгновенная (локальная) подвижность ионов, полученная из выражений для напряженности поля и вольт-амперной характеристики при  $k=var$ ; 2 — экспериментальные данные [Л. 20] (сопоставление экспериментальных и расчетных вольт-амперных характеристик); 3 — экспериментальные данные [Л. 18] (сопоставление экспериментальной и расчетной напряженности поля); 4 — зондовые измерения и строгий расчет  $k_{cp}$ ; 5 — максимально возможный  $k_{cp}$ .

30 мс, который характерен для процессов в электрофильтрах и других электротехнологических устройствах, зависимости средней подвижности ионов от времени их жизни, относящиеся к определенному способу усреднения, аппроксимируются формулами вида:

$$k_{cp} = \frac{N_{cp}}{N_{cp} + t}, \quad (5)$$

где  $t$  — время жизни ионов;  $M_{cp}$  и  $N_{cp}$  — коэффициенты.

Предполагается, что аналогичная зависимость от времени жизни имеет место и для мгновенной подвижности, но с другими коэффициентами  $M$  и  $N$ .

Для основных методов экспериментального определения средней подвижности (по вольт-амперным характеристикам [Л. 16 и 20] и по экспериментальным значениям напряженности у некоронирующего электрода в системе «коаксиальные цилиндры» [Л. 18]) в [Л. 13] установлена связь между параметрами  $M_{cp}$  и  $N_{cp}$  и  $M$ ,  $N$ . В обоих случаях несмотря на различие в исходных значениях  $M_{cp}$  и  $N_{cp}$  получаются одни и те же значения  $M=4,0 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2/\text{В}$  и  $N=1,8 \cdot 10^{-2} \text{ с}$ . Полученная таким образом зависимость мгновенных значений подвижности ионов от времени их жизни представлена на рис. 3, кривая 1.

Влияние переменной подвижности ионов характеризуется отношением напряженности поля и плотности объемного заряда к их значениям при постоянной подвижности. Получены приближенные формулы для относительных значений напряженности поля и плотности объемного заряда от времени жизни ионов в приближении метода Дейча — Попкова:

$$\frac{E_v}{E_c} = \sqrt{\frac{1+t/2N}{1+t^*/4N}}, \quad (6)$$

$$\frac{\rho_v}{\rho_c} = \frac{1+t/N}{1+t^*/4N} \sqrt{\frac{1+t^*/4N}{1+t/2N}}, \quad (7)$$

где  $E_c$  и  $\rho_c$  — напряженность и плотность объемного заряда, рассчитанные при постоянной подвижности;  $E_v$  и  $\rho_v$  — напряженность и плотность объемного заряда при переменной подвижности;  $t^*$  — время движения ионов от коронирующего электрода до осадительного (полное пролетное время).

Эти формулы являются инвариантными для всех рассматриваемых систем электродов. Сопоставление расчетов по данным формулам с расчетами на ЦВМ свидетельствуют, что расхождение между ними не превышает 1—2% как в случае коаксиальных цилиндров, так и для других систем электродов. Столь хорошее совпадение с численными расчетами объясняется тем, что погрешность приближенного расчета времени жизни ионов и полного времени пролета одинаковым образом влияет на значения, стоящие в числителе и в знаменателе выражений (6) и (7).

Влияние переменного характера подвижности ионов проявляется в возрастании напряженности у плоскости и в ослаблении поля у коронирующего электрода по сравнению с распределением напряженности при постоянной подвижности.

На рис. 4 представлены зависимости относительного изменения напряженности поля от  $t/t^*$ . Из рис. 4 видно, что, например, времени жизни ионов 5 мс соответствует изменение напряженности у некоронирующего электрода, равное 4%, а времени жизни 2 мс — 2%.

В системах с плоскопараллельным полем при одних и тех же межэлектродных расстояниях и значениях напряжения полное время пролета ионов получается несколько большим (на 20—30%), чем в коаксиальных цилиндрах. Это объясняется специфическим распределением напряженности при коронном разряде в плоскопараллельных полях, а именно, наличием минимума в средней части промежутка. Наиболее сильное влияние переменного характера подвижности ионов проявляется, как следует из рис. 2, при больших временах жизни ионов, т. е. при больших межэлектродных расстояниях и относительно небольших значениях напряжения. Так, например, при межэлектродном расстоянии, равном 40 см, и напряжении 50 кВ полное время пролета ионов в случае коаксиальных цилиндров составляет около 20 мс, а для систем с плоскопараллельным полем около 25 мс. Соответствующее изменение напряженности у осадительного электрода составляет 11 и 13%.

Для экспериментального определения напряженности поля был разработан и широко использован метод изолированного сферического зонда, который имеет определенные преимущества перед цилиндрическим зондом с заданным значением потенциала [Л. 11 и 14], поскольку позволяет определить напряженность с меньшими затратами труда и большей точностью. Если в первом случае получаются значения напряженности в точке, то во втором — среднее значение напряженности вдоль зонда. Погрешность метода изолированного зонда составляет 5% [Л. 17].

Как следует из рис. 1, результаты расчета с учетом переменного характера подвижности хорошо согласуются с экспериментальными данными. Особенно это ясно в тех случаях, когда влияние подвижности приводит к заметному изменению напряженности по сравнению с расчетами при постоянной подвижности.

Например, для условий эксперимента, результаты которого представлены на рис. 1, при  $U=15$  и 20 кВ полное пролетное время соответственно равно 25 и 18 мс; изменение напряженности у плоскости составляет 13 и 9%, т. е. превосходит погрешность эксперимента.

Сопоставление с экспериментальными данными еще раз подтверждает вывод о пригодности приближенных аналитических методов для расчета напряженности поля. В большинстве практических случаев (межэлектродные расстояния 5—20 см, напряжение 40—120 кВ) влияние переменного характера подвижности на напряженность поля не превышает 5% и его можно не учитывать. Исключения составляют периферийные области межэлектродного пространства и системы с большим расстоянием между электродами при напряжении, близком к начальному.

Из сопоставления результатов численных расчетов плотности объемного заряда с расчетами по

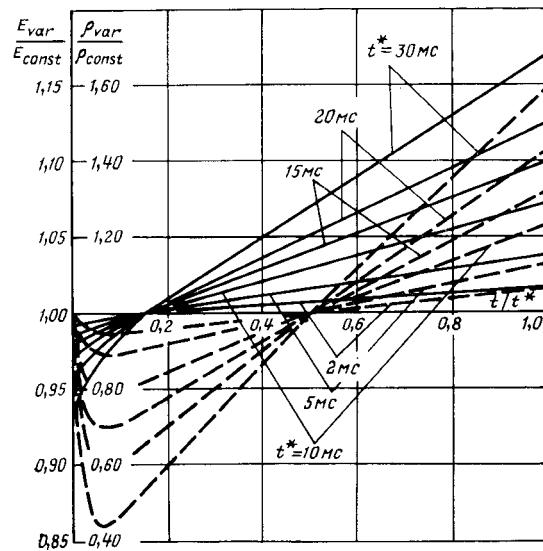


Рис. 4. Относительное изменение напряженности поля и плотности объемного заряда при учете переменного характера подвижности ионов в зависимости от отношения времени жизни ионов  $t$  к полному времени пролета ионов по силовой линии  $t^*$ .

$$\text{---} \frac{E_{\text{var}}}{E_{\text{const}}} ; \text{---} \frac{\rho_{\text{var}}}{\rho_{\text{const}}} .$$

методу Дейча — Попкова и методу разложения в ряд (рис. 2) следует, что расхождение существенно больше, чем в значениях напряженности. Для преобладающей части межэлектродного пространства погрешность метода Дейча — Попкова составляет примерно 20%, а метода разложения в ряд 10%. Перепад плотности объемного заряда вдоль поверхности коронирующего электрода по методу Дейча — Попкова получается больше, чем при численных расчетах и в методе разложения в ряд.

Следует отметить, что в системе электродов «ряд проводов между плоскостями» и «ряд проводов, параллельных плоскости» на линии  $x=d/2$  метод Дейча — Попкова приводит к результатам, которые не только количественно, но и качественно не согласуются с численными расчетами (рис. 2). По методу Дейча — Попкова плотность объемного заряда монотонно возрастает от плоскости к центру промежутка, в то время как по методу разложения в ряд и численным расчетам по мере удаления от плоскости сначала возрастает и, переходя через максимум, спадает к центру промежутка. Этот спад плотности объемного заряда был обнаружен также при зондовых измерениях.

Влияние переменного характера подвижности ионов на распределение плотности объемного заряда проявляется в том, что уменьшение подвижности вдоль силовых линий приводит к увеличению объемного заряда у плоскости и уменьшению его вблизи провода по сравнению с соответствующим распределением при постоянной подвижности.

Сопоставление расчета по формуле относительного изменения плотности объемного заряда (7) с расчетами на ЦВМ свидетельствует, что они совпадают с точностью 1—2%. На рис. 4 представ-

лены зависимости относительного изменения плотности объемного заряда от времени жизни ионов. На плотность объемного заряда переменный характер подвижности влияет в большей степени, чем на напряженность. Из представленных зависимостей следует, что времени жизни ионов, равному 5 мс, соответствует изменение плотности объемного заряда у осадительного электрода, равное примерно 20%, а времени 2 мс — 10%.

Влияние изменения подвижности сильнее проявляется в периферийных областях поля, поскольку из-за увеличения длины силовых линий поля и уменьшения напряженности время жизни ионов возрастает (рис. 2, 5).

Экспериментальных данных по плотности объемного заряда мало. Наиболее обстоятельные измерения проведены с помощью метода зондовых характеристик [Л. 14 и 15]. Учет влияния переменного характера подвижности приводит к лучшему совпадению расчетных данных с экспериментами (рис. 5, а), чем при расчетах с постоянной подвижностью.

В связи с ограниченным объемом экспериментальных данных по плотности объемного заряда важное значение имеет измерение распределения плотности тока по некоронирующему электроду, которое достаточно просто осуществить путем секционирования плоскости. Надежность экспериментального определения плотности тока является важным обстоятельством при выборе этой характеристики коронного разряда.

Особый интерес представляет распределение плотности тока на некоронирующем электроде для систем электродов «провод между плоскостями» и «провод — плоскость», где изменение плотности тока вдоль плоскости проявляется в наибольшей мере. В [Л. 16] применительно к системе электродов «провод — плоскость» приводится обобщенная зависимость в виде

$$\frac{j(x)h}{I} = \frac{8\pi}{3} \frac{1}{\left(1 + \frac{x^2}{h^2}\right)^3}. \quad (8)$$

Распределение относительной плотности тока (5) не зависит от приложенного напряжения. При экспериментальном исследовании было установлено, что аналогичная зависимость имеет место и для системы электродов «провод между плоскостями» [Л. 11].

Пользуясь соотношением

$$j = \rho k E, \quad (9)$$

можно рассчитать распределение плотности тока по приближенным методам с учетом влияния переменного характера подвижности. Результаты расчета согласуются с обобщенной зависимостью (8).

В качестве примера на рис. 5 представлены расчетные и экспериментальные распределения плотности тока для системы электродов «провод между плоскостями». Наиболее близкое совпадение с экспериментальными данными получается при численном расчете и расчете по методу разложения в ряд. Для того чтобы учесть влияние переменного характера подвижности ионов на плотность тока, рас-

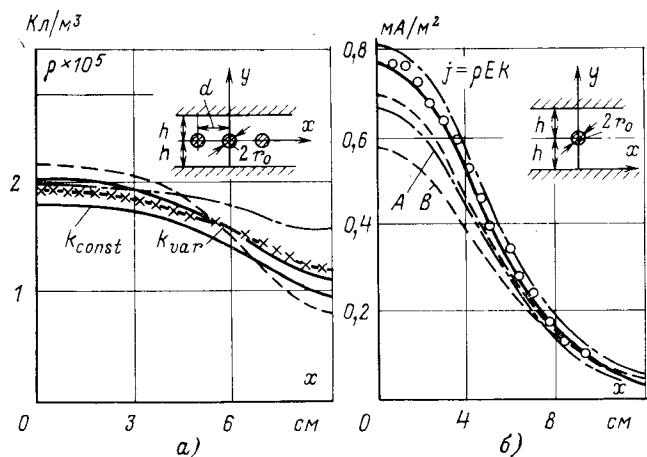


Рис. 5. Распределение плотности объемного заряда на линии вдоль плоскости  $y=h$  (а) и плотности тока вдоль плоскости  $y=0$  (б).

— — — метод Дейча — Попкова; - - - - - метод разложения в ряд; — — — численный метод; x-x-x — экспериментальные данные [Л. 15]; о о о о — экспериментальные данные. а —  $U=80$  кВ;  $h=15$  см;  $d=18$  см;  $r_0=3$  мм; б —  $U=25$  кВ;  $h=10$  см;  $r_0=0,85$  мм.

считанную по методу разложения в ряд и методу Дейча — Попкова, недостаточно в формуле (9) принять во внимание только зависимость мгновенной подвижности ионов от времени, а  $E$  и  $\rho$  рассчитывать в предположении постоянства подвижности. Такой подход приводит к заниженным значениям плотности тока (рис. 5, б, кривая А — по методу разложения в ряд, кривая В — по методу Дейча — Попкова). При правильном расчете плотности тока необходимо учитывать относительные изменения напряженности и плотности объемного заряда.

Таким образом, на основании всего представленного материала можно сделать вывод о пригодности для инженерных расчетов, как метода Дейча — Попкова, так и метода разложения в ряд, хотя метод разложения в ряд обеспечивает примерно в 2 раза меньшую погрешность. Для метода Дейча — Попкова погрешность составляет не более 5% в напряженности и 20% в плотности объемного заряда. Указанная погрешность в плотности объемного заряда для практических целей вполне приемлема, поскольку плотность объемного заряда в технологических установках с коронным разрядом определяет только скорость зарядки частиц. Изменение плотности объемного заряда на 20% практически не влияет на скорость зарядки.

Указанные оценки погрешности приближенных методов расчета относятся к плоскопараллельным полям с цилиндрическими коронирующими электродами. Возможность применения метода Дейча — Попкова для трехмерных полей нуждается в дополнительном исследовании.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Капцов Н. А. Коронный разряд. М., Гостехиздат, 1947. 226 с.
2. Попков В. И. К теории униполярной короны постоянного тока. — «Электричество», 1949, № 1, с. 33—48.
3. Попков В. И. К теории коронного разряда в газе при постоянном напряжении. — «Изв. АН СССР. ОТИ», 1953, № 5, с. 664—674.
4. Dupuy J. Effect de couronne et champs ionisés. — «Revue générale de l'électricité», 1958, t. 67, № 2, p. 85—104.

5. Sarma M., Janischewskyi W. Analysis of corona losses on d.c. transmission lines. I—Unipolar lines.—«IEEE Trans., PAS», 1969, vol. 88, № 5, p. 718—725.
6. Цырлин Л. Э. К теории униполярной короны.—«ЖТФ», 1955, вып. 1, т. XXV, с. 2525—2531.
7. Усынин Г. П. Расчет поля и характеристики униполярного коронного разряда постоянного тока (провод — параллельная плоскость).—«Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1966, № 4, с. 56—70.
8. Васяев В. И., Верещагин И. П. Метод расчета поля при коронном разряде.—«Электричество», 1971, № 5, с. 58—62.
9. Васяев В. И., Верещагин И. П. К расчету характеристик униполярного коронного разряда в системе электродов «ряд проводов между плоскостями».—«Электричество», 1972, № 5, с. 34—39.
10. Васяев В. И. Методы расчета двухмерных полей при униполярном коронном разряде. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. 1972. 24 с. (МЭИ).
11. Основы электрогазодинамики дисперсных систем. М. «Энергия», 1974. 480 с. Авт.: И. П. Верещагин, В. И. Левитов, Г. З. Мирзабекян, М. М. Пашин.
12. Литвинов В. Е., Мирзабекян Г. З. Численный метод решения уравнения униполярного стационарного коронного разряда в плоских полях.—«Электричество», 1972, № 5, с. 39—45.
13. Литвинов В. Е. Влияние переменного характера подвижности ионов на параметры униполярного коронного разряда. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. 1972. 24 с. (МЭИ).
14. Левитов В. И., Решидов И. К. Характеристики электрических полей пластинчатых электрофильтров.—В кн.: Сильные электрические поля в технологических процессах. М., «Энергия», 1971, вып. 2, с. 145—159.
15. Решидов И. К. Экспериментальное исследование электрических электрофильтров и их особенности при обратной короне.—Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1971. 28 с. (МЭИ).
16. Попков В. И., Рябая С. И. Распределение тока униполярной короны на некоронирующем и коронирующем электродах.—«Электричество», 1974, № 11, с. 45—51.
17. Бабашкин В. А., Верещагин И. П. Измерение напряженности поля коронного разряда методом пробного тела.—В кн.: Сильные электрические поля в технологических процессах. М., «Энергия», 1971, с. 3—14.
18. Левитов В. И. Корона переменного тока. М., «Энергия», 1969. 272 с.
19. Попков В. И. О подвижности ионов в условиях коронного разряда.—«Доклады АН СССР», 1947, № 6, т. 58.
20. Апухтина Е. Г., Данилин В. В., Сверидова Л. С. Коронный разряд в воздухе и доменном газе при повышенном давлении.—В кн.: Электрическая очистка газов. М., «Энергия», 1968, с. 49—69.

[8.9.1976]



УДК 537.327:546.291

## Пробой сжатого азота при криогенных температурах

АКСЕНОВ Ю. П., ЛЕВИТОВ В. И., ЛЯПИН А. Г.

Широкое развитие исследований по созданию новых видов устройств передачи электроэнергии — криорезистивных и сверхпроводящих кабелей значительно подняло интерес к изучению электрической прочности основных хладоагентов этих кабелей (соответственно азота и гелия) при криогенных температурах. Это обстоятельство связано с идеей использования хладоагентов не только для поддержания необходимых при работе кабелей низких температур, но и в качестве основной электроизоляционной среды [Л. 1].

В исследованиях пробоя азота в однородном поле при комнатных температурах [Л. 2—5] четко не определены области давлений  $p$  и межэлектродных расстояний  $s$ , в которых выполняется закон подобия разрядов (для однородного поля — закон Пашна). Для криогенных же температур (близких к температуре сжижения  $N_2$ ) неизвестна не только область, в которой действует закон подобия, но и само его существование при этих температурах.

Эти причины побудили провести исследование пробоя азота в электрическом поле, близком к однородному. Основной целью исследований было установление факта, выполняется ли закон подобия разрядов при криогенных температурах и при положительном ответе установление границы его выполнения.

Для проведения опытов была создана экспериментальная установка с камерой давления, рассчитанная на избыточное давление до 3,5 МПа и температуру от 77 К и выше. Камера была снабжена высоковольтным вводом, позволяющим по-

давать на электроды переменное напряжение промышленной частоты с амплитудой до 150 кВ при плавном подъеме.

Исследовался промежуток, образованный системой электродов «шар — плоскость» с диаметром шара 50 мм и диаметром плоскости 80 мм. Электроды были выполнены из нержавеющей стали. Перед каждой серией опытов электроды полировались, обезжиривались спиртом и после установки их в камеру вся система вакуумировалась и затем «промывалась» газообразным азотом. Камера с избыточным давлением охлаждалась до рабочих температур, а затем уже ее нижняя часть заполнялась жидким азотом, причем его уровень всегда был ниже разрядного промежутка. Наружное охлаждение рабочего объема жидким азотом или подогрев последнего позволяли регулировать температуру исследуемой среды в камере в диапазоне 77—130 К. Давление регулировалось путем подачи газообразного азота из баллона высокого давления.

Порядок осуществления опытов был следующим. После охлаждения камеры и установления заданного уровня температуры (77 К) при атмосферном давлении с помощью специального устройства устанавливается межэлектродный зазор, точность измерения которого была не хуже 2,5%. Затем определялись значения пробивных напряжений при атмосферном давлении. Далее давление повышалось на некоторую ступень и после выхода температуры в камере на стационарный уровень снова определялись пробивные напряжения.

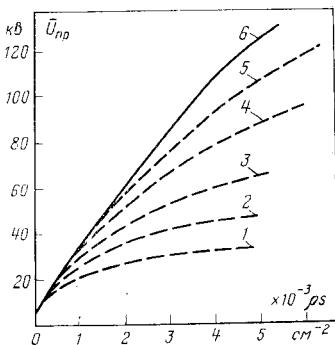


Рис. 1. Зависимость пробивного напряжения промежутков в сжатом азоте от параметра  $\rho s$ .  
 1 —  $s = 0,16$  мм; 2 — 0,32 мм; 3 — 0,64; 4 — 0,8; 5 — 1,28; 6 — (0,16—0,64) мм при давлении 0,1—0,25 МПа.

Измеряемый параметр				
$s$ , мм	$\rho \times 10^{-3}$ , $\text{г} \cdot \text{см}^{-3}$	$\rho s \times 10^{-3}$ , $\text{г} \cdot \text{см}^{-2}$	$\rho \times 10^{-1}$ , МПа	$U_{\text{пр}}$ , кВ
0,2	4,7	0,1	1,0	4,8
0,64	8,3	0,5	2,0	19,2
1,92	4,7	1,0	1,0	36,0
3,2	4,7	1,5	1,0	45,5
3,84	5,4	2,0	1,2	61,9
3,84	6,8	2,6	1,6	73,2
4,48	6,8	3,0	1,6	88,3
5,12	7,5	3,8	1,8	110
5,12	8,3	4,3	2,0	125

В каждом опыте при неизменном зазоре для набора значений давлений, увеличивающихся от атмосферного до критического (3,35 МПа), осуществлялось не менее 150 пробоев. В диапазоне давлений 0,1—0,25 МПа приращение давления было 0,05 МПа для давлений, больших 0,25 МПа, выбиралось такое последующее значение давления, при котором плотность пара над жидкостью становилась больше предыдущей в целое число раз. При максимальном давлении камера дополнительно охлаждалась с внешней стороны жидким азотом, что позволило при последующем сбрасывании давления в камере до атмосферного переводить среду из пара в жидкость. Разрядный промежуток в этом случае обмывался жидким азотом, а последующее удаление жидкости из камеры позволяло выводить из нее загрязнения, образующиеся в процессе предыдущих разрядов. Следующий опыт начинался тогда, когда уровень жидкости опускался ниже разрядного промежутка. При такой процедуре удалось получить достаточно удовлетворительную повторяемость результатов отдельных опытов. Число повторений таких опытов было не менее трех.

Расчет плотности при известных давлениях и температуре производился по диаграмме состояния азота.

Исследования пробивных напряжений были осуществлены для межэлектродных расстояний от 0,16 до 6,40 мм в диапазоне давлений от атмосферного до 3,5 МПа и температур от 77 до 130 К.

Обычно экспериментальные результаты исследования пробивных напряжений при нормальной и неизменной температуре представляются в виде  $U_{\text{пр}}(\rho s)$ , т. е. учитывается только давление газа, хотя принципиально нужно учитывать и температуру газа. Одновременный учет давления и темпе-

ратуры можно осуществить путем замены давления  $\rho$  на плотность  $\rho$  и представления экспериментальных результатов в виде зависимостей  $U_{\text{пр}}(\rho s)$ .

Однако можно ожидать, что и в этом случае, т. е. при равном числе молекул в разрядном промежутке, экспериментальные характеристики, полученные при существенно различающихся температурах, например, нормальных и криогенных, будут отличаться друг от друга, т. е. влияние температуры будет учтено лишь частично. Путем сопоставления и анализа количественного расхождения подобных характеристик можно будет в дальнейшем найти поправочные коэффициенты, с помощью которых можно достаточно полно учесть влияние температуры на пробивные напряжения.

Среднеарифметические значения пробивных напряжений  $\bar{U}_{\text{пр}}$  для указанных значений межэлектродных расстояний, давлений и температур приведены в таблице в виде зависимостей от термодинамических параметров и параметра подобия  $\rho s$ , а на рис. 1 дана зависимость  $U_{\text{пр}}(\rho s)$  от параметра  $\rho s$ .

Экспериментальные точки для каждого из обследованных промежутков распадаются на две группы. К первой из них относятся те значения пробивных напряжений, которые оказываются одинаковыми для промежутков разной длины при равенстве произведения  $\rho s$ , т. е. зависят лишь от произведения  $\rho s$  (рис. 1, кривая 6). Эта группа точек удовлетворяет известному закону подобия разрядов или для случая однородного поля — закону Пашена.

Ко второй группе точек относятся те значения пробивных напряжений, которые при разных значениях  $\rho s$  оказываются различными для промежутков разной длины и, следовательно, закону подобия разрядов не удовлетворяют (рис. 1, кривые 1—5).

Полученные экспериментальные результаты показывают, что при криогенных температурах, близких к температуре кипения жидкого азота, существует область параметров, в которой выполняется закон подобия разрядов. Кроме того, чем меньше длина межэлектродного промежутка, тем меньше значения  $\rho s$ , при которых наступают отклонения от обобщенной кривой пробивных напряжений. Таким образом, в качественном отношении закономерности пробивных напряжений для однородных полей при криогенных температурах не отличаются от таковых при нормальных температурах [Л. 5].

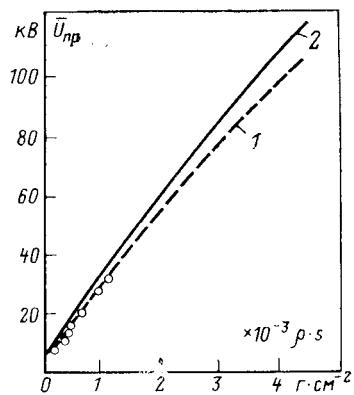


Рис. 2. Зависимость пробивного напряжения промежутка в сжатом азоте от параметра  $\rho s$  для нормальной (1) и криогенной (2) температур.  
 1 — [Л. 2]; О — [Л. 4].

Анализ всей совокупности первой группы точек, удовлетворяющих закону подобия разрядов, приводит к следующему выражению зависимости пробивных напряжений от произведения  $\rho s^*$ :

$$\bar{U}_{\text{пр}} = 21 \times 10^3 \rho s + 0,33 \times 10^3 V \rho s, \quad (1)$$

или в общем виде

$$U_{\text{пр}} = A \rho s + B V \rho s. \quad (2)$$

В области нормальных температур для определения пробивных напряжений используется аналогичное по структуре выражение [Л. 6 и 7]. Отличие заключается в том, что при нормальной температуре используется зависимость  $U_{\text{пр}}(\rho s)$ , а при криогенных температурах  $U_{\text{пр}}(\rho s)$ . Как показано в [Л. 5], подобная зависимость пробивных напряжений от параметра подобия для промежутков с полем, близким к однородному, получается на основании условия самостоятельности разряда Тайнсенда, а коэффициенты уравнения (2) определяются из выражений, характеризующих процессы в разрядном промежутке и приэлектродном пространстве.

Поскольку процессы формирования разрядов при криогенных температурах не изучены, то можно попытаться использовать при криотемпературах аналитические выражения для расчета пробивных напряжений промежутков при нормальной температуре. Таким образом, можно установить смысл коэффициентов, входящих в выражение (2).

Как показано в [Л. 5], коэффициент  $A$  соответствует такому значению ( $E/\rho$ ), начиная с которого возможен процесс ударной ионизации электронами. Коэффициент  $B$ , из выражения (2), зависит от характера вторичных процессов, включая и процессы на электродах.

Следовательно, полученные в результате анализа экспериментальных данных при криогенных температурах значения коэффициентов  $A = 21 \cdot 10^3$  и  $B = 0,33 \cdot 10^3$  можно сравнить со значениями этих коэффициентов при нормальной температуре.

Пересчитанные (по плотности) экспериментальные значения коэффициентов при нормальной температуре<sup>1</sup> равны: по [Л. 3]  $A = 16,1 \cdot 10^3$ ,  $B = 0,22 \times 10^3$ ; по [Л. 4]  $A = 22 \cdot 10^3$ ,  $B = 0,18 \cdot 10^3$ ; по [Л. 8]  $A = 17,6 \cdot 10^3$ . Из приведенных данных следует, что коэффициент  $A$  при криотемпературах лежит в пределах значений, определенных в различных работах для нормальной температуры. Это обстоятельство свидетельствует о тождественности процессов разряда в промежутке при нормальных и криотемпературах.

Коэффициент  $B$  при криогенных температурах в 1,5—1,8 раза больше значений, определенных при нормальной температуре. Следовательно, приэлек-

\* Численные значения коэффициентов определялись методом наименьших квадратов по экспериментальным результатам, перестроенным в координаты  $(E/\rho, 1/V \rho s)$ .

<sup>1</sup> Для сравнения использовались данные тех работ, в которых описана методика эксперимента и применялись системы электродов, близкие к использованным в статье.

тродные процессы при криотемпературах имеют большее отличие от процессов при нормальной температуре по сравнению с процессами в промежутке.

Несомненный практический интерес представляет сравнение экспериментальных значений пробивных напряжений, полученных при нормальной и криогенной температурах, но при одинаковом значении параметра  $\rho s$ , соответствующего зоне подобия. Сравнение этих зависимостей для нормальной и криогенной температур дано на рис. 2, из которого следует, что имеется некоторое отличие в значениях  $\bar{U}_{\text{пр}}$ , определенных при одной плотности среды, т. е. при равном числе молекул в разрядном промежутке, но различных температурах. Этот факт может быть следствием температурных изменений таких параметров формирования разряда в газовом промежутке как длина свободного пробега и вероятность столкновения, но наиболее вероятно, что отличие, как это следует из сравнения коэффициентов  $A$  и  $B$ , вызвано изменением приэлектродных процессов при переходе к криотемпературам.

Для расчета пробивных напряжений промежутков необходимо знать предельные значения градиентов электрического поля, при которых выполняется закон подобия разрядов, а также параметры, влияющие на эти значения. Пороговые значения напряженности электрического поля, при которых становятся заметными отклонения от закона подобия разрядов, как и при нормальной температуре, оказываются зависящими от длины промежутка. Результаты определения критического градиента для ряда межэлектродных расстояний показаны на рис. 3.

В силу некоторой условности в определении критического градиента зависимости  $\bar{E}_{\text{пр},\text{кр}}(s)$  необходимо рассматривать в первую очередь с качественной стороны, считая возможным разброс в определении  $\bar{E}_{\text{пр},\text{кр}}$  в пределах  $\pm 10\%$ .

Характерной особенностью зависимости критического градиента от длины разрядного промежутка является ее падающий характер, т. е. в качественном отношении зависимость  $\bar{E}_{\text{пр},\text{кр}}(s)$  при криотемпературах не отличается от таковой для нормальной температуры.

Проведенное сравнение зависимостей  $U_{\text{пр}}(\rho s)$  в газовой фазе при нормальной и криогенной температурах свидетельствует о том, что имеется согласие или небольшое отличие в полученных результатах. Это обстоятельство является весьма важным, так как позволяет использовать практический опыт и экспериментальные результаты по исследованию различных типов электродных систем, высоковольтных конструкций и т. д., имеющиеся для нормальных температур и для практической оценки электрической прочности промежутков в условиях криогенных температур.

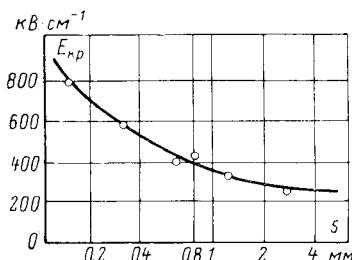


Рис. 3. Зависимость критического градиента от межэлектродного расстояния.

**Выводы.** 1. Экспериментально доказано существование закона подобия разрядов (закона Пашена для однородного поля) для азота при криогенных температурах.

2. Установлены границы выполнимости закона подобия разрядов при криогенных температурах в зависимости от параметров  $\rho$  и  $s$ .

3. Определены численные значения коэффициентов  $A$  и  $B$  для расчета пробивных напряжений в азоте при криогенных температурах.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левитов В. И. Проблемы высоковольтной изоляции в СПК. — В кн.: Сверхпроводящие линии электропередачи постоянного и переменного тока. М., ЭНИН, 1973, с. 9—15.

2. Левитов В. И., Ляпин А. Г., Щербина О. О влиянии тренировки электродов разрядами на напряжение пробоя и

перекрытия в однородном поле. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1969, № 2.

3. Zeier O. Durchschlaguntersuchungen in komprimierten Gasen und in flüssiger Kohlensäure. — «Annalen der Physik», 1932, B, 14, № 5.

4. Watson P. K., Sharbaugh A. H. The Electric Strength of Nitrogen at Elevated Pressures and Small Gap Spacings. — «Journal of Applied Physics», 1969, vol. 40, № 4.

5. Электрическая прочность водорода в однородном поле при высоком давлении. — «Электричество», 1970, № 5. Авт.: В. И. Левитов, А. Г. Ляпин, Ю. И. Семенов, В. Г. Тилик.

6. Schwan W. O. Elektrische Durchbruchsfeldstärke von Gasen. 1923, Berlin, Springer.

7. Раззиг Д. В. О начальных напряженостях в однородном и неоднородном электрических полях. — «Электричество», 1968, № 6.

8. Авруцкий В. А., Гончаренко Г. М., Прохоров Е. Н. Влияние шероховатости электродов на электрическую прочность сжатых газов. — «ЖТФ», 1973, № 3, с. XIII.

[17.5.1976]



УДК 621.374:621.315.55

## Электромагнитные и тепловые процессы в проводниках при получении сильных импульсных магнитных полей

Канд. техн. наук МИХАЙЛОВ В. М.

Харьков

При получении сильных импульсных магнитных полей и больших импульсных токов нагрев проводников может определять выбор проводниковых и электроизоляционных материалов [Л. 1—3]. Протекание тока по проводникам сопровождается сложным процессом, объединяющим распространение в них электромагнитного поля при изменяющейся электропроводности материала проводника и распространение теплового поля при изменяющейся теплопроводности материала. Для практических целей важно выяснить вопросы о количественном влиянии теплопроводности материала и теплоотдачи с поверхности проводника на его нагрев импульсами тока и сериями таких импульсов.

Пусть по проводнику, имеющему форму пластины толщиной  $d$  (рис. 1), из материала с удельным электросопротивлением  $\rho_0$ , удельной объемной теплопроводностью  $c_{v0}$  и коэффициентом теплопроводности  $\lambda_0$  протекает импульс тока. Для одномерной задачи<sup>1</sup> электромагнитный и тепловой процессы в проводнике описываются следующей системой дифференциальных уравнений [Л. 4 и 5]:

$$-\rho \frac{\partial H}{\partial z} = E; \quad (1)$$

$$\frac{\partial E}{\partial z} = -\mu_0 \frac{\partial H}{\partial t}; \quad (2)$$

$$-\lambda \frac{\partial \vartheta}{\partial z} = \Phi_\vartheta; \quad (3)$$

$$\frac{\partial \Phi_\vartheta}{\partial z} = -c_v \frac{\partial \vartheta}{\partial t} + \rho \left( \frac{\partial H}{\partial z} \right)^2, \quad (4)$$

где  $H$ ,  $E$  — напряженности электромагнитного поля;  $\vartheta$ ,  $\Phi_\vartheta$  — превышение температуры и тепловой поток;  $\rho$ ,  $\lambda$ ,  $c_v$  — удельное электросопротивление, коэффициент теплопроводности, удельная объемная теплопроводность.

Теплоемкость проводника незначительно изменяется в диапазоне температур от 0°C до температуры плавления [Л. 2], поэтому в дальнейшем примем  $c_v = c_{v0}$ . Для большинства металлов температурная зависимость удельного электросопротивления весьма близка к линейной зависимости [Л. 2]

$$\rho = \rho_0 (1 + c_{v0} \beta \vartheta), \quad (5)$$

где  $\beta$  — тепловой коэффициент.

Температурное изменение теплопроводности металлов может быть выражено зависимостью [Л. 6]

$$\lambda = \lambda_0 f_\lambda (\vartheta) = \lambda_0 (1 \pm \beta_\lambda \vartheta), \quad (6)$$

где  $\beta_\lambda$  — температурный коэффициент теплопроводности.

Пусть граничные условия задачи имеют вид:

$$\frac{\partial H}{\partial z} \Big|_{z=0} = \frac{1}{\rho(0, t)} f[H(0, t)]; \quad (7)$$

$$H(d, t) = 0; \quad (8)$$

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial z} \Big|_{z=0} = 0 \quad (9a)$$

или

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial z} \Big|_{z=0} = \frac{\alpha_1}{\lambda} \vartheta(0, t); \quad (9b)$$

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial z} \Big|_{z=d} = -\frac{\alpha_2}{\lambda} \vartheta(d, t), \quad (10)$$

<sup>1</sup> Краевые эффекты учитывать не будем, так как для изучения рассматриваемых вопросов они имеют второстепенное значение.

где  $\alpha_k = \alpha_{k\alpha} f_{k\alpha}(\vartheta)$  — коэффициенты теплоотдачи, зависящие от температуры поверхности проводника и температуры окружающей среды; индекс  $k=1$  соответствует поверхности  $z=0$ , индекс  $k=2$  — поверхности  $z=d$  (рис. 1).

Условия (7) и (8) характерны для соленоидов, а также для систем параллельных шин и коаксиальных трубчатых проводников с протеканием токов в противоположных направлениях. Условие (9а) означает отсутствие теплоотдачи с поверхности проводника.

Начальные условия будем считать нулевыми:

$$H(z, 0) = E(z, 0) = 0; \quad (11)$$

$$\vartheta(z, 0) = 0. \quad (12)$$

Введем следующие характерные величины  $d_0$  — длина;  $t_0$  — время, причем

$$t_0 = \frac{\mu_0}{\rho_0} d_0^2;$$

$H_0 = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \beta}}$  — напряженность магнитного поля;

$\vartheta_0 = \frac{1}{c_{v0}\beta}$  — превышение температуры;

$Fo_s = \frac{\lambda_0 \mu_0}{c_{v0} \rho_0}$  — критерий Фурье;

$Bi_k = \alpha_{k0} d_0 \lambda_0^{-1}$  — критерий Био, характеризующий теплоотдачу с  $k$ -й поверхности проводника [Л. 5].

Выражение для  $Fo_s$  получено подстановкой вместо  $d$  величины  $d_0$  в формулу критерия Фурье [Л. 5].

Используя характерные величины, приведем величины, входящие в (1) — (12) к безразмерному виду:

$$z^* = \frac{z}{d_0}; \quad t^* = \frac{t}{t_0}; \quad d^* = \frac{d}{d_0};$$

$$H^* = \frac{H}{H_0}; \quad \vartheta^* = \frac{\vartheta}{\vartheta_0}; \quad \rho^* = \frac{\rho}{\rho_0};$$

$$E^* = \frac{Ed_0}{\rho_0 H_0}; \quad \Phi_\vartheta^* = \frac{\Phi_\vartheta d_0}{\lambda_0 \vartheta_0}.$$

Рассмотрим два различных подхода к решению поставленной задачи.

**Реализация решения задачи с помощью разностного метода.** Введем пространственно-временную сетку с шагом  $h$  по координате (рис. 1) и с шагом  $\tau$  по времени, а также сеточные функции  $H^j_i$ ,  $\vartheta^j_i$ ,  $\rho^j_i$ , аппроксимирующие на сетке безразмерные функции  $H^*$ ,  $\vartheta^*$ ,  $\rho^*$ . Построим разностную схему с погрешностью аппроксимации  $O(h^2 + \tau)$ . Для этого преобразуем пары уравнений (1), (2) и (3), (4) исключением соответственно  $E$  и  $\Phi_\vartheta$  в уравнения параболического типа. Затем, используя разностные аппроксимации дифференциальных операторов [Л. 7], а также введенные ранее безразмерные величины, получим следующие разностные уравнения:

$$\begin{aligned} \rho_{i-1/2}^{j+1} H_{i-1}^{j+1} - \left( \frac{h^2}{\tau} + \rho_{i-1/2}^{j+1} + \rho_{i+1/2}^{j+1} \right) H_i^{j+1} + \\ + \rho_{i+1/2}^{j+1} H_{i+1}^{j+1} = - \frac{h^2}{\tau} H_i^j; \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \vartheta_{i-1}^{j+1} - \left[ 2 + \frac{h}{f_\lambda(\vartheta_i^{j+1}) F o_s} \right] \vartheta_i^{j+1} + \vartheta_{i+1}^{j+1} = \\ = - \frac{h^2}{f_\lambda(\vartheta_i^{j+1}) F o_s} \left( \frac{\vartheta_i}{\tau} + q_i^{j+1} \right). \end{aligned} \quad (14)$$

Здесь

$$\rho_{i \pm 1/2}^{j+1} = 1 + \vartheta_{i \pm 1/2}^{j+1}; \quad (15)$$

$$q_i^{j+1} = \begin{cases} 1,5q_{i+1/2}^{j+1} - 0,5q_{i+3/2}^{j+1}; & i = 0, 1, 2, \dots, N-2; \\ 1,5q_{i-1/2}^{j+1} - 0,5q_{i-3/2}^{j+1}; & i = N-1, N; \end{cases} \quad (16)$$

$$q_{i+1/2}^{j+1} = \rho_{i+1/2}^{j+1} \left( \frac{H_{i+1}^{j+1} - H_i^{j+1}}{h} \right).$$

Неявные четырехточечные уравнения (13) и (14) являются разностными аналогами систем уравнений (1), (2) и (3), (4). Вместе с разностными аппроксимациями условий (7) — (12) они составляют разностную схему задачи. Эта схема является абсолютно устойчивой и монотонной [Л. 7].

Величины  $\rho_i^{j+1}$ ,  $f_\lambda(\vartheta_i^{j+1})$ ,  $f_{k\alpha}(\vartheta_i^{j+1})$ ,  $q_i^{j+1}$  зависят от искомых значений функций  $H_i^{j+1}$ ,  $\vartheta_i^{j+1}$ . Поэтому решение задачи осуществляется с помощью итерационного процесса. Полученная разностная схема позволяет принимать крупные шаги сетки и тем самым сокращать время счета на ЦВМ.

**Формулировка задачи в виде системы обыкновенных дифференциальных уравнений.** Если в уравнениях параболического типа, соответствующих системам уравнений (1), (2) и (3), (4), сделать разностную аппроксимацию только пространственного дифференциального оператора, то получим систему обыкновенных дифференциальных уравнений, описывающую рассматриваемый процесс. Для облегчения составления этой системы уравнений целесообразно ввести цепочечные схемы с сосредоточенными параметрами, моделирующие распространение электромагнитного и теплового полей в проводнике (см. приложение). Искомая система уравнений имеет вид:

$$\frac{di_0}{dt} = \frac{1}{L} [f(i_0) - R_0(i_0 - i_1)]; \quad (17)$$

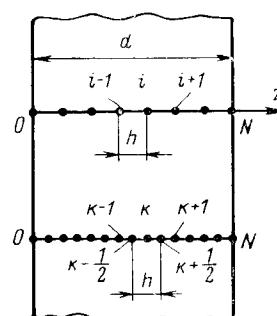


Рис. 1. Расчетная конструкция проводника.

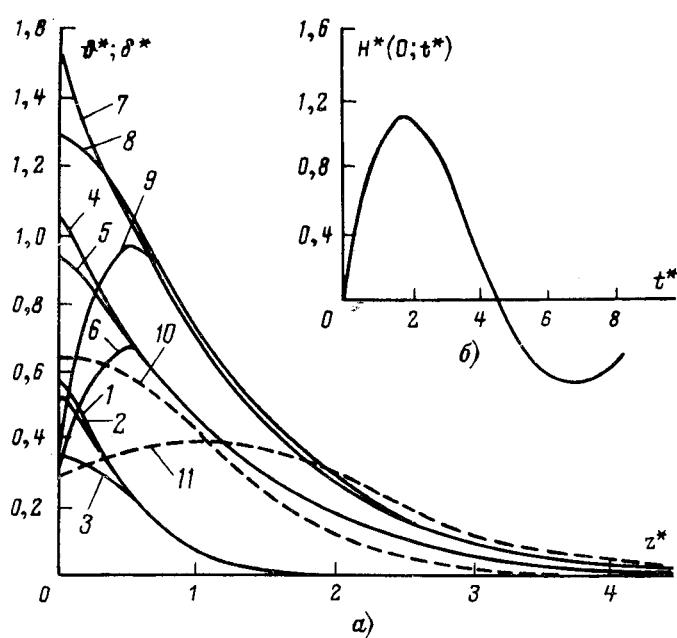


Рис. 2. Распределение температуры и плотности тока в проводнике (а) при импульсе внешнего магнитного поля (б).

— температура; — — — — — плотность тока; 1, 2, 3, 10 —  $t^*=1$ ; 4, 5, 6, 11 —  $t^*=4$ ; 7, 8, 9 —  $t^*=8$ ; 1, 4, 7 — без учета теплопроводности; 2, 5, 8 —  $B_{1,z}=0$ ; 3, 6, 9 —  $B_{1,z}=10^2$ .

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{1}{L_1} [R_{k-1}i_{k-1} - (R_{k-1} + R_k)i_k + R_ki_{k+1}], \quad k = 1, 2, \dots, N-1; \quad (18)$$

$$\frac{di_{N-1}}{dt} = \frac{1}{L_1} [i_{N-2}R_{N-2} - i_{N-1}(R_{N-2} + R_{N-1})]; \quad (19)$$

$$\frac{di_{\text{от}}}{dt} = -\frac{1}{L_t} [R_{\text{от}}(i_{\text{от}} - i_{\text{1T}}) + R'i_{\text{от}} - q_{\text{от}}]; \quad (20)$$

$$\frac{di_{k\text{T}}}{dt} = \frac{1}{L_{1\text{T}}} [R_{(k-1)\text{T}}i_{(k-1)\text{T}} - (R_{(k-1)\text{T}} + R_{k\text{T}})i_{k\text{T}} + R_{k\text{T}}i_{(k+1)\text{T}} + q_k], \quad k = 1, 2, \dots, N-1; \quad (21)$$

$$\frac{di_{N\text{T}}}{dt} = -\frac{1}{L_t} [(R'' + R_{(N-1)\text{T}})i_{N\text{T}} - R_{(N-1)\text{T}}i_{(N-1)\text{T}}]; \quad (22)$$

$$R_k = \frac{1}{h}(1 + i_{k\text{T}}); \quad (23)$$

$$R_{k\text{T}} = \frac{1}{h} f_{\lambda}(i_{k\text{T}}); \quad (24)$$

$$q_k = \frac{R_k}{F_{09}} (i_{k+1} - i_k)^2; \quad (25)$$

где

$$i_k \equiv H^*_k; \quad i_{k\text{T}} \equiv \vartheta^*_k;$$

$k$  — индекс узлов пространственной сетки.

Начальные условия

$$\left. \begin{aligned} i_k(0) &= i_{k\text{T}}(0) = 0; \\ f(i_k) \Big|_{t=0} &= f(0). \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

В уравнении (20) при реализации условия (9а) принимается  $R'=0$ . Необходимые пояснения по составлению системы уравнений (17)–(25), а также формулы для расчета параметров  $L_1$ ,  $L$ ,  $L_{1\text{T}}$ ,  $L_t$ ,  $R'$ ,  $R''$  даны в приложении.

Формулировка задачи в виде уравнений (17)–(26) приводит к необходимости решения системы обыкновенных дифференциальных уравнений. Процедура решения легко реализуется на ЭВМ с помощью стандартных программ интегрирования систем обыкновенных дифференциальных уравнений по методу Рунге — Кутта. При малом шаге интегрирования нет необходимости в организации итерационного процесса. Поэтому используется линсаризация решения, при которой счет по формулам (23)–(26) осуществляется с «запаздыванием» на один шаг. Достоинством рассматриваемой формулировки задачи является то, что граничные условия (7)–(10) выполняются точно, т. е. не требуется их аппроксимация, как в разностной схеме. Недостатком является необходимость большего машинного времени.

**Протекание по проводнику импульсов тока, создаваемых разрядом конденсатора.** Представим функцию  $f[H(0, t)]$ , входящую в правую часть (7), в виде [Л. 3]

$$\begin{aligned} f[H(0, t)] = & \frac{1}{l} \left\{ b \left[ r_c H(0, t) + L_c \frac{dH(0, t)}{dt} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{1}{C} \int_0^t H(0, t) dt \right] - U_0 \right\}, \end{aligned}$$

где  $C$ ,  $U_0$  — емкость и начальное напряжение конденсатора;  $b$ ,  $l$  — ширина и длина рассматриваемого проводника;  $r_c$ ,  $L_c$  — собственные активное сопротивление и индуктивность разрядного контура (вместе с внешней индуктивностью проводника).

Примем для расчетов значения собственных параметров разрядного контура  $r_c=0$ ,  $L_c(\mu_0 d l)^{-1}=1$ , при которых реализуется типичная форма импульсов тока при колебательном разряде (рис. 2). Выражения для характерных величин имеют вид [Л. 3]:

$$d_0 = \sqrt{\frac{l C \rho_0^2}{\mu_0 b}}; \quad t_0 = \sqrt{\left(\frac{l C}{b}\right)^2 \mu_0 \rho_0}.$$

Уровни тока напряженности магнитного поля будем изменять с помощью относительного начального напряжения конденсатора

$$U^* = \frac{U_0 d_0}{H_0 \rho_0 l}.$$

Будем считать  $f_{\lambda}(\vartheta) \equiv 1$ ,  $f_{k\lambda}(\vartheta) \equiv 1$ , а коэффициентам  $\lambda_0$ ,  $a_{k\lambda}$  придалим смысл средних значений в получающемся при реализации процесса интервале температур (первое из упрощений оправдано небольшим изменением  $\lambda$  в весьма широком интервале температур для многих проводниковых материалов [Л. 6]).

Практический интерес представляет рассмотрение случая, резко выраженного поверхностного эффекта

<sup>2</sup> Если реализуемая форма импульса тока близка к экспоненциальному затухающей синусоиде с круговой частотой  $\omega$ , то допустимо использование характерных величин

$$d_0 = \left( \frac{\rho}{\omega \mu_0} \right)^{1/2}, \quad t_0 = \omega^{-1}.$$

фекта. Приведенные ниже результаты получены с помощью разностной схемы и имеют погрешность порядка 0,01.

На рис. 2 показаны распределения температуры и плотности тока по сечению проводника при  $d^*=10$ ;  $U^*=2$  в течение одного импульса тока, обусловленного внешним магнитным полем  $H(0, t)$ . Плотность тока  $\delta$  представлена в безразмерном виде  $\delta^*=\delta d_0 H_0^{-1}$ .

Распределение температуры носит резко неравномерный характер и подобно распределению электромагнитного поля. Образующийся тепловой поверхностный слой в начале импульса имеет существенно меньшую толщину, чем поверхностный слой тока (кривые 1, 2, 3 и 10), так как скорость распространения электромагнитного поля в проводнике выше скорости распространения теплового поля. К концу первой полуволны импульса это расхождение толщин теплового и токового поверхностных слоев становится незначительным (кривые 4, 5, 6 и 10).

Наличие теплового поверхностного слоя приводит к тому, что при граничном условии (9а) теплоотдача в окружающую среду с поверхности  $z^*=d^*$  не влияет на ход процесса при любых сколь угодно больших значениях  $Bi_2$ . Как показали расчеты, кривые 2, 5 и 8 не изменяются в интервале  $Bi_2=10^{-2}-10^7$ .

Для выяснения роли теплопроводности сравним нагрев проводника при отсутствии теплоотдачи с поверхности  $z^*=0$  с учетом теплопроводности (кривые 2, 5, 8) и без ее учета (кривые 1, 4, 7). В пространственном распределении температуры проводника при наличии теплопроводности можно условно выделить две области. В первой области, прилегающей к поверхности  $z^*=0$ , наблюдается уменьшение температуры, а во второй — некоторое ее увеличение по сравнению со случаем отсутствия теплопроводности. Размер первой области в течение импульса тока составляет приблизительно  $0,5d_0$ . Таким образом, при отсутствии теплоотдачи теплопроводность существенно влияет на температуру поверхности, являющуюся максимальной температурой проводника. На рис. 3 показано характеризующее температуру изменение удельного электросопротивления поверхности  $z^*=0$ . Видно, что для меди ( $Fo_3=8,52 \cdot 10^{-3}$ ) теплопроводность заметно влияет на максимальную температуру массивного проводника. При этом к концу первой полуволны тока уменьшение максимальной температуры за счет теплопроводности составляет 10—20% (кривые 1, 3, 5). Для берилиевой бронзы ( $Fo_3=0,33 \cdot 10^{-3}$ ) теплопроводность проводника практически не влияет на максимальную температуру.

При условии (9б) охлаждение поверхности  $z^*=0$  может быть весьма эффективным (рис. 2, кривые 3, 6, 9). Максимальная температура значительно уменьшается, а ее координата смещается внутрь проводника. Роль теплопроводности становится малой, чем и объясняется практическое совпадение кривых 3, 6, 9 после максимума температуры с кривыми 2, 5, 8, полученными при отсутствии теплоотдачи.

На рис. 4 показано изменение температуры поверхности массивного проводника при нагреве его серией импульсов тока длительностью  $t_{\text{п}}$  с паузами  $t_{\text{п}}$  между ними. В связи с увеличением длительности процесса влияние теплопроводности значительно сильнее, чем в случае одиночного импульса. Поэтому учет теплопроводности становится необходимым для всех материалов.

Рассмотрим в качестве примера расчет предварительного нагрева заготовки перед магнитно-импульсной обработкой на комбинированной установке [Л. 8]. Заготовкой являлась труба из магниевого сплава MA8 (основные характеристики этого сплава приведены в [Л. 9]), которую было необходимо нагреть до температуры 360°C. Размеры заготовки: внутренний диаметр 83 мм, длина 130 мм, толщина 1,5 мм. Нагрев осуществлялся серией импульсов с помощью индуктора из 30 витков медного провода сечением  $5,2 \times 3,5$  мм, помещенного внутрь заготовки. Тепловая изоляция индуктора из асбеста имела толщину 1,5 мм, толщина электрической изоляции из полиамидной пленки была равна 0,2 мм. Индуктор был оснащен системой охлаждения, обеспечивающей наибольшую температуру поверхности меди 50°C. На индуктор с частотой следования импульсов 150 Гц разряжалась конденсаторная батарея емкость 40 мкФ, заряженная до начального напряжения 600 В. Параметры разрядного контура:  $r_c=0,0182$  Ом (с учетом

Рис. 3. Изменение удельного электросопротивления поверхности  $z^*=0$  проводника в течение импульса тока при  $Bi_2=0$ .

1, 2 —  $U^*=1$ ; 3, 4 —  $U^*=2$ ; 5, 6, 7 —  $U^*=4$ ; 1, 3, 5, 7 — с учетом теплопроводности; 1—6 — медь; 7 — латунь; точками нанесены значения  $\rho^*(0, t^*)$  для берилиевой бронзы.

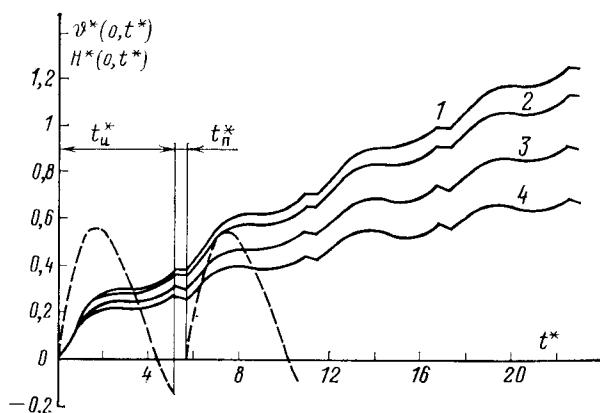
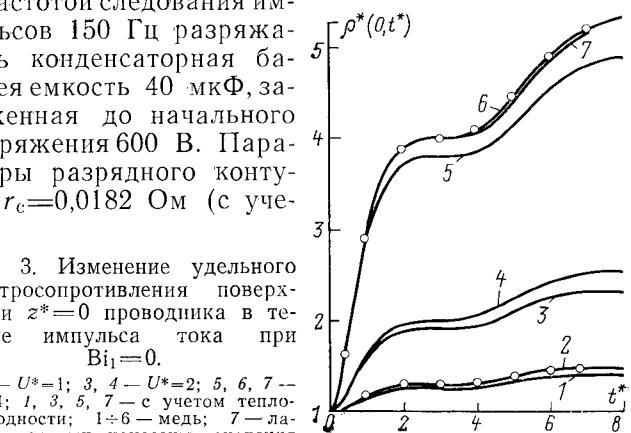


Рис. 4. Нагрев массивных проводников серией импульсов тока ( $d=10$ ,  $U^*=1$ ).  
— температура поверхности проводника; - - - напряженность внешнего магнитного поля; 1 — без учета теплопроводности; 2, 3 — соответственно латунь и медь с учетом теплопроводности при  $Bi_2=0$ ; 4 — медь с учетом теплопроводности при  $Bi_2=10$ .

Длительность нагрева, с	Среднее по сечению заготовки превышение температуры, °C	
	с учетом теплоотдачи	без учета теплоотдачи
2,00	142	146
4,00	297	307
4,67	345	363
5,34	397	420
6,00	448	478

том индуктора, в котором поверхностный эффект был слабо выражен),  $L_c = 9,9 \text{ мкГ}$  (с учетом внешней индуктивности системы «индуктор — заготовка»).

Число шагов пространственной сетки принималось равным 1—2. Шаг по времени в течение импульса составлял  $\tau = 0,1 - 0,2$ ; во время паузы  $\tau = 0,5 - 1$ .

В ранее описанные характерные величины были введены масштабные множители, обеспечивающие удобство и необходимую точность расчетов при относительно «низкочастотном» разряде и «слабом» магнитном поле. Вместо  $t_0$ ,  $d_0$ ,  $H_0$ ,  $\vartheta_0$  использовались величины

$$\begin{aligned} t' &= \omega^{4/3} t_0; & d' &= \omega^{2/3} d_0; \\ H' &= C_H H_0; & \vartheta' &= C_\vartheta \vartheta_0, \end{aligned}$$

где  $\omega$  — число витков индуктора;  $C_H$ ,  $C_\vartheta$  — коэффициенты, имеющие значения  $10^{-5} - 10^{-6}$ .

В расчете учитывались теплоотдача с наружной поверхности заготовки путем лучеиспускания и конвекции ( $a_2 = 7,73 \text{ Вт}/\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{C}$ ) и теплоотдача с внутренней поверхности заготовки в индуктор путем теплопроводности в медь индуктора через двухслойную изоляционную стенку ( $a_1 = 73,5 \text{ Вт}/\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{C}$ ) [Л. 10]. При этом вместо (9б) использовалось графическое условие

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial z} \Big|_{z=0} = \frac{a_1}{\lambda} [\vartheta(0, t) - \vartheta_u],$$

где  $\vartheta_u$  — превышение температуры на поверхности меди индуктора (в расчетах было принято  $\vartheta_u = -30^\circ\text{C}$ ).

Результаты расчетов приведены в таблице, из которой видно, что необходимое время нагрева составляет около 4,5 сек (675 импульсов разрядного тока), а теплоотдача в индуктор приводит к уменьшению температуры заготовки к концу нагрева примерно на 6 %. Приведенные теоретические результаты согласуются с экспериментальными данными [Л. 8].

**Приложение.** Нанесем на рассматриваемый проводник равномерную координатную сетку  $kh$  ( $k = 0, 1, 2, \dots, N$ ), совпадающую по направлению с осью  $z$  (рис. 1). Тогда справедливы следующие разностные аппроксимации уравнений (1) и (2):

$$E^*_{k+1/2} = -\frac{\rho^*_{k+1/2}}{h} (H^*_{k+1} - H^*_{k}) + 0(h^2); \quad (\text{П-1})$$

$$E^*_{k+1} - E^*_k = -\frac{d}{dt} \left( \frac{\mu_0 h}{2} H^*_{k+1} + \frac{\mu_0 h}{2} H^*_{k} \right) + 0(h^2). \quad (\text{П-2})$$

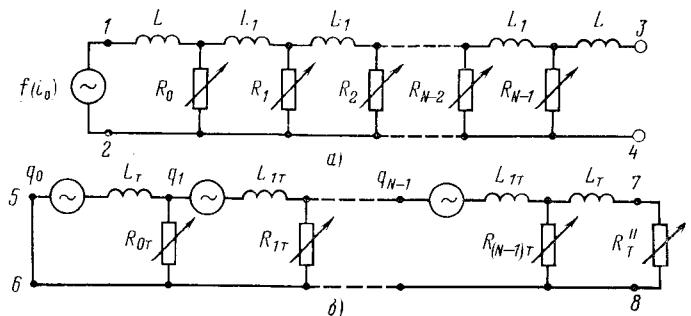


Рис. 5. Цепочные схемы с Т-образными звенями, моделирующие электромагнитный и тепловой процессы в проводнике.

Для рассматриваемой координатной сетки разностные аппроксимации уравнений (3) и (4) имеют вид:

$$\Phi^*_{\vartheta, k+1/2} = -\frac{f_\lambda(\vartheta^*_{k+1/2})}{h} (\vartheta^*_{k+1} + \vartheta^*_{k}) + 0(h^2); \quad (\text{П-3})$$

$$\begin{aligned} \Phi^*_{\vartheta, k+1} - \Phi^*_{\vartheta, k} &= -\frac{d}{dt} \left( \frac{h}{2F_{\vartheta}} \vartheta^*_{k+1} + \frac{h}{2F_{\vartheta}} \vartheta^*_{k} \right) + \\ &+ \frac{h}{hF_{\vartheta}} \vartheta^*_{k} (H^*_{k+1} - H^*_{k})^2 + 0(h^2). \end{aligned} \quad (\text{П-4})$$

Используя аппроксимации (П-1) — (П-4), можно составить систему уравнений (17) — (22).

Составление системы дифференциальных уравнений может быть значительно облегчено, если воспользоваться цепочечными схемами, моделирующими рассматриваемый процесс (рис. 5). В отличие от ранее предложенной схемы с Г-образными звенями, дающей погрешность  $O(h)$  [Л. 11], применим схему с Т-образными звенями с погрешностью аппроксимации  $O(h^2)$ . Такую же погрешность имеют уравнения (27) — (30).

Параметры схем на рис. 6 определяются по следующим формулам:

$$L = 0,5\mu_0 h; \quad L_1 = 2L; \quad R_k = \frac{1}{h} \rho^*_{k+1/2};$$

$$L_T = 0,5 \frac{h}{F_{\vartheta}}; \quad L_{1T} = 2L_T;$$

$$R_{kT} = \frac{1}{h} f_\lambda(\vartheta^*_{k+1/2});$$

$$R' = \frac{Bi_1}{d^*} f_{1\alpha}(\vartheta); \quad R'' = \frac{Bi_2}{d^*} f_{2\alpha}(\vartheta);$$

$$q_k = \frac{1}{hF_{\vartheta}} \rho^*_{k+1/2} (H^*_{k+1} - H^*_{k})^2.$$

Для получения граничных условий (7) и (8) необходимо на вход схемы, изображенной на рис. 6,а (точки 1 и 2), подать напряжение  $f(t_0)$ , а выход ее разомкнуть (точки 3 и 4). Для реализации условия (9а) вход схемы, показанной на рис. 6,б (точки 5 и 6), замыкается накоротко. Для выполнения условия (9б) на этот же вход включается сопротивление  $R'$ . Условие (10) достигается присоединением к точкам 7 и 8 сопротивления  $R''$ .

Как показали расчеты, результаты интегрирования систем уравнений (17) — (25) отличаются от результатов, полученных с помощью разностной схемы, в пределах погрешностей счета. При  $h = 0,1$ ,  $\tau = 0,002$  для проводника толщиной  $d^* = 10$  при  $t^* = 8$  время счета на ЦВМ типа М222 составило приблизительно 2 ч. Это время примерно в 6 раз больше, чем при использовании разностного метода. Однако точность результатов при использовании системы дифференциальных уравнений значительно выше.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Шнеерсон Г. А. Поверхностный эффект в сверхсильном магнитном поле. — ЖТФ, 1967, № 3, с. 513—522.
- Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. М., «Мир», 1972. 392 с.

3. Михайлов В. М. Поверхностный эффект в массивном соленоиде при получении сильного импульсного магнитного поля. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1975, № 3, с. 67—77.

4. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. М.—Л., «Энергия», 1966. 929 с.

5. Лыков А. В. Теория теплопроводности. М., «Высшая школа», 1967. 600 с.

6. Шнейдер П. Инженерные проблемы теплопроводности. М., Изд-во иностр. лит., 1960. 405 с.

7. Самарский А. А. Введение в теорию разностных схем. М., «Наука», 1971. 552 с.

8. Анализ электромагнитных процессов в зарядном устройстве генератора импульсного индукционного нагрева комбинации

пированной магнитно-импульсной установки. — «Вестник Харьковского политехн. ин-та», № 94, вып. 2, «Высшая школа», 1974, с. 3—10. Авт.: М. И. Баранов, И. В. Белый, Л. Д. Горкин, Л. Т. Хименко.

9. Смирягин А. П., Смирягина Н. А., Белова А. В. Промышленные цветные металлы и сплавы. М., «Металлургия», 1974. 488 с.

10. Шамов А. Н., Бодажков В. А. Проектирование и эксплуатация высокочастотных установок. Л., «Машиностроение», 1974. 280 с.

11. Кирко И. М. Физическое подобие и аналогия намагничивания ферромагнитных тел. Рига, Изд-во АН Латв. ССР, 1955. 123 с.

11.2.1976



УДК 621.372.061.001.24

## Расчет линейных электрических цепей по частям

Канд. техн. наук ШАКИРОВ М. А.

Ленинград

Непрерывное усложнение радиоэлектронной аппаратуры и устройств автоматики приводит к необходимости исследования электрических цепей, содержащих сотни и тысячи ветвей. В связи с этим возрастают интерес к методам анализа сложных цепей и систем по частям, называемых диакоптикой. Одним из эффективных методов диакоптики является метод, основанный на использовании в месте расщепления цепей фиктивных источников [Л. 1]. Соответствующий алгоритм с использованием прямых методов анализа цепей из [Л. 1] приведен в [Л. 2]. В последнее время особо пристальное внимание уделяется расчету цепей по частям по методу [Л. 3], при этом существует мнение, что в наиболее общей форме методы диакоптики могут быть получены лишь на базе так называемых эквивалентных ортогональных цепей, получаемых применением тензорных соотношений, в которых существенную роль играют матрицы преобразований, связанных с анализом замкнутых и разомкнутых контуров. На этой же основе приводятся обоснования метода [Л. 3] в [Л. 4 и 5]. Имеются также попытки «разъяснить» его формальными математическими методами обращения матриц высокого порядка путем рационального разбиения их на подматрицы. Несмотря на это, диакоптика, базирующаяся на теории ортогональных цепей, остается мало доступной для широкого круга инженеров.

В статье показано, что методы диакоптики можно получить без применения понятия ортогональной цепи. В ее основе лежит идея представления отдельных частей электрической цепи в виде эквивалентных многомерных источников, представляющих собой многополюсные или многоконтурные генераторы, внутренние схемы которых не содержат контуров или узлов. Параметры генераторов могут быть рассчитаны любыми известными способами или измерены экспериментально. Сформулированы обобщенные алгоритмы расчета по частям цепей, разъединяемых не только расщеплением узлов сопряжения подцепей, но и замыканием этих узлов. При этом цепи могут состоять как из однотипных *y*- или *z*-ветвей, так и разнотипных ветвей.

Естественно, что при разных подходах конечные результаты по крайней мере на двух этапах расчета цепи по частям (при определении напряжений или токов в подцепях и в общей цепи) должны совпадать. Это дает возможность с одной стороны выяснить связи между различными методами диакоптики, а с другой — облегчить понимание ряда абстрактных соотношений [Л. 3—5].

В статье рассматриваются линейные цепи, состоящие из *y*- и *z*-ветвей, между которыми могут быть невзаимные управляющие связи, соответствующие зависимым источникам; *Y*-ветвь может быть управляющей только по напряжению, а *z*-ветвь — по току. Условные положительные направления тока и напряжения в ветвях считаются совпадающими; *Y*-ветвь может содержать параллельно подключенный независимый источник тока, а *z*-ветвь — последовательно подключен-

ный независимый источник э. д. с. [Л. 6]. Условное положительное направление напряжения на источнике э. д. с. считается противоположным направлению э. д. с. При расчете цепей по частям вся цепь делится на подцепи, ветви которых соединены, а сами подцепи не имеют управляющих связей между собой.

1. Эквивалентная *T<sub>y</sub>*-схема *y*-цепи. Уравнения для линейной *y*-цепи (рис. 1,а), соответствующие методу сечений, можно представить в следующих двух формах:

$$\mathbf{Y}_T \mathbf{U}_T = \mathbf{J}_T; \quad (1)$$

$$\mathbf{Y}_T \mathbf{U}_T = -\Pi \mathbf{J}_B, \quad (2)$$

где

$$\mathbf{Y}_T = \mathbf{I} \mathbf{Y}_B \mathbf{I}^T; \quad (3)$$

$$\mathbf{J}_T = -\Pi \mathbf{J}_B; \quad (4)$$

$\mathbf{Y}_B$  — квадратичная в общем случае несимметричная матрица проводимостей ветвей;  $\mathbf{J}_B$  — вектор независимых источников тока;  $\mathbf{U}_T$  — вектор искомых напряжений ветвей дерева;  $\Pi$  — матрица главных сечений.

На рис. 1,а ветви дерева выделены утолщенными линиями. Каким схемам будут соответствовать уравнения (1) и (2), если рассматривать матрицу  $\mathbf{Y}_T$  как матрицу проводимостей ветвей с независимыми источниками токов, задаваемых векторами, записанными в правых частях этих уравнений?

В [Л. 7] показано, что, если в *y*-цепи устраниТЬ все ветви дополнения путем их переноса вдоль главных контуров, то останется схема-дерево, компонентные связи в которой будут характеризоваться уравнением (1). Назовем ее *T<sub>y</sub>*-схемой (рис. 1,б). Диагональные элементы матрицы  $\mathbf{Y}_T$  определяют проводимости ветвей, а недиагональные — коэффициенты управляющих по напряжению связей между ветвями этой схемы. Параллельно каждой ветви *T<sub>y</sub>*-цепи включен независимый источник тока, определяемый вектором возбуждения  $\mathbf{J}_T$ . Для удобства на рис. 1 источники тока в исходной цепи снабжены греческими индексами, а в *T<sub>y</sub>*-цепи — латинскими; кроме того, проводимости в *T<sub>y</sub>*-цепи имеют двойную индексацию.

Соотношение (4) показывает, что вектор  $\mathbf{J}_T$  определяется расположением заданных источников исходной цепи в пространстве ветвей ее дерева. Но структура деревьев исходной и ее *T<sub>y</sub>*-схемы одинакова. Следовательно, источники возбуждения в *T<sub>y</sub>*-схеме можно представить так же, как в исходной (рис. 1,в). Получающаяся при этом *T<sub>y</sub>*-схема с неприведенными источниками тока будет соответствовать уравнению (2). Обе *T<sub>y</sub>*-схемы эквивалентны исходной по напряжениям между любыми узлами.

2. Обращение  $T_y$ -схемы  $y$ -цепи. Уравнение (1) дает возможность записать:

$$\mathcal{E}_T = -Z_{TT}J_T, \quad (5)$$

где

$$Z_{TT} = Y_T^{-1}; \quad (6)$$

$$\mathcal{E}_T = -U_T. \quad (7)$$

Соотношение (5) можно рассматривать как операцию замены источников тока схемы рис. 1,б источниками э. д. с., а матрицу  $Z_{TT}$  — как  $z$ -матрицу ветвей этой схемы. В результате вместо  $y$ -схемы на рис. 1,б получаем эквивалентную ей  $z$ -схему, изображенную на рис. 1,г, которую естественно назвать обращенной  $T_y$ -схемой ( $OT_y$ -схемой). Токи в ветвях  $OT_y$ -цепи равны нулю (в цепи нет контуров). Поэтому напряжение на ветвях ее при выбранной на схеме рис. 1,г ориентации источников равны э. д. с. ветвей с обратным знаком;

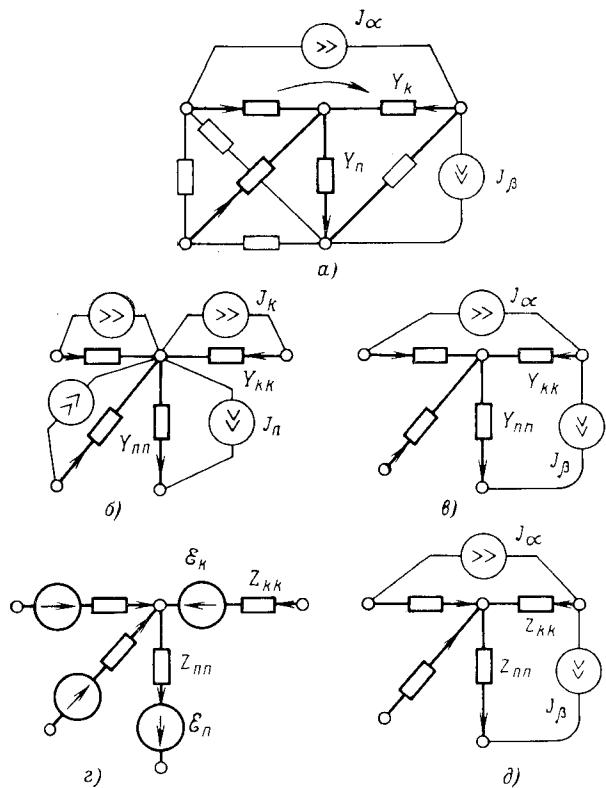


Рис. 1. Эквивалентные схемы  $y$ -цепи.

а — исходная  $y$ -схема; б —  $T_y$ -схема; в —  $T_y$ -схема с неприведенными источниками; г —  $OT_y$ -схема (или схема диэквивалентного генератора э. д. с.); д —  $OT_y$ -схема с неприведенными источниками.

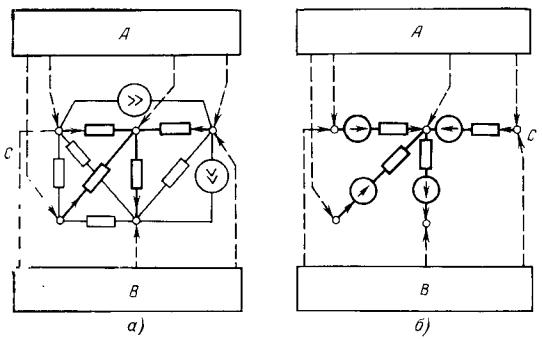


Рис. 2. Замена схемы подцепи  $OT_y$ -схемой.

а — общая схема цепи, разделенная на части; б — общая схема цепи, в которой одна из подсхем заменена  $OT_y$ -цепью.

$OT_y$ -цепь является «схемным» представлением решения задачи расчета напряжений ветвей дерева как исходной, так и  $T_y$ -цепей. Матрица  $Z_{TT}$   $OT_y$ -цепи содержит в явной форме информацию о схемных функциях цепей. Диагональные элементы ее являются входными, а недиагональные — передаточными со-противлениями между ветвями дерева для любой из рассмотренных ранее схем, включая исходную, т. е. являются коэффициентами, определяющими напряжение в какой-либо ветви дерева при действии единственного источника тока, подключенного параллельно другой ветви дерева (что и отражено в повторяющихся индексах матрицы  $Z_{TT}$ ).

Из уравнений (5) и (4) имеем:

$$\mathcal{E}_T = Z_{TT}I_T. \quad (8)$$

Этому выражению соответствует  $OT_y$ -цепь с неприведенными источниками тока (рис. 1,д). Различие между схемами на рис. 1,в и д заключается в том, что последняя состоит из  $z$ -ветвей с управляющими между ее ветвями связями по току. Все схемы на рис. 1 эквивалентны по напряжению между их узлами.

3.  $OT_y$ -цепь — многомерный генератор. Со стороны ветвей с источниками  $J_\alpha$  и  $J_\beta$  обе схемы на рис. 1,а и д можно рассматривать как эквивалентные пассивные многополюсники. Очевидно, то же самое можно сказать для внешних цепей, которые могут быть подключены к любым узлам этих многополюсников, при условии, что между ветвями многополюсников и внешними цепями нет управляющих связей. При этом для расчета процессов во внешних цепях не имеет значения, приведены были источники  $J_\alpha$  и  $J_\beta$  или нет.  $N_y$  приходим к выводу: для анализа явлений во внешних цепях цепь, к полюсам которой они подключаются, может быть заменена ее  $OT_y$ -цепью, как показано на рис. 2, где внешние цепи обозначены буквами А и В.

Со стороны внешних цепей  $OT_y$ -цепь можно рассматривать как многомерный неидеальный источник э. д. с. Его параметры, как было показано, имеют реальный физический смысл и могут быть измерены или рассчитаны любым известным способом, т. е. не обязательно представлением элементов его исходной схемы в виде  $y$ -ветвей.

Существенно, что этот генератор эквивалентен исходной цепи не только со стороны внешних цепей (эквивалентность извне). Напряжения его ветвей на рис. 2,б будут совпадать с напряжениями между полюсами соответствующих ветвей дерева непреобразованной цепи на рис. 2,а (эквивалентность внутри), что следует из возможности замены на основании теоремы компенсации внешних цепей источниками токов. Поэтому в настоящей работе рассматриваемый тип многомерного источника назван диэквивалентным генератором э. д. с., или кратко ДЭГЭ (приставка ди усиливает значение следующей за ней части слова, указывая на двойной характер эквивалентности  $OT_y$ -цепи, т. е. внутри и извне).

4. Алгоритм расчета цепи по частям. Общую схему электрической цепи на рис. 2,а будем считать подразделенной на части (подцепи) А, В и С. Эти части не имеют между собой управляющих связей. Из вышеизложенного вытекает следующий алгоритм расчета цепи по частям.

Заменим подцепи соответствующими им ДЭГЭ, для чего необходимо каждую из них рассчитать отдельно от других частей с целью определения  $Z_{TT}^A$ ,  $\mathcal{E}_T^A$  (для подцепи А),  $Z_{TT}^B$ ,  $\mathcal{E}_T^B$  (для подцепи В) и  $Z_{TT}^C$ ,  $\mathcal{E}_T^C$  (для подцепи С). На следующем этапе составляется объединенная схема, в которой подцепи заменены диэквивалентными генераторами. Найденные по этой схеме напряжения в ветвях диэквивалентных генераторов будут равны напряжениям в соответствующих ветвях начальной цепи. Как видно, окончательное решение для общей цепи на рис. 2,а получается из решений, найденных для отдельных ее частей, что и составляет основную идею диакоптики.

Рассмотренный алгоритм соответствует расщеплению цепи на части расщеплением ее в узлах сопряжения подцепей. Основные его этапы представлены в левой части табл. 1. Дуальным к нему будет метод расщепления цепи на части замыканием узлов сопряжения подцепей с последующей их заменой диэквивалентными многоконтурными генераторами токов. Основные этапы этого метода приведены в правой части табл. 1 для случая, когда заданная цепь расщепляется на две

подцепи. В исходной подцепи в табл. 1 пронумерованы тетивы, которые в подцепях отнесены к дополнениям.

Диэквивалентный много-контурный генератор тока (ДЭГТ) — многомерный источник. Топологически он отличается от соответствующей ему подцепи тем, что не имеет ветви дерева, при этом полюсы, на которые опиралась ветвь дерева подцепи, стягиваются в один узел. Параметры его ветвей характеризуются матрицей  $Y_{NN}$ , диагональные элементы которой являются входными, а недиагональные — передаточными проводимостями между ветвями дополнения подцепи (которую заменяет рассматриваемый генератор), т. с. являются коэффициентами, определяющими ток в какой-либо ветви дополнения при действии единственного источника э. д. с., подключенного последовательно в другую ветвь дополнения (что и отражено в повторяющихся индексах  $Y_{NN}$ ). Параллельно каждой ветви многоконтурного генератора тока подключен независимый источник тока. При отсутствии внешних цепей напряжение на зажимах этого генератора равно нулю. В этом случае все полюсы его должны быть замкнуты накоротко. При этом для наглядности короткозамкнутые полюса целесообразно изображать не одним узлом, а соприкасающимися узлами, как показано в табл. 1, что отвечает также принципу дуальности в изображениях схем ДЭГЭ и ДЭГТ.

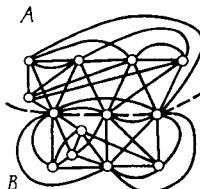
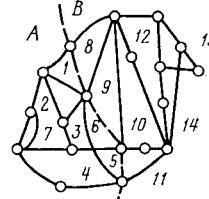
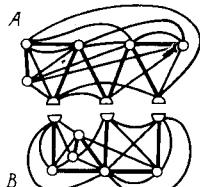
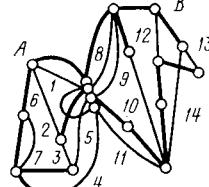
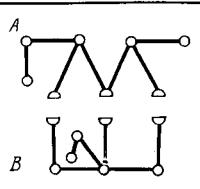
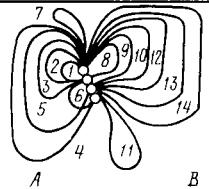
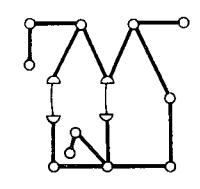
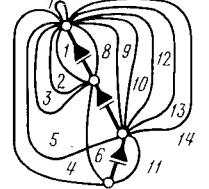
Если ветви в исходной подцепи представить  $z$ -ветвями, то ДЭГТ можно получить как  $ON_z$ -схему подцепы, являющейся обращенной схемой  $N_z$ -цепи, которая получается из заданной короткозамкнутой  $z$ -схемы подцепи после переноса всех ветвей ее дерева через сечения в ветви дополнения [Л. 7]. Очевидно, что понятия  $N_z$ - и  $ON_z$ -цепей дуальны понятиям  $T_y$ - и  $OT_y$ -цепей.

Если при объединении ДЭГЭ узлы сопряжения стягиваются короткозамкнутыми ветвями, то при объединении ДЭГТ узлы сопряжения растягиваются разомкнутыми ветвями.

По табл. 1 видно, что объединенная цепь, состоящая из ДЭГЭ, отличается от начальной тем, что в ней отсутствуют ветви дополнений, имевшихся в подцепях. В объединенной цепи из ДЭГТ наоборот — отсутствуют ветви деревьев, имевшихся в подцепях. Следовательно, расчленение цепей на части методом расщепления узлов выгодно использовать тогда, когда в подцепях содержится много хорд, а расчленение методом замыкания узлов — когда в подцепях содержится много ветвей дерева.

В п. IV табл. 1 показано, что при объединении ДЭГЭ следует использовать короткозамкнутые ветви, а при объединении ДЭГТ — разомкнутые ветви. Благодаря этому в объединенной схеме в первом случае все множество ветвей дерева будет состоять из ветвей ДЭГЭ, а во втором — все множество ветвей дополнения будет состоять из ветвей ДЭГТ. Это дает возможность при расчете объединенной цепи обеспечить единообразный подход к анализу процессов в эквивалентных генераторах. Объединенная цепь, состоящая из ДЭГЭ, эквивалентна исходной по напряжению ветвей, а объединенная цель, состоящая из ДЭГТ, эквивалентна исходной по токам в ветвях.

Таблица 1

Расчленение цепи					
этап расчлнта					
	методом расщепления узлов      методом замыкания узлов				
I	 <p style="text-align: center;"><i>Разбиение исходной цепи на части A и B</i></p> 				
II	 <p style="text-align: center;"><i>Расщепление узлов сопряжения</i></p>  <p style="text-align: center;"><i>Замыкание узлов сопряжения</i></p>				
III	 <p style="text-align: center;"><i>Расчет подцепей Определение параметров дизъюнктивно-валентных источников</i></p> <hr/> <table border="0" style="width: 100%;"> <tr> <td style="width: 50%;"><i>ДЭГЭ</i></td> <td style="width: 50%;"><i>ДЭГТ</i></td> </tr> <tr> <td><math>Z_{TT}^A, \delta_T^A; Z_{TT}^B, \delta_T^B</math></td> <td><math>Y_{NN}^A, J_N^A; Y_{NN}^B, J_N^B</math></td> </tr> </table> 	<i>ДЭГЭ</i>	<i>ДЭГТ</i>	$Z_{TT}^A, \delta_T^A; Z_{TT}^B, \delta_T^B$	$Y_{NN}^A, J_N^A; Y_{NN}^B, J_N^B$
<i>ДЭГЭ</i>	<i>ДЭГТ</i>				
$Z_{TT}^A, \delta_T^A; Z_{TT}^B, \delta_T^B$	$Y_{NN}^A, J_N^A; Y_{NN}^B, J_N^B$				
IV	 <p style="text-align: center;"><i>Восстановление прежних связей с помощью: короткозамкнутых ветвей дополнения</i></p> <hr/> <p style="text-align: center;"><i>разомкнутых ветвей дерева</i></p> 				
V	<p style="text-align: center;"><i>расчет по обединенной схеме:</i></p> <hr/> <table border="0" style="width: 100%;"> <tr> <td style="width: 50%;"><math>U_T,</math></td> <td style="width: 50%;"><math>I_N,</math></td> </tr> </table> <p style="text-align: center;"><i>свпадающих с их значениями в соответствующих ветвях исходной цепи</i></p>	$U_T,$	$I_N,$		
$U_T,$	$I_N,$				

Процедуры табл. 1 можно использовать в качестве основы для разработки конкретных алгоритмов расчета по частям цепей, заданных как в однородном, так и в смешанном координатном базисе. Некоторые из них в обобщенной матричной форме представлены в табл. 2. Форма записи уравнений для расчета подцепей и основные обозначения соответствуют [Л. 6, с. 40, 64, 80, 84]. Верхний индекс в обозначениях определяет подцепь  $A$ ,  $B$  или  $C$ . Для схем со смешанными типами ветвей представлены алгоритмы расчета по частям путем расщепления цепи как расщеплением, так и замыканием узлов сопряжения подцепей.

Для расчета объединенной схемы из ДЭГЭ используется метод контурных токов. Уравнения составляются относительно токов в короткозамкнутых ветвях связей между ДЭГЭ. Топологическая матрица  $r_{\text{ов}}$  является матрицей главных контуров для ветвей дерева, состоящего из ветвей всех ДЭГЭ. Для расчета объединенной схемы ДЭГТ используется метод сечений.

Уравнения составляются относительно напряжений ветвей дерева, состоящего из разомкнутых ветвей связи. Топологическая матрица  $\pi_{\text{в}}$  является матрицей главных сечений для ветвей дополнения, состоящего из ветвей всех ДЭГТ.

Порядки систем уравнений на любом из этапов расчета цепей по частям получаются ниже, чем порядки систем уравнений при расчете цепей в целом.

Таблица 2

Номер этапа	Наименование этапов расчета цепи	Тип цепи		
		у - цепь	с у - и з - ветвями	з - цепь
	Расчленение цепи на части (A, B, C, ...) методом расщепления узлов сопряжения	расщепления узлов сопряжения		замыкания узлов сопряжения
I, II	Исходные данные для подцепей: a) топологические матрицы б) матрицы ветвей подцепей в) вектор независимых источников	$\Pi^A, \Pi^B, \Pi^C, \dots$ $Y_B^A, Y_B^B, Y_B^C, \dots$ $J_B^A, J_B^B, J_B^C, \dots$	$\Pi^A = \begin{bmatrix} \Pi_y^A & \Pi_z^A \end{bmatrix}; P^A = \begin{bmatrix} P_y^A & P_z^A \end{bmatrix} \dots$ $V_B^A, V_B^B, V_B^C, \dots$ $F_B^A, F_B^B, F_B^C, \dots$	$P^A, P^B, P^C, \dots$ $Z_B^A, Z_B^B, Z_B^C, \dots$ $E_B^A, E_B^B, E_B^C, \dots$
III	Расчет подцепей а) уравнение равновесия для подцепи A (B, C, ...) б) расчет параметров диэquivалентного генератора A (B, C, ...)	$Y_T^A U_T^A = J_T^A$ , где $Y_T^A = \Pi^A Y_B^A (\Pi^A)^t$ ; $J_T^A = -\Pi^A J_B^A$	$W^A X^A = Q^A$ , где $X^A = \begin{bmatrix} U_T^A \\ I_N^A \end{bmatrix}; Q^A = \begin{bmatrix} -\Pi_y^A J_B^A \\ P_z^A E_B^A \end{bmatrix}$	$Z_N^A I_N^A = E_N^A$ , где $Z_N^A = P^A Z_B^A (P^A)^t$ ; $E_N^A = P^A E_B^A$
IV	Восстановление прежних связей: Исходные данные объединенной схемы: а) топологические матрицы связи объединенной схемы б) объединенная матрица ветвей диэquivалентных генераторов в) объединенный вектор независимых источников ветвей диэquivалентных генераторов	Ветви связи в объединенной цепи образуют: дополнение дерево		
V	Расчет объединенной схемы: а) уравнение равновесия б) определение искомых величин	$\rho_{CB} Z_T^{ob} \rho_{CB}^t I_{CB} = \rho_{CB} E_T^{ob}$ $U_T^{ob} = Z_T^{ob} \rho_{CB}^t I_{CB} - E_T^{ob}$	$\pi_{CB} Y_N^{ob} \pi_{CB}^t U_{CB} = -\pi_{CB} J_N^{ob}$ $I_N^{ob} = Y_N^{ob} \pi_{CB}^t U_{CB} + J_N^{ob}$	

5. Преобразование схем диэquivалентных генераторов. По топологической схеме в п. IV табл. 1 видно, что часть ветвей ДЭГЭ в объединенной схеме может оказаться вне каких-либо контуров, и ток в них останется равным нулю. Поэтому при составлении уравнений для расчета объединенной схемы ДЭГЭ эти ветви можно не учитывать. То же самое можно сказать о ветвях ДЭГТ, которые остаются короткозамкнутыми в объединенной схеме, как это имеет место, например, для 7-й ветви схемы в правой части п. IV табл. 1.

Возможна такая постановка задачи, когда явления в какой-либо подцепи вообще не представляют интереса. В этом случае сложением сопротивлений ветвей ДЭГЭ (или проводимостей ДЭГТ) с учетом взаимных связей между ветвями схема диэquivалентного генератора может быть сведена к более

простой схеме эквивалентного генератора.

Подобные схемы эквивалентных генераторов э. д. с. и тока могут быть использованы для построения схем замещения многополюсных источников, внутренняя схема которых недоступна. Этим решается задача расчета систем по частям, одна часть которых представлена математическими моделями в виде электрических схем, а другая — физическими объектами в виде многополюсных блоков. Непосредственно по примерам расчета цепей по частям, приведенным в [Л. 3 и 5], можно убедиться, что «эквивалентные цепи типа «звезда» каждой подсистемы» у [Л. 3] и «эквивалентные радиальные схемы» в [Л. 5] можно рассматривать как эквивалентные многомерные источники, а «примитивную цепь пересечений» — как объединенную схему из предварительно упрощенных схем этих

Таблица 3

Матрица	Схема												
	A				B				C				
	3	$\omega_{k1}$	$\omega_{k2}$	$\omega_{k3}$	7	$\omega_{k4}$	$\omega_{k5}$	$\omega_{k6}$	10	$\omega_{k7}$	$\omega_{k8}$	$\omega_{k9}$	$\omega_{k10}$
	1	a	b	c	h	f	e	p	11	n	m	l	j
$\Pi$	4 5 3 2 1 61 R1 62 k2	7 8 6 b3 k3 b4 k4	10 11 9 b5 k5 b6 k6										
	4 1 1 -1 1	7 1 1	10 1 -1 1										
	5 1 1 -1 1	8 1 1 1	11 1 -1 1										
	3 1 1 -1 -1	6 1 1 1	9 1 1 1 -1										
	2 1 1 1 -1 -1												
$Y_B$	4 5 3 2 1 61 k1 62 k2	7 8 6 b3 k3 b4 k4	10 11 9 b5 k5 b6 k6										
	4 1 1 1 1	7 $1,1 \cdot 10^{-3}$ 1 1	10 $5 \cdot 10^{-3}$ 1 1										
	5 1,667 1 1	8 1 1 1	11 1 1 1										
	3 0,1 1 1	6 $22 \cdot 10^{-3}$ 1 $-2 \cdot 10^{-3}$	9 0,05 1 $-2 \cdot 10^{-3}$										
	2 0,05 1 1	b3 30 0,1 1	65 30 0,1 1										
	1 $10^3$ 1 $-2 \cdot 10^3$	k3 30 0,1 1	k5 30 0,1 1										
	b1 1 $-2 \cdot 10^3$ 1 1	b4 1 $-2 \cdot 10^3$ 30 0,1	b6 1 $-2 \cdot 10^3$ 30 0,1										
	k1 30 0,1 1 1	k4 30 0,1 1 1	k8 30 0,1 1 1										
	b2 1 $-2 \cdot 10^3$ 1 1												
	k2 30 0,1 1 1												
$Z_{TT} = (\Pi Y_B \Pi^t)^{-1}$	4 5 3 2	7 8 6	10 11 9										
	4 801,42 -119,14 -662,27 21,4100	7 -2471179 -3255 82606	10 155145 -194,37 149718										
	5 -119,14 528,51 -397,36 12,8461	8 2474743 3258 -82691	11 -149469 220,46 -144177										
	3 -682,08 -409,24 1060,3 -33,3104	6 -90865 -86,264 3035	9 203,167 0,87753 229,318										
	2 2,12835 1,27700 -3,27539 31,2420												
	4 5 3 2	$U_T^B = 0$	$U_T^C = 0$										
	$(U_T^A)^t = \begin{bmatrix} -20,0020 & -12,0013 & 31,023 & -0,12996 \end{bmatrix}$												

источников, эквивалентную исходной по вектору неизвестных в месте ее расчленения. Заметим, что двухполюсные генераторы, к которым сводят схему цепи в известном методе эквивалентного генератора, являются частными случаями многополюсных эквивалентных источников.

**Вывод.** Суть предлагаемого подхода к расчету линейных цепей по частям заключается в замене схем подцепей схемами эквивалентных генераторов, представляющих собою либо схему-дерево, либо схему-дополнение подцепи. Таким образом, диакоптика представляется лишь как метод преобразования отдельных частей электрической цепи и в этом смысле является обобщением применяющихся на практике элементарных преобразований и упрощений схем цепей для облегчения расчетов.

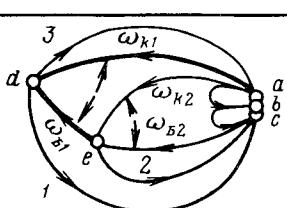
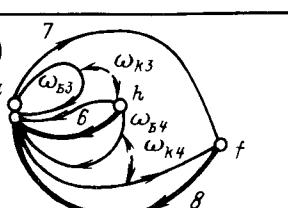
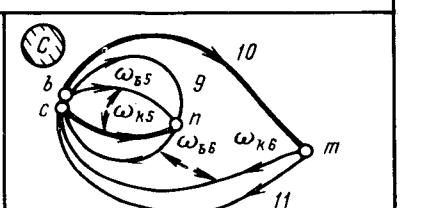
При такой трактовке достигается наглядность диакоптики, что позволяет сформулировать обобщенные алгоритмы для цепей с однотипными и гибридными параметрами, не навязывая каких-либо определенных методов расчета подцепей или объединенных схем. При отработке конкретных алгоритмов расчета этих схем наряду с матричными могут быть использованы также методы сигнальных графов [Л. 8], методы пере-

носа [Л. 9], методы структурных чисел [Л. 10] и т. д. Расчленение подцепей можно производить не только по узлам, но и по ветвям, поскольку всегда в месте расчленения можно образовать узел, разделив ветвь на две части. Можно эти ветви использовать в качестве ветвей связи между подсхемами. Остается свобода действий и при выборе тактики решения: часть подцепей может быть заменена соответствующими им эквивалентными генераторами, другая часть — эквивалентными генераторами, в то время как остальные подцепи могут оставаться без изменения (не упрощаться).

Описанный в работе подход к диакоптике цепей может быть использован для выяснения физического смысла тензорно-матричных процедур, применяемых в [Л. 3 и 4], и выявления их связей с методом [Л. 1].

**Приложение.** Расчет по частям низкочастотной электронной цепи в линейном режиме. Схема цепи и ее части A, B, C изображены на рис. 3.а. Параметры элементов равны:  $R_1 = 1$  Ом;  $R_2 = R_3 = 20$  кОм;  $R_4 = R_5 = R_{11} = 1$  кОм;  $R_6 = 0,6$  кОм;  $R_7 = 900$  кОм;  $R_{10} = 200$  кОм; расчетное значение  $J_1 = 1$  А. Все транзисторы одинаковы, при этом  $g_6 = 1000$  мкСм;  $g_{5k} =$

Таблица 4

		Схема																	
Матрица		A					B					C							
																			
P		b <sub>1</sub>	k <sub>1</sub>	2	1	b <sub>2</sub>	k <sub>2</sub>	3	4	5		b <sub>3</sub>	k <sub>3</sub>	b <sub>4</sub>	k <sub>4</sub>	7			
		2	-1	1	1							6 <sub>5</sub>	-1	1					
		1		1		1						9	-1	1					
		b <sub>2</sub>	1	-1		1						6 <sub>6</sub>	1		1				
		k <sub>2</sub>	1	-1			1					k <sub>6</sub>	1			1			
		3		1				1				11	1			1			
		4						1											
		5								1									
Z <sub>B</sub>		b <sub>1</sub>	k <sub>1</sub>	2	1	b <sub>2</sub>	k <sub>2</sub>	3	4	5		8	6	b <sub>3</sub>	k <sub>3</sub>	b <sub>4</sub>	k <sub>4</sub>	7	
		6 <sub>1</sub>	625	12,5								8	10 <sup>3</sup>						
		k <sub>1</sub>	187500	6250								6	45000						
		2			2·10 <sup>4</sup>							b <sub>3</sub>	625	12,5					
		1				1						k <sub>3</sub>	-187500	6250					
		b <sub>2</sub>				625	12,5					b <sub>4</sub>		625	12,5				
		k <sub>2</sub>				-187500	6250					k <sub>4</sub>		187500	6250				
		3					10 <sup>4</sup>					7				9·10 <sup>3</sup>			
		4						10 <sup>3</sup>											
		5							600										
Y <sub>NN</sub> = (P <sub>2B</sub> P <sup>t</sup> ) <sup>-1</sup>		2	1	b <sub>2</sub>	k <sub>2</sub>	3	4	5				b <sub>3</sub>	k <sub>3</sub>	b <sub>4</sub>	k <sub>4</sub>	7			
		2	0,05	0,0015	0,0482	10 <sup>-4</sup>						6 <sub>5</sub>	1,050	0,0018	0,0017				
		1	-0,0468	29,34	29,01	0,091	-0,097					k <sub>3</sub>	27,45	0,091	-0,089	10 <sup>-4</sup>			
		b <sub>2</sub>	0,0015	0,03	0,0367	0,005						b <sub>4</sub>	-26,88	-0,089	0,095	-10 <sup>-4</sup>			
		k <sub>2</sub>	0,0468	0,907	0,947	0,0081						k <sub>4</sub>	-69,53	-2,317	2,83	0,133	10 <sup>-4</sup>		
		3		-0,097	0,0029		0,1					7	-0,77	0,0025	0,0031	10 <sup>-4</sup>	0,0011		
		4						1											
		5							1,666										
(I <sub>N</sub> ) <sup>t</sup>		2	1	b <sub>2</sub>	k <sub>2</sub>	3	4	5				I <sub>N</sub> <sup>B</sup> = 0						I <sub>N</sub> <sup>C</sup> = 0	
		-0,0015	29,34	0,03	0,907	-0,097													

==2 мкСм; g<sub>h6</sub>=30 000 мкСм; g<sub>h</sub>=100 мкСм; r<sub>h</sub>=625 Ом; r<sub>h6</sub>=12,5 Ом; r<sub>h5</sub>=-187 500 Ом; r<sub>h</sub>=6250 Ом.

**Пример 1.** Расчет по частям у-цепи, расщепленной методом расщепления узлов. В этом примере для описания транзисторов используются его g-параметры. Графы подцепей после их разъединения, топологические матрицы и матрицы проводимостей ветвей в миллисименах даны в табл. 3. Векторы источников токов подцепей равны:

$$\mathbf{J}_B^A = \begin{pmatrix} 4 & 5 & 3 & 2 & 1 & b_1 & k_1 & b_2 & k_2 \end{pmatrix}^t ; \quad \mathbf{J}_B^B = 0; \quad \mathbf{J}_B^C = 0.$$

Результаты расчетов подцепей с определением напряжений ветвей их деревьев в соответствии с уравнениями в п. III табл. 2 приведены в нижней части табл. 3. Элементы матриц Z<sub>tt</sub> даны в омах, а векторов U<sub>t</sub>-- в вольтах.

Объединенная цепь, включающая все ветви деревьев подсхем, изображена на рис. 4,а. Короткозамкнутые ветви связей, соединяющие расщепленные узлы b и c, обозначены теми же

буквами. Матрица главных контуров для ветвей дерева имеет вид:

$$\rho_{cb} = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline & 4 & 5 & 3 & 2 & 7 & 8 & 6 & 10 & 11 & 9 \\ \hline b & 1 & & & & -1 & -1 & & & & \\ \hline c & 1 & 1 & & & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & \\ \hline \end{array}$$

Пользуясь результатами расчета, приведенными в табл. 3, составляем:

$$\mathbf{E}_T^{об} = \begin{pmatrix} 4 & 5 & 3 & 2 & 7 & 8 & 6 & 10 & 11 & 9 \end{pmatrix}^t ;$$

$$= \begin{pmatrix} 20,002 & 12,0013 & -31,023 & 0,12996 & & & & & & \end{pmatrix}^t ;$$

$$\mathbf{Z}_T^{00} = \begin{vmatrix} Z_{TT}^A & & \\ & Z_{TT}^B & \\ & & Z_{TT}^C \end{vmatrix}.$$

В объединенной цепи всего два замкнутых контура, поэтому для определения токов  $I_b$  и  $I_c$  следует воспользоваться методом контурных токов. Для уравнения из п. V, а табл. 2 имеем:

$$\rho_{cb} \mathbf{Z}_T^{00} \rho_{cb}^t = \begin{vmatrix} 4368,42 & 4249,276 \\ 4249,276 & 10360,732 \end{vmatrix};$$

$$\rho_{cb} E_T^{00} = \begin{vmatrix} 20,00194 \\ 32,003 \end{vmatrix}.$$

Решив это уравнение, получим:

$$\mathbf{I}_{cb} = \begin{vmatrix} I_b \\ I_c \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0,0026189 \\ 0,0020147 \end{vmatrix}.$$

Напряжения на пассивных элементах ветвей дерева объединенной цепи равны:

$$(U'_T)^{00} = \mathbf{Z}_T^{00} \rho_{cb} \mathbf{I}_{cb} =$$

$$= \begin{pmatrix} 4 & 5 & 3 & 2 & 7 \\ | 3,473 & 0,5127 & -3,985 & 0,0124 & 11465 | \\ 8 & 6 & 10 & 11 & 9 \end{pmatrix} t \rightarrow$$

$$\rightarrow \begin{pmatrix} -11482 & 421,43 & -312,18 & 300,69 & -0,411 \end{pmatrix}.$$

Напряжение между полюсами ветвей дерева объединенной схемы, совпадающие с напряжениями в соответствующих ветвях исходной цепи, находим из соотношения

$$U_T^{00} = (U'_T)^{00} - E_T^{00} =$$

$$= \begin{pmatrix} 4 & 5 & 3 & 2 & 7 \\ | -16,528 & -11,488 & 27,038 & -0,11753 & 11465 | \\ 8 & 6 & 10 & 11 & 9 \end{pmatrix} t \rightarrow$$

$$\rightarrow \begin{pmatrix} -11482 & 421,43 & -312,18 & 300,69 & -0,411 \end{pmatrix}.$$

**Пример 2. Расчет по частям з-цепи, расчлененной методом замыкания узлов.** Для описания схем замещения транзисторов воспользуемся его  $r$ -параметрами. Графы подцепей после их разъединения методом замыкания узлов сопряжения, топологические матрицы и матрицы сопротивлений ветвей в омах даны в табл. 4. При расчете подцепей образовавшиеся в них короткозамкнутые ветви, не имеющие управляющих связей с другими ветвями (например 4 и 5-я ветви), можно опустить. Однако здесь при построении уравнений учтены все ветви подцепей. Векторы источников э. д. с. подцепей:

$$E_B^A = \begin{pmatrix} 61 & k1 & 2 & 1 & 62 & k2 & 3 & 4 & 5 \end{pmatrix} t;$$

$$E_B^B = 0; E_B^C = 0.$$

Результаты расчетов подцепей с определением токов ветвей их дополнений в соответствии с уравнениями в п. III табл. 2 приведены в нижней части табл. 4. Элементы матриц  $\mathbf{Y}_{NN}$  даны в миллисисиенсах, а векторов  $\mathbf{I}_N$  — в миллиамперах.

Объединенная цепь, включающая все ветви дополнений подсхем, изображена на рис. 4, б. Ветви связи с нулевыми про-

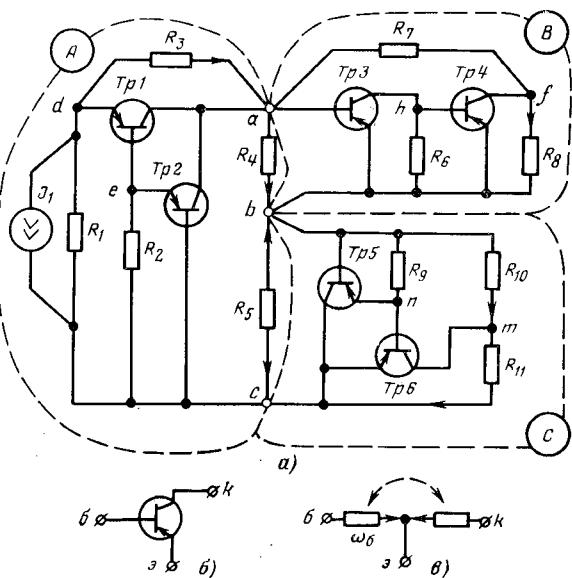


Рис. 3. К расчету цепей методом расчленения ее на части. а) исходная схема электронной цепи; б) в) — транзистор и его цепь замещения для схемы с общим эмиттером.

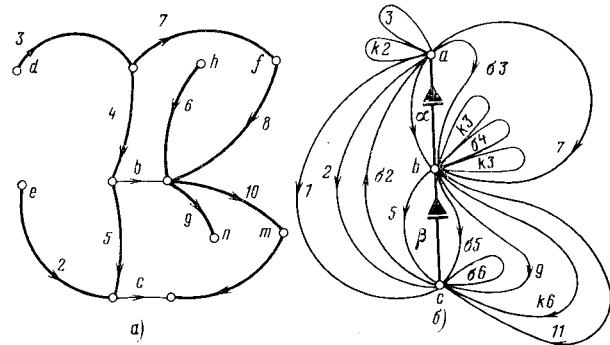


Рис. 4. Топологические схемы объединенных цепей, состоящих из диэквивалентных генераторов э. д. с. (а) и токов (б).

водимостями, составляющие дерево объединенной цепи, обозначены буквами  $\alpha$  и  $\beta$ . Допустим, что по условию задачи не требуется определения токов в образовавшихся петлях  $3$ ,  $k3$ ,  $66$  и  $k4$  объединенной схемы. Как указывалось при расчете объединенной цепи, петли диэквивалентных генераторов можно не учитывать. Опуская перечисленные ветви, получим матрицу главных сечений для ветвей дополнения рассматриваемой цепи в виде:

$$\pi_{cb} = \begin{pmatrix} 2 & 1 & 62 & k2 & 4 & 5 & 63 & 64 & 7 & 65 & 9 & k6 & 11 \\ | -1 & -1 & 1 & | & | -1 & | -1 & | -1 & | -1 & | -1 & | -1 & | -1 & | -1 \end{pmatrix} \alpha.$$

$$\pi_{cb} = \begin{pmatrix} | -1 & -1 & 1 & | & | -1 & | -1 & | -1 & | -1 & | -1 & | -1 & | -1 & | -1 \end{pmatrix} \beta.$$

Пользуясь данными табл. 4, составляем:

$$\mathbf{J}_N^{00} = \begin{pmatrix} 2 & 1 & 62 & k2 \\ | -0,0015 & 29,34 & 0,03 & 0,907 | \\ 4 & 5 & 63 & 64 & 7 & 65 & 9 & k6 & 11 \end{pmatrix} t \rightarrow$$

$$\rightarrow \begin{pmatrix} | & | & | & | & | & | & | & | & | \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{Y}_N^{\text{об}} = \begin{vmatrix} \mathbf{Y}_{NN}^A & & \\ & \mathbf{Y}_{NN}^B & \\ & & \mathbf{Y}_{NN}^C \end{vmatrix}.$$

В объединенной цепи всего три узла, поэтому для определения напряжений  $U_\alpha$  и  $U_\beta$  следует воспользоваться методом узловых напряжений или методом сечений. Для уравнений из п. V, а табл. 2 имеем:

$$\pi_{\text{cb}} \mathbf{Y}_N^{\text{об}} \pi_{\text{cb}}^t = \begin{vmatrix} 0,0015715 & 0,0002913 \\ 0,0002913 & 0,0021332 \end{vmatrix};$$

$$-\pi_{\text{cb}} \mathbf{J}_N^{\text{об}} = \begin{vmatrix} 0,0293168 \\ 0,0293168 \end{vmatrix}.$$

Решив это уравнение, получим:

$$\mathbf{U}_{\text{cb}} = \begin{vmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 16,5261335 \\ 11,4863761 \end{vmatrix}.$$

Токи, протекающие через пассивные элементы ветвей дополнения объединенной цепи (в миллиамперах) равны:

$$\begin{aligned} (\mathbf{I}'_N)^{\text{об}} &= \mathbf{Y}_N^{\text{об}} \pi_{\text{cb}}^t \mathbf{U}_{\text{cb}} = \\ &= \begin{pmatrix} 2 & 1 & 62 & k2 & 4 & 5 \\ -0,008 & -8 & 0,145 & -0,171 & -16,5 & -19,1 \\ 63 & 64 & 7 & 65 & 9 & k6 & 11 \end{pmatrix}^t \rightarrow \\ &\rightarrow \begin{pmatrix} -17,3 & 444 & 12,73 & -0,433 & -0,0218 & -301,9 & 300,4 \end{pmatrix}. \end{aligned}$$

Результирующие токи ветвей дополнения объединенной цепи, совпадающие с токами соответствующих ветвей исходной

цепи, находим (в миллиамперах) из соотношения

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_N^{\text{об}} &= (\mathbf{I}'_N)^{\text{об}} + \mathbf{J}_N^{\text{об}} = \\ &= \left( \begin{array}{cccccc} 2 & 1 & 62 & k2 & 4 & 5 \\ -0,0099 & 21,34 & 0,175 & 0,736 & -16,5 & -19,1 \\ 63 & 64 & 7 & 65 & 9 & k6 & 11 \end{array} \right) \rightarrow \\ &\rightarrow \left( \begin{array}{cccccc} -17,3 & 444 & 12,73 & -0,433 & -0,0218 & -301,9 & 300,4 \end{array} \right). \end{aligned}$$

Для сопоставления с результатами расчета исходной цепи по частям, выполненным в первом примере, по найденным здесь токам рассчитаем напряжения на 4, 7 и 11-й ветвях, находящихся соответственно в подцеплях A, B и C. Имеем:

$$\begin{aligned} U_4 &= I_4 R_4 = (-16,5 \cdot 10^{-3}) 1000 = -16,5 \text{ В;} \\ U_7 &= I_7 R_7 = (12,73 \cdot 10^{-3}) 900 000 = 11 460 \text{ В;} \\ U_{11} &= I_{11} R_{11} = (300,4 \cdot 10^{-3}) 1000 = 300,4 \text{ В.} \end{aligned}$$

Различие между значениями напряжений или токов, полученных различными способами расчета цепи по частям, могут появиться как вследствие округлений элементов матриц, так и вследствие особенностей последних.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Пухов Г. Е. Методы анализа и синтеза квазианалоговых электронных цепей. Киев, «Наукова думка», 1967.
- Нагорный Л. Я. Моделирование электронных цепей на ЦВМ. Киев, «Техника», 1974.
- Крон Г. Исследование сложных систем по частям — диакоптика. М., «Наука», 1972.
- Branin F. H., Jr. The relation between Kron's method and the classical methods of network analysis. IRE WESCON Conv. Rec., part. 2, 1959, August.
- Хэпп Х. Диакоптика и электрические цепи. М., «Мир», 1974.
- Сигорский В. П., Петренко А. И. Алгоритмы анализа электронных схем. Киев, «Техника», 1970.
- Шакиров М. А. Перенос линейных пассивных элементов в электрической цепи. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1975, № 5.
- Мэзон С., Циммерман Г. Электронные цепи, сигналы и системы. М., Изд-во иностр. лит. 1963.
- Шакиров М. А. Анализ линейной электрической цепи методами переноса ее элементов. — «Электричество», 1976, № 3.
- Трохименко Я. К. Метод обобщенных чисел и анализ линейных цепей. М., «Советское радио», 1972.

[6.5.1976]



УДК 621.313.3.045.5

## «Точные» якорные обмотки машин переменного тока

Доктор техн. наук, проф. ПОПОВ Д. А.

Москва

**Введение.** Современное электромашиностроение испытывает возрастающий спрос на электромашины малой мощности и микромашины со специальными обмотками, обладающими высокими фильтрующими свойствами и обеспечивающими близкую к синусоидальной форме фазных н. с.  $F(x)$  или фазных э. д. с.  $e(t)$ .

Идеальными фильтрующими свойствами, как известно, обладают такие якорные обмотки, которые характеризуются синусоидальной формой обмоточной функции [Л. 1]. В машинах с зубчатым якорем и катушечными обмотками такая форма обмоточной функции (кривой распределения н. с. фазы) теоретически недостижима из-за дискретного распределения проводов по пазам якоря. Однако

при соответствующем выборе параметров катушечные обмотки могут иметь достаточно высокие электромагнитные свойства.

Из числа катушечных обмоток наилучшими фильтрующими свойствами обладают так называемые «точные» якорные обмотки, обмоточные коэффициенты  $K_{\text{обу}}$  которых равны нулю для всех высших пространственных гармоник поля, кроме гармоник с порядковыми номерами

$$v = k N_{\text{л}} \pm 1, \quad (1)$$

где  $k = 1, 2, 3, \dots, \infty$ ;  $N_{\text{л}}$  — число лучей звезды пазовых э. д. с. обмотки (при целом числе  $q$  пазов на полюс и фазу  $N_{\text{л}} = 2mq$ ).

«Точные» якорные обмотки реализуют оптимальную ступенчатую аппроксимацию указанной выше идеальной обмоточной функции, так как при заданном числе  $N_{\text{л}}$  (заданном числе ступеней обмоточной функции) спектры их обмоточных функций содержат минимальное число высших гармоник.

В настоящее время известны следующие типы «точных» якорных обмоток.

Синусные обмотки, характеризуемые фазной зоной (шириной катушечной группы)  $180^\circ$ , диаметральным шагом (у равнокатушечных обмоток) и различным числом витков в катушках, изменяющимся в пределах фазной зоны по синусоидальному закону:

$$w_i = w_1 \sin \left( \frac{\pi}{2} - \frac{x_i}{\tau} \pi \right) = w_1 \cos \frac{x_i}{\tau} \pi = w_1 \cos \gamma_i, \quad (2)$$

где  $x_i$ ,  $\gamma_i$  — расстояние и угол сдвига оси  $i$ -й катушки от магнитной оси фазы;  $\gamma_i = \frac{x_i}{\tau} \pi$ .

В зависимости от способа выполнения синусные обмотки в свою очередь делятся на два типа: синусные концентрические или разнокатушечные обмотки, состоящие из катушек различной ширины [Л. 2]; синусные равнокатушечные обмотки, имеющие катушки шириной  $y=\tau$  [Л. 3].

Веерные равнокатушечные обмотки, характеризуемые фазной зоной  $120^\circ$ , укороченным на одну треть шагом ( $y/\tau=2/3$ ) и распределением числа витков в катушках катушечной группы в пределах фазной зоны согласно закону [Л. 4]

$$w_i = w_1 \frac{\cos(|\gamma_i| + \pi/6)}{\cos \pi/6}. \quad (3)$$

Все указанные «точные» обмотки имеют целое число пазов на полюс и фазу. Синусные концентрические двухфазные обмотки широко применяются в современных высокоточных поворотных трансформаторах, так как нечувствительны к высшим гармоникам, появляющимся от технологических погрешностей при изготовлении магнитопровода (асимметрия, эксцентриситет) и от нелинейности кривой намагничивания [Л. 2].

Рассмотрим кратко характеристики «точных» обмоток различных типов.

**Характеристики синусных обмоток.** Синусные обмотки, концентрические и равнокатушечные, содержат одну катушечную группу на фазу и пару полюсов. В принципе синусную равнокатушечную обмотку можно выполнить с двумя катушечными группами на фазу и пару полюсов, однако это приведет к увеличению числа катушек и усложнению технологии изготовления обмотки, что нежелательно.

В зависимости от числа катушек в катушечной группе  $q_{\text{гр}}$  следует различать два варианта синусных обмоток [Л. 2]:

первый вариант

$$q_{\text{гр}} = \frac{N_{\text{л}}}{2} - 1, \quad (4)$$

второй вариант

$$q_{\text{гр}} = \frac{N_{\text{л}}}{2}. \quad (5)$$

Ниже будет показано, что первый вариант синусных обмоток выгоднее второго, поэтому ему следует отдать предпочтение.

Принцип образования синусных концентрических обмоток рассмотрен в [Л. 2]; в электромагнитном отношении этой обмотки, как известно, равнозначны равнокатушечным обмоткам с полным шагом ( $y=\tau$ ). Синусные концентрические обмотки имеют ряд недостатков: трудность изготовления обмотки для трехфазных машин; большой вылет лобовых частей обмотки, что увеличивает конструктивную длину машины и расход провода.

От указанных недостатков свободны равнокатушечные синусные обмотки, которые легко выполнимы на любое число фаз и пар полюсов [Л. 3]. Принцип образования синусных равнокатушечных обмоток по первому варианту ( $q_{\text{гр}} = \frac{N_{\text{л}}}{2} - 1$ ) поясняется с помощью рис. 1, на котором показаны векторные диаграммы пазовых э. д. с. и разбиение лучей по фазам для двухфазной (рис. 1, а) и трехфазной (рис. 1, б) обмоток с  $N_{\text{л}}=12$ .

Число пазов на полюс и фазу  $q$  в общем случае выбирается в зависимости от требуемых фильтрующих свойств обмотки, так как между минимальным порядком высшей гармоники н. с.  $v_{\min}$  и числом  $q$  имеет место соотношение [Л. 5]:

$$N_{\text{л}} = \frac{z}{p} = 2mq = v_{\min} + 1. \quad (6)$$

Цифрами 1, 2, ..., 12 на рис. 1 обозначены э. д. с. катушечных сторон, лежащих в одноименных пазах якоря; э. д. с. начальных сторон катушек, принадлежащих фазам  $A$ ,  $B$  и  $C$  обозначены одной, двумя и тремя чертами соответственно, а э. д. с. конечных сторон катушек помечены знаками  $T$ ,  $P$  и  $Ш$ . На рис. 1 проведен ряд концентрических окружностей, диаметры которых пропорциональны числам витков катушек  $w_1$ ,  $w_2$ ,  $w_3$  и т. д. На диаграммах проведены также малые эксцентрические окружности, которые в соответствии с (2) являются геометрическими местами э. д. с. катушек, образующих катушечную группу.

На рис. 2 для примера представлена схема-развертка двухфазной синусной равнокатушечной обмотки, векторная диаграмма пазовых э. д. с. которой приведена на рис. 1, а. Катушки, относящиеся к фазам  $A$  и  $B$ , изображены сплошными и пунктирными линиями соответственно. Цифрами обозначены номера пазов якоря, а сносками сбоку — числа витков в катушках.

Катушки с наибольшим числом витков ( $w_1$ ) делятся на две равные части, поэтому схема синусной обмотки становится аналогичной схеме обычной равновитковой двухслойной обмотки. Коэффициент распределения синусной обмотки для  $v$ -й гармоники поля, как известно [Л. 5], равен:

$$K_{pv} = \frac{\sum_{i=1}^{q_{\text{гр}}} w_i \cos v\gamma_i}{\sum_{i=1}^{q_{\text{гр}}} w_i} = (-1)^{k(q_{\text{гр}}-1)} K_{pj}, \quad (7)$$

где  $q_{\text{гр}}$  — число катушек в катушечной группе;

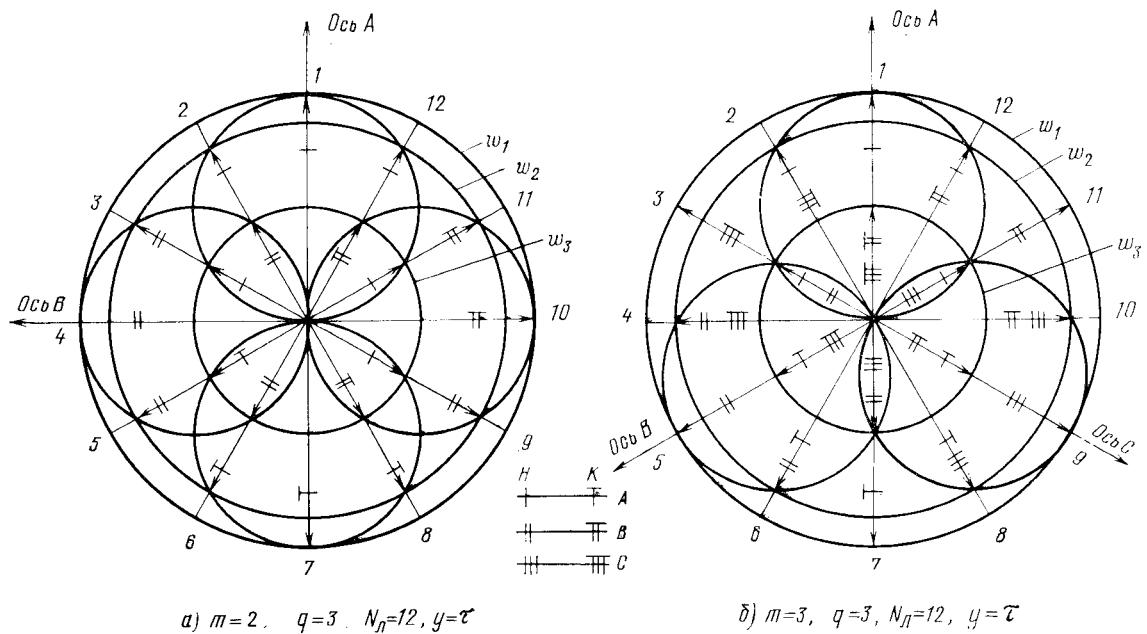


Рис. 1. Звезда пазовых э. д. с. и разбиение лучей по фазам для синусных равнокатушечных обмоток

$$(N_p=12; y=\tau; q_{rp} = \frac{N_p}{2} - 1).$$

*a* — двухфазная; *б* — трехфазная.

$$j = |kN_p - v| = 1 \div j_{\max}; \quad j_{\max} = \frac{N_p}{2};$$

*k* — число, определяющее порядок гармоники согласно (1);

$$K_{pj} = \frac{\sum_{i=1}^{q_{rp}} w_i \cos j\gamma_i}{\sum_{i=1}^{q_{rp}} w_i}. \quad (8)$$

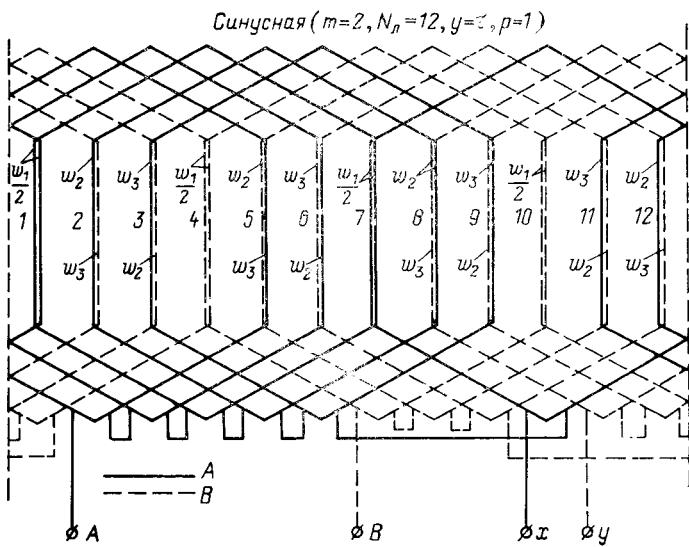
Из (2) и (8) находим:

$$K_{pj} = \frac{\sum_{i=1}^{q_{rp}} \cos \gamma_i \cos j\gamma_i}{\sum_{i=1}^{q_{rp}} \cos \gamma_i} =$$

$$= \frac{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^{q_{rp}} [\cos(j-1)\gamma_i + \cos(j+1)\gamma_i]}{\sum_{i=1}^{q_{rp}} \cos \gamma_i}. \quad (9)$$

Знаменатель (9) равен длине вектора, являющегося геометрической суммой  $q_{rp}$  единичных векторов, сдвинутых на угол  $\alpha_p = \frac{2\pi}{N_p}$ :

$$\sum_{i=1}^{q_{rp}} \cos \gamma_i = \frac{\sin\left(\frac{1}{2} q_{rp} \alpha_p\right)}{\sin \frac{1}{2} \alpha_p} \quad (10)$$

Рис. 2. Схема-развертка двухфазной синусной равнокатушечной обмотки ( $q=3; N_p=12; y=\tau; p=1$ ).

Легко показать, что числитель (9) для обоих вариантов синусных обмоток равен:

$$\sum_{i=1}^{q_{rp}} \cos \gamma_i \cos j\gamma_i = \frac{N_p}{4} \quad \text{для } j=1; \\ \left. \begin{array}{l} 0 \quad \text{для остальных нечетных } j. \end{array} \right\} (11)$$

Таким образом, для нечетных значений  $v$  имеем:

$$K_{pv} = (-1)^{k(q_{rp}-1)} K_{p1} \quad \text{для } v = kN_p \pm 1; \\ 0 \quad \text{для остальных нечетных } v, \quad \left. \right\} (12)$$

где

$$K_{\text{pr}} = \frac{N_{\text{л}}}{4} \frac{\sin \frac{\alpha_{\text{л}}}{2}}{\sin q_{\text{гр}} \alpha_{\text{л}} / 2}. \quad (13)$$

Что касается четных значений  $j$  и  $v$ , то можно показать (см., например, рис. 3), что для них значения чисителя (9) и коэффициенты распределения не равны нулю. Поэтому для подавления четных гармоник в кривой н. с. синусных обмоток с одной катушечной группой на полюс и фазу необходимо применять катушки с полным шагом ( $y=\pi$ ).

Коэффициент укорочения таких обмоток равен:

$$K_{\text{yv}} = \begin{cases} \frac{N_{\text{л}}}{4} \frac{\sin v \frac{y - \pi}{2}}{\sin v \frac{\pi}{2}} = (1)^{\frac{v-1}{2}} & \text{для нечетных } v, \\ 0 & \text{для четных } v. \end{cases} \quad (14)$$

Таким образом, обмоточные коэффициенты синусных концентрических обмоток и равнокатушечных обмоток с полным шагом могут быть представлены в виде:

$$K_{\text{обv}} = \begin{cases} (1)^{k(q_{\text{гр}}-1)} K_{\text{об1}} & \text{для } v = kN_{\text{л}} - 1; \\ 0 & \text{для остальных } v. \end{cases} \quad (15)$$

Подставив в (13) значения  $q_{\text{гр}}$  из (4) и (5), получим:

$$K_{\text{об1}} = \begin{cases} \frac{N_{\text{л}}}{4} \operatorname{tg} \frac{\alpha_{\text{л}}}{2} & \text{для } q_{\text{гр}} = \frac{N_{\text{л}}}{2} - 1; \\ \frac{N_{\text{л}}}{4} \sin \frac{\alpha_{\text{л}}}{2} & \text{для } q_{\text{гр}} = \frac{N_{\text{л}}}{2}. \end{cases} \quad (16)$$

Из (16) видно, что первый вариант синусных обмоток имеет больший  $K_{\text{об1}}$  при одинаковых фильтрующих свойствах и потому более выгоден. В отношении коэффициента заполнения пазов  $K_{\text{з.п}}$  оба варианта обмотки равнозначны. Так, например, для обоих вариантов двухфазной обмотки при  $q=3$  и  $z=12$  значение  $K_{\text{з.п}}=0,91$ .

Следует отметить, что свойства концентрических двухфазных синусных обмоток рассматриваются в [Л. 2], при этом указывается, что в электромагнитном отношении оба варианта обмоток эквивалентны, однако в отношении заполнения пазов и длины лобовых частей первый вариант более предпочтителен.

В действительности же, как показано выше, первый вариант обмотки имеет большее значение  $K_{\text{об1}}$  при одинаковых фильтрующих свойствах со вторым вариантом. И, наоборот, в отношении заполнения пазов оба варианта обмоток эквивалентны.

Обмоточные данные первых вариантов равнокатушечных «точных» обмоток для двух значений  $N_{\text{л}} = \frac{z}{p} = 2mq$  приведены в табл. 1.

Указанным значениям  $N_{\text{л}}=12$  и  $24$  в случае двухфазных обмоток соответствуют числа пазов на полюс и фазу 3 и 6, а в случае трехфазных обмоток — 2 и 4.

**Характеристики веерных обмоток.** Недостатком синусных равнокатушечных обмоток с одной катушечной группой на фазу и пару полюсов является невозможность укорочения шага обмотки без ухудшения их фильтрующих свойств.

От указанного недостатка свободны так называемые веерные обмотки [Л. 4], которые выполняются из катушек шириной  $y = \frac{2}{3}\pi$ . Укорочение шага на  $1/3\pi$  позволяет уменьшить длину лобовых частей и расход меди на изготовление веерных обмоток без ухудшения их электромагнитных свойств по сравнению с синусными обмотками.

Таблица 1

## Обмоточные данные «точных» якорных обмоток (первые варианты)

Наименование параметра	Обмотки			
	синусная		веерная	
	$N_{\text{л}} = 12$	$N_{\text{л}} = 24$	$N_{\text{л}} = 12$	$N_{\text{л}} = 24$
Число катушечных групп на фазу и пару полюсов	1	1	2	2
Фазная зона, рад	$\pi$	$\pi$	$\frac{2}{3}\pi$	$\frac{2}{3}\pi$
Число катушек в катушечной группе $q_{\text{гр}}$	5	11	3	7
Относительные значения чисел витков в катушках				
$w_1^*$	1	1	1	1
$w_2^*$	0,8667	0,9659	0,5774	0,8165
$w_3^*$	0,5	0,8667	0	0,5774
$w_4^*$	0	0,7071	0	0,3093
$w_5^*$	0	0,5	0	0
$w_6^*$	0	0,2588	0	0
Общее число витков в катушечной группе $w_{\text{гр}}^*$	3,732	7,5960	2,1548	4,4064

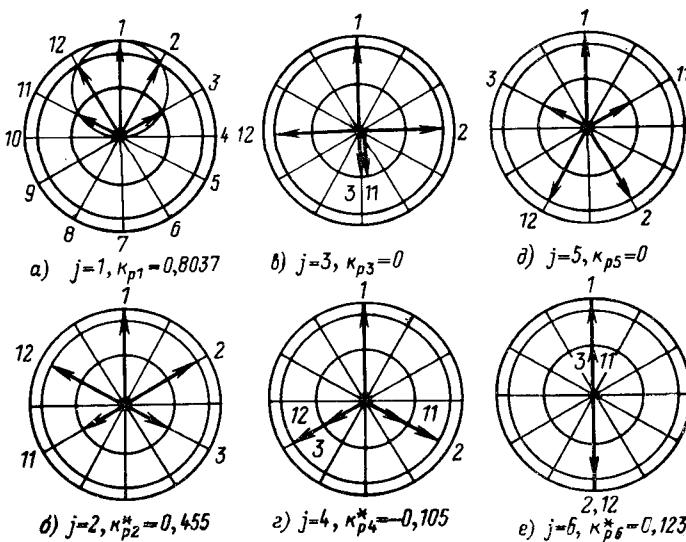


Рис. 3. Векторные диаграммы э. д. с. катушечной группы синусной равнокатушечной обмотки ( $N_{\text{л}}=12$  для различных гармоник;  $v=1-6$ ;  $K_{\text{p}v}^* = K_{\text{p}v}/K_{\text{p}1}$ ).

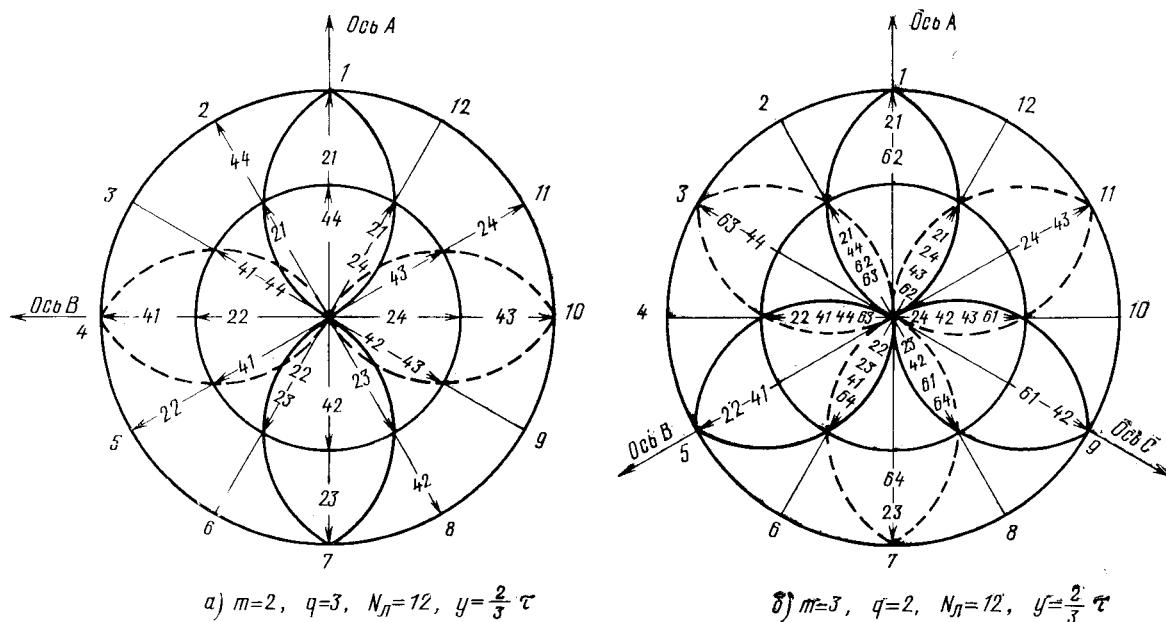


Рис. 4. Звезда пазовых э. д. с. и разбиение лучей по фазам для веерных обмоток ( $N_p=12$ ).  
а — двухфазная с  $q=3$ ; б — трехфазная с  $q=2$ .

Высокие фильтрующие свойства веерных обмоток достигаются следующими мероприятиями:

уменьшением шага на  $1/3\tau$ , что обеспечивает подавление в кривой н. с. всех высших пространственных гармоник, кратных трем ( $v=3k$ ); при этом должно выполняться условие  $\frac{z}{6p} = \frac{mq}{3} = \text{ц. ч.}$ ;

применением двух катушечных групп на фазу и пару полюсов, что позволяет устранить все четные гармоники поля ( $v=2k$ ). Это оказывается возможным, так как число катушек в катушечной группе в данном случае значительно меньше, чем у синусных обмоток;

соответствующим выбором чисел витков в катушках, что позволяет устраниТЬ все остальные высшие гармоники в кривой н. с., кроме гармоник первой группы ( $v=kN_p \pm 1$ ). Этому условию удовлетворяет распределение чисел витков в катушках в пределах фазной зоны согласно (3), при этом фазная зона обмотки оказывается равной  $120^\circ$ .

Возможны два варианта веерных обмоток в зависимости от числа катушек в катушечной группе

$$\left. \begin{array}{l} q_{gp} = \frac{N_p}{3} - 1 \text{ — нечетное число;} \\ q_{gp} = \frac{N_p}{3} \text{ — четное число.} \end{array} \right\} \quad (17)$$

Ниже будет показано, что обмотки с нечетным числом  $q_{gp}$  имеют примерно одинаковые характеристики, что и обмотки с четным числом  $q_{gp}$ .

Принцип образования веерных обмоток, выполненных по первому варианту, поясняется с помощью рис. 4, на котором показаны векторные диаграммы пазовых э. д. с. и распределение лучей по фазам для двухфазной (рис. 4, а) и трехфазной (рис. 4, б) обмоток с  $N_p=12$ .

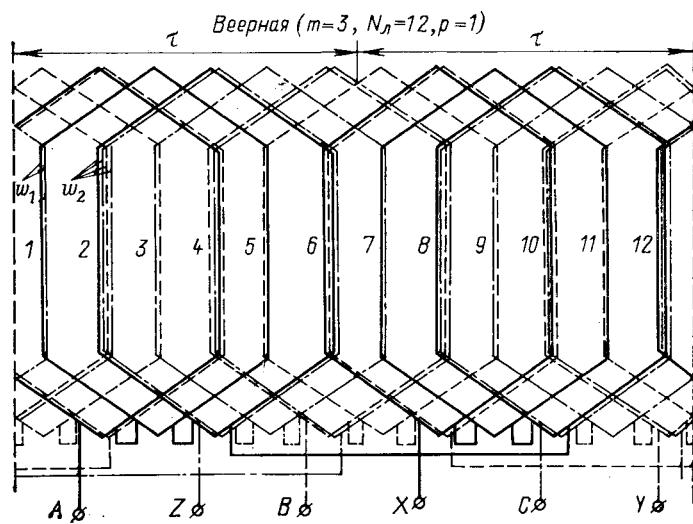


Рис. 5. Схема-развертка трехфазной веерной обмотки ( $q=2$ ;  $N_p=12$ ;  $p=1$ ).

Векторы э. д. с. начальных и конечных сторон катушек обозначены цифрами: 21 и 23 — начала катушек первой и второй катушечных групп фазы  $A$ , 22 и 24 — концы катушек  $A$ ; 41 и 43 — начала катушек фазы  $B$ , 42 и 44 — концы катушек фазы  $B$ ; 61 и 63 — начала катушек фазы  $C$ , 62 и 64 — концы катушек фазы  $C$ . Каждая катушечная группа состоит из центральной катушкой с числом витков  $w_1$  и  $p' = \frac{q_{gp}-1}{2}$  пар катушек с попарно одинаково-

выми числами витков, сдвинутых относительно центральной катушки на углы  $\pm\alpha_p, \pm 2\alpha_p, \dots, \pm p'\alpha_p$ . Числа витков определяются согласно (3), при этом концы векторов э. д. с. катушек одной группы лежат на овальной кривой, образованной двумя дугами.

На рис. 5 для примера приведена схема-развертка трехфазной веерной обмотки с нечетным числом катушек в группе, причем катушки, относящиеся к фазам  $A$ ,  $B$  и  $C$ , изображены сплошными, пунктирными и штрих-пунктирными линиями соответственно. Из рис. 5 видно, что часть катушек разделена на две части, принадлежащие разным фазам и имеющие самостоятельные отводы. В остальном веерные обмотки выполняются аналогично обычным двухслойным обмоткам.

Коэффициент распределения веерных обмоток согласно (8) и с учетом (3)

$$K_{pj} = \frac{\sum_{i=1}^{q_{rp}} \cos \left( |\gamma_i| + \frac{\pi}{6} \right) \cos j\gamma_i}{\sum_{i=1}^{q_{rp}} \cos \left( |\gamma_i| + \frac{\pi}{6} \right)} = \frac{B_{2j}}{B_1}. \quad (18)$$

Знаменатель этого выражения равен:

для первого варианта

$$B_1 = \cos \frac{\pi}{6} + 2 \sum_{n=1}^{p'} \cos \left( \frac{\pi}{6} + n\alpha_n \right) = \sin \frac{\pi}{6} \operatorname{ctg} \frac{\alpha_n}{2}; \quad (19)$$

для второго варианта

$$B_1 = 2 \sum_{n=1}^{q_{rp}/2} \cos \left[ \frac{\pi}{6} + \frac{1+2(n-1)}{2} \alpha_n \right] = \sin \frac{\pi}{6} \frac{1}{\sin \frac{\alpha_n}{2}}. \quad (20)$$

Числитель (18) равен:

для первого варианта

$$B_{2j} = \cos \frac{\pi}{6} + 2 \sum_{n=1}^{p'} \cos \left( \frac{\pi}{6} + n\alpha_n \right) \cos jn\alpha_n;$$

для второго варианта

$$B_{2j} = 2 \sum_{n=1}^{q_{rp}/2} \cos \left[ \frac{\pi}{6} + \frac{1+2(n-1)}{2} \alpha_n \right] \times \cos \frac{1+2(n-1)}{2} \alpha_n.$$

Нетрудно убедиться в том, что для нечетных  $j$  обоих вариантов обмотки

$$B_{2j} = \begin{cases} \frac{N_n}{6} \cos \frac{\pi}{6} & \text{для } j=1; \\ 0 & \text{для остальных } j, \text{ не} \\ & \text{кратных трем.} \end{cases} \quad (21)$$

Для гармоник, кратным трем ( $v=3k$ ), коэффициенты  $B_{2j}$ , и, соответственно  $K_{pv}$ , не равны нулю, т. е. кратные трем гармоники н. с. не ликвидируются за счет подбора чисел витков в катушках согласно (3). Для примера можно указать, что значение  $K_{pv}$  для первого варианта веерных обмоток с  $N_n$ , рав-

ным 12, 18 и 24, составляет 0,5, 0,449 и 0,433 соответственно; для второго варианта обмоток  $K_{pv}$  равен 0,366, 0,591 и 0,403 соответственно.

Учитывая, что для первого варианта веерных обмоток  $q_{rp}$  является нечетным числом и  $(-1)^{k(q_{rp}-1)}=1$ , получаем для нечетных значений  $v$ , не кратных трем:

$$K_{pv} = \begin{cases} K_{p1} & \text{для } v=kN_n \pm 1; \\ 0 & \text{для остальных } v. \end{cases} \quad (22)$$

Коэффициент укороченных веерных обмоток

$$K_{yy} = \sin \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2} v = \sin v \frac{\pi}{3} = \sin \frac{\pi}{3} (kN_n \pm 1) \quad \left. \begin{array}{l} \text{для гармоник первой} \\ \text{группы.} \end{array} \right\} \quad (23)$$

Подставляя сюда значение  $N_n = 2mq$  и учитывая, что  $\frac{mq}{3} = \text{ц. ч.}$ , получаем для гармоник первой группы

$$K_{yy} = A_1 \sin \pi/3,$$

где

$$A_1 = \begin{cases} +1 & \text{для } v=kN_n + 1; \\ -1 & \text{для } v=kN_n - 1. \end{cases} \quad (24)$$

Таким образом, обмоточные коэффициенты веерных обмоток равны:

$$K_{o6v} = \begin{cases} A_1 K_{o61} = A_1 \frac{N_n}{4} \operatorname{tg} \frac{\alpha_n}{2} & \text{для } v=kN_n \pm 1; \\ 0 & \text{для остальных } v. \end{cases} \quad (25)$$

Сравнивая (25) с (15), видим, что по своим электромагнитным свойствам первые варианты веерных и синусных обмоток равноценны. По равномерности заполнения пазов веерные обмотки также равнозначны синусным (см. табл. 2). Обмоточные данные веерных обмоток для двух значений  $N_n$  приведены в табл. 1.

Необходимо отметить, что дальнейшее улучшение фильтрующих свойств якорных обмоток путем перераспределения витков по фазам или укорочения шага невозможно, так как все высшие гармоники н. с., не подавляемые «точными» обмотками, принадлежат к той же группе, что и основная гармоника. Следовательно, «точные» обмотки при данной конструкции якоря (зубчатый якорь с прямыми пазами) обладают предельно высокими фильтрующими свойствами.

Кроме рассмотренных выше типов специальных многофазных обмоток (синусных и веерных), в литературе известен еще один тип специальных катушечных обмоток — трехфазная обмотка, фазы которой выполнены из секций с неравными числами витков, изменяющимися вдоль окружности якоря по закону:

$$w_i = C [\sin (\alpha_i + \psi) - Y], \quad (26)$$

где  $\alpha_i = p(i-1) \frac{2\pi}{z}$  — угол сдвига  $i$ -й секции относительно первой;  $\psi$  — угол сдвига смежных фаз об-

Таблица 2

## Сравнительные данные некоторых типов якорных обмоток

Наименование параметра	Обмотки					
	равновитковые		синусные		веерные	
	$N_{\text{л}}=12$	$N_{\text{л}}=24$	$N_{\text{л}}=12$	$N_{\text{л}}=24$	$N_{\text{л}}=12$	$N_{\text{л}}=24$
Обмоточный коэффициент $K_{\text{об}}$ при $m=3$	0,837	0,830	0,8038	0,7902	0,8038 0,7764 0,8038 0,7764	0,7902 0,782 0,7902 0,782
	0,788	0,782	0,8038	0,7902		
Коэффициент заполнения пазов $K_{\text{з.п}}$ при $m=3$	1	1	0,933	0,949	0,933 1,0 0,933	0,949 0,965 0,904
	1	1	0,933	0,895	0,933	0,881
Коэффициент использования $K_{\text{исп}} = K_{\text{об}} K_{\text{з.п}}$ при $m=3$	0,837	0,830	0,75	0,749	0,75 0,776	0,749 0,754
	0,788	0,782	0,75	0,707	0,75 0,725	0,713 0,689
Шаг обмотки $y^* = y/\tau$	2/3	2/3	1	1	2/3	2/3
Относительные значения обмоточных коэффициентов $ K_{\text{об}}^*  = \frac{ K_{\text{об}} }{K_{\text{об}1}}$ для гармоник: 5-й 7-й 11-й 13-й			0,268 0,268 1 1	0,214 0,165 0,132 0,132	0 0 1 1	0 0 1 1

Примечание. Через дробь указаны параметры первого и второго вариантов веерных обмоток.

мотки;  $Y$  — наименьшее по абсолютной величине для  $i$ -й секции значение синуса углов  $\alpha_i$ ,  $\alpha_i - \frac{2\pi}{3}$ ,  $\alpha_i - \frac{4\pi}{3}$ ;  $C$  — конструктивная постоянная.

Нетрудно убедиться в том, что эта обмотка имеет фазную зону  $120^\circ$  с распределением чисел витков в секциях в пределах фазной зоны согласно (3), которое используется при образовании веерных обмоток. Однако в отличие от веерных рассматриваемая обмотка имеет одну катушечную группу на фазу, состоящую из катушек шириной  $y=\tau$ . Такая обмотка не принадлежит к «точным», так как не подавляет гармоник, кратных трем.

Вместе с тем и по экономическим показателям (коэффициенту заполнения пазов и коэффициенту использования) указанная обмотка значительно уступает веерным. Так, например, при  $N_{\text{л}}=12$  она имеет  $K_{\text{з.п}}=0,717$  и  $K_{\text{исп}}=0,665$ , тогда как для соответствующей веерной обмотки эти коэффициенты равны соответственно 0,933 и 0,75.

В заключение целесообразно оценить, насколько улучшение фильтрующих свойств сказывается на экономических показателях «точных» якорных обмоток.

В табл. 2 приведены сравнительные данные якорных обмоток различных типов: обычных равновитковых и «точных» — синусных и веерных, выполненных по первому варианту. Из таблицы вид-

но, что «точные» обмотки обладают значительно более высокими фильтрующими свойствами по сравнению с обычными равновитковыми обмотками с укорочением шага на  $1/3$ . В частности, для равновитковой обмотки с  $N_{\text{л}}=12$  значение  $K_{\text{об}5}^* = K_{\text{об}7}^* = 0,268$ ; для обмотки с  $N_{\text{л}}=24$  значения  $K_{\text{об}5}^* = 0,214$  и  $K_{\text{об}7}^* = 0,165$ . В то же время «точные» якорные обмотки с  $N_{\text{л}}=12$  и 24 полностью подавляют все указанные выше пространственные гармоники и. с. или временные гармоники э. д. с.

В отношении обмоточного коэффициента для основной гармоники поля  $K_{\text{об}1}$ , а также коэффициента заполнения пазов  $K_{\text{з.п}}$  и коэффициента использования  $K_{\text{исп}}$  «точные» обмотки несколько уступают обычным равновитковым обмоткам. При числе лучей звезды пазовых э. д. с., равном 12 и 24, коэффициент использования «точных» якорных обмоток составляет примерно 0,9—0,93 от коэффициента использования равновитковых обмоток с  $y=2/3\tau \times (0,75—0,776$  вместо 0,83). Таким образом, улучшение фильтрующих свойств якорных обмоток связано с некоторым ухудшением их экономических показателей.

Из «точных» обмоток, имеющих одинаковые электромагнитные свойства и коэффициенты использования, наилучшей является веерная обмотка, требующая меньшего расхода меди на ее изготовление.

Благодаря высоким фильтрующим свойствам, технологичности и сравнительно высоким экономи-

ческим показателям равнокатушечные «точные» обмотки могут найти применение не только в электрических машинах автоматических устройств, но и в электрических генераторах автономных электрических систем.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шмитц Н., Новотный Д. Введение в электромеханику. М., «Энергия», 1969. 336 с.
2. Хрущев В. В. Электрические микромашины переменного тока для устройств автоматики. Л., «Энергия», 1969. 286 с.

3. Попов Д. А. Якорная обмотка электрической машины переменного тока. А. С. № 414680 (СССР). Опубл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1974, № 5.

4. Попов Д. А. Многофазная обмотка якоря электрической машины переменного тока. А. С. № 424277 (СССР). Опубл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1974, № 14.

5. Попов Д. А. Фильтрующие свойства якорных обмоток машин переменного тока. — «Электричество», 1976, № 8, с. 28—34.

[21.10.1976]



УДК [621.313.2:621.314.632].001.24

## Полная система дифференциальных уравнений вентильного двигателя постоянного тока

Инж. ЖЕМЧУГОВ Г. А., канд. техн. наук ПОГОСОВ А. А.

ВНИИЭМ

Вопросам теории и расчета вентильного двигателя, выполненного на основе синхронной трехфазной машины и зависимого инвертора на тиристорах, в последнее десятилетие посвящено значительное число работ (например [Л. 1—8]). В этих работах электромагнитные процессы в вентильном двигателе анализируются на основе теории синхронной машины при различных допущениях, позволяющих найти аналитические выражения для мгновенных значений переменных величин (токов, напряжений, потокосцеплений) и статических характеристик (механической, регулировочной и т. п.).

Приближенные методы дают удовлетворительное совпадение расчетных и опытных статических характеристик и обладают наглядностью при анализе влияния различных параметров двигателя на характер электромагнитных процессов в нем.

Однако приближенные методы не позволяют решить целый ряд задач, связанных с расчетами и касающихся динамической устойчивости вентильного двигателя, минимального значения индуктивности дросселя из условия обеспечения надежной работы тиристоров по предельно допустимым значениям производных тока и напряжения (особенно в высокос используемых вентильных двигателях повышенной частоты), допустимому уровню электромагнитных потерь от пульсации тока, колебаний частоты вращения ротора и ряда других задач.

Для решения таких задач, а также для автоматизации расчетов переменных величин и характеристик вентильного двигателя целесообразно использовать в качестве теоретической основы дифференциальные уравнения синхронной машины, наиболее полно описывающие электромагнитные процессы в машинно-полупроводниковых системах [Л. 8].

Наличие полупроводникового коммутатора и периодическое включение и отключение отдельных фаз определяют особенности электромагнитных процессов в вентильном двигателе по сравнению с синхронной машиной. Эти процессы являются дискретными, циклически повторяющимися пере-

ходными процессами независимо от характера временных функций внешних действующих факторов (напряжения питания, момента нагрузки, угла опережения зажигания и т. п.).

При использовании дифференциальных уравнений синхронной машины для расчетов процессов в вентильном двигателе необходимо рассмотреть и учсть влияние отмеченных особенностей, во-первых, на переменные величины в уравнениях системы и, во-вторых, на общий вид системы. Этим вопросам посвящена данная статья.

В дальнейшем приняты следующие допущения: распределение н. с. в зазоре синусоидально;

в пределах интервала времени между двумя моментами подачи управляющих импульсов на соответствующие тиристоры параметры двигателя принимаются неизменными: учет насыщения в данном интервале производится приближенно расчетом параметров при действующем значении тока якоря и среднем значении тока возбуждения предыдущего интервала; такое допущение позволяет сохранять постоянство параметров машины в пределах интервала повторяемости электромагнитных процессов; вентили идеальные.

В трехфазном вентильном двигателе электромагнитные процессы характеризуются интервалом повторяемости, равным  $\pi/3$ . За один оборот двухполюсного ротора пространственные векторы н. с. обмотки якоря занимают шесть фиксированных угловых положений, которые соответствуют межкоммутационным процессам. В течение коммутационных процессов н. с. изменяет свое положение в пространстве на угол  $\pi/3$ .

Вследствие несимметричных процессов в фазах статора и магнитной несимметрии ротора вентильного двигателя дифференциальные уравнения для напряжений и токов в любой системе координатных осей будут иметь переменные коэффициенты.

Ниже используются уравнения в осах  $d$ ,  $q$  (рис. 1). Как следует из результатов данной работы, преобразование уравнений в систему координат  $d$ ,  $q$  удобно при расчетах динамических электромагнитных процессов в вентильном двигателе

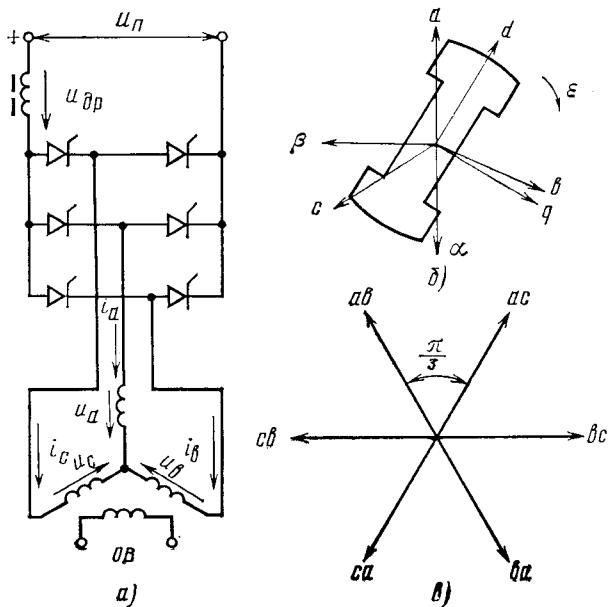


Рис. 1. Электрическая схема вентильного двигателя (а); направление координатных осей (б); пространственная диаграмма н. с. якоря (в).

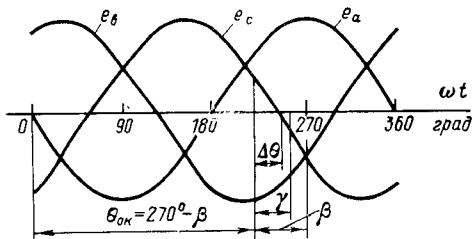


Рис. 2. Диаграмма э. д. с. вентильного двигателя.

по интервалам повторяемости, когда значения напряжений, токов и потокосцеплений некоммутируемой фазы в конце интервала не равны значениям этих величин в начале того же интервала.

Найдем для коммутационного и межкоммутационного процессов функциональную связь между основными угловыми характеристиками вентильного двигателя: углом \$\delta\$, образованным пространственным вектором напряжения \$\bar{E}\$ питающей сети на зажимах двигателя и вектором продольной э. д. с. \$\bar{E}\_0\$, с углом опережения зажигания тиристоров \$\beta\$.

Для частного случая коммутации фаз \$b\$ и \$c\$ на рис. 2 показаны угол \$\beta\$ и угол коммутации \$\gamma\$. В момент начала коммутации этих фаз угол \$\theta\_{0k}\$ между осью фазы \$a\$ и продольной осью ротора равен: \$\theta\_{0k}=270^\circ-\beta\$ (индекс «к» обозначает принадлежность величин к коммутационному процессу).

Текущая угловая координата

$$\Delta\theta = \int_0^t \omega dt$$

в интервале повторяемости отсчитывается с момента начала коммутационного процесса. Тогда текущее значение угла \$\theta\_k\$ определяется уравнением

$$\theta_k = 270^\circ - \beta + \Delta\theta = 270^\circ - \beta + \int_0^t \omega dt.$$

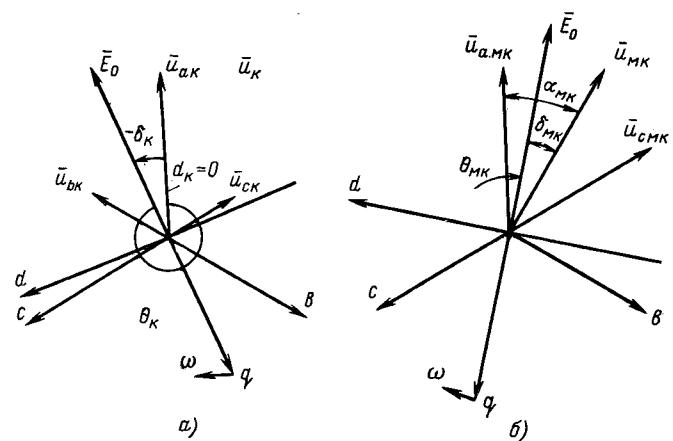


Рис. 3. Векторные диаграммы напряжений и э. д. с. а — коммутационный процесс; б — межкоммутационный процесс.

Поскольку угол \$\delta\_k\$ является функцией времени, то с помощью векторной диаграммы напряжений можно отобразить пространственное положение векторов и их значения, соответствующие лишь одному моменту времени. На рис. 3, а изображена векторная диаграмма напряжений в произвольный момент времени рассматриваемого коммутационного процесса. Напряжения фаз \$u\_{ak}\$, \$u\_{bk}\$, \$u\_{ck}\$ связаны с модулем пространственного вектора напряжений \$\bar{u}\_k\$ известными соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} u_{ak} &= u_k \cos \alpha_k; \\ u_{bk} &= u_k \cos \left( \alpha_k - \frac{2\pi}{3} \right); \\ u_{ck} &= u_k \cos \left( \alpha_k + \frac{2\pi}{3} \right). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Угол \$\alpha\_k\$ между вектором \$\bar{u}\_k\$ и осью фазы \$a\$ может быть определен на основании схемы включения фаз (рис. 1), соответствующей данному коммутационному процессу:

$$\left. \begin{aligned} u_n &= u_{dp,k} + u_{ak} - u_{bk}; \\ u_n &= u_{dp,k} + u_{ak} - u_{ck}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где \$u\_n\$ — напряжение источника питания; \$u\_{dp}\$ — напряжение на дросселе.

Подставив (1) в (2), получим

$$u_n - u_{dp,k} = -\sqrt{3} u_k \sin \left( \alpha_k \mp \frac{\pi}{3} \right). \quad (3)$$

Необходимым условием тождественного равенства правых частей первого и второго уравнений (3) является условие \$\alpha\_k=0\$.

Из уравнений

$$\left. \begin{aligned} u_{dk} &= u_k \sin \delta_k = \frac{2}{3} \left[ u_{ak} \cos \theta_k + \right. \\ &\quad \left. + u_{bk} \cos \left( \theta_k - \frac{2\pi}{3} \right) + u_{ck} \cos \left( \theta_k + \frac{2\pi}{3} \right) \right]; \\ u_{qk} &= -u_k \cos \delta_k = \frac{2}{3} \left[ u_{ck} \sin \theta_k + \right. \\ &\quad \left. + u_{bk} \sin \left( \theta_k - \frac{2\pi}{3} \right) + u_{ak} \sin \left( \theta_k + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

с учетом (1) и значений  $\theta_{\text{ок}} = 270^\circ - \beta$ ,  $\alpha_{\text{k}} = 0$  после некоторых преобразований следует, что

$$\left. \begin{aligned} \sin \delta_{\text{k}} &= \cos \theta_{\text{k}} = -\sin(\beta - \Delta\theta); \\ -\cos \delta_{\text{k}} &= \sin \theta_{\text{k}} = -\cos(\beta - \Delta\theta). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Следовательно, функциональная связь между углами  $\beta$  и  $\delta_{\text{k}}$  в рассматриваемом коммутационном процессе имеет вид:

$$\delta_{\text{k}} = \Delta\theta - \beta = \int_0^t \omega dt - \beta. \quad (6)$$

Используя приведенные рассуждения, можно показать, что уравнение (6) справедливо для процесса коммутации любых двух фаз. Согласно соотношениям (5) и (6) в двигательном режиме должно выполняться условие:  $0 \leq \beta \leq \pi$ , так как при этом в начальный момент коммутационного процесса ( $\Delta\theta = 0$ ),  $\pi \leq \delta_{\text{k}} \leq 2\pi$ , как в обычном синхронном двигателе при выбранных направлениях координатных осей, токов и напряжений в фазах.

Уравнение для модуля пространственного вектора напряжения в рассматриваемом коммутационном процессе можно получить исходя из уравнения (3) и  $\alpha_{\text{k}} = 0$ :

$$u_{\text{k}} = \frac{2}{3} (u_{\text{n}} - u_{\text{dp}, \text{k}}). \quad (7)$$

Напряжение на дросселе

$$u_{\text{dp}} = x_{\text{dp}} D i_{\text{dp}, \text{k}} + r_{\text{dp}} i_{\text{dp}, \text{k}}, \quad (8)$$

где  $i_{\text{dp}, \text{k}}$  — ток через дроссель;  $i_{\text{dp}, \text{k}} = i_{\text{ak}} = -i_{\text{bk}} = -i_{\text{ck}}$  ( $i_{\text{ak}}$ ,  $i_{\text{bk}}$ ,  $i_{\text{ck}}$  — токи фаз в период коммутации);  $x_{\text{dp}}$ ,  $r_{\text{dp}}$  — параметры дросселя, отн. ед.;  $D = \frac{d}{dt}$ .

Уравнение для модуля пространственного вектора  $u_{\text{k}}$  на основании (7) и (8) после некоторых преобразований приобретает вид:

$$\begin{aligned} u_{\text{k}} = \frac{2}{3} \{ &u_{\text{n}} + x_{\text{dp}} \sin(\beta - \Delta\theta) Di_{\text{dk}} + \\ &+ x_{\text{dp}} \cos(\beta - \Delta\theta) Di_{\text{qk}} + [r_{\text{dp}} \sin(\beta - \Delta\theta) - \\ &- x_{\text{dp}} \cos(\beta - \Delta\theta)] i_{\text{dk}} + [r_{\text{dp}} \cos(\beta - \Delta\theta) - \\ &- x_{\text{dp}} \sin(\beta - \Delta\theta)] i_{\text{qk}} \}. \end{aligned} \quad (9)$$

Нетрудно убедиться, что уравнение (9) справедливо для коммутационного процесса в любых двух фазах вентильного двигателя.

Функциональные зависимости угла  $\delta$  и модуля  $|\bar{u}|$  в межкоммутационном процессе также получим вначале для частного случая работы двух фаз  $a$  и  $c$  с последующим обобщением результатов на межкоммутационный процесс в любых двух фазах.

Начальный угол межкоммутационного процесса

$$\theta_{0\text{mk}} = 270^\circ - \beta + \gamma,$$

где  $\gamma$  — угол коммутации (индекс «mk» обозначает принадлежность величины к межкоммутационному процессу).

На рис. 3,б изображена диаграмма векторов напряжений в произвольный момент времени рассматриваемого процесса.

Аналогично для межкоммутационного процесса можно получить следующие соотношения при условии, что ток в фазе  $b$  равен нулю:

$$\alpha_{\text{mk}} = \frac{\pi}{6}; \quad (10)$$

$$\delta_{\text{mk}} = -\beta - \frac{\pi}{6} + \Delta\theta = -\beta - \frac{\pi}{6} + \int_0^t \omega dt; \quad (11)$$

$$i_{\text{dp}, \text{mk}} = i_{\text{amk}} = -i_{\text{cmk}}; \quad (12)$$

$$u_{\text{mk}} = \frac{1}{\sqrt{3}} (u_{\text{n}} - u_{\text{dp}, \text{mk}}); \quad (13)$$

$$\begin{aligned} u_{\text{mk}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \{ &u_{\text{n}} + x_{\text{dp}} \sin(\beta - \Delta\theta) Di_{\text{dkmk}} + \\ &+ x_{\text{dp}} \cos(\beta - \Delta\theta) Di_{\text{qmk}} + [r_{\text{dp}} \sin(\beta - \Delta\theta) - \\ &- x_{\text{dp}} \cos(\beta - \Delta\theta)] + [r_{\text{dp}} \cos(\beta - \Delta\theta) + \\ &+ x_{\text{dp}} \sin(\beta - \Delta\theta)] i_{\text{qmk}} \}. \end{aligned} \quad (14)$$

Уравнения (11) и (14) справедливы для любого межкоммутационного процесса в трехфазном вентильном двигателе. Из уравнений (6) и (11), (9) и (14) следует, что  $\delta$  и  $|\bar{u}|$  представляют собой непрерывные временные функции во всем интервале изменения текущей координаты  $0 \leq \Delta\theta \leq \pi/3$  за исключением точки  $\Delta\theta = \gamma$  (момент окончания коммутационного процесса), в которой эти функции претерпевают разрыв первого рода.

При  $\Delta\theta = \gamma$  имеем:

$$\left. \begin{aligned} \delta_{\text{k}} - \delta_{\text{mk}} &= \frac{\pi}{6}; \\ \frac{u_{\text{k}}}{u_{\text{mk}}} &= \frac{2}{\sqrt{3}}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Таким образом, в момент окончания коммутационного процесса аргумент пространственного вектора  $\bar{u}$  получает приращение, равное  $\pi/6$ , а абсолютное значение  $|\bar{u}|$  изменяется в  $2/\sqrt{3}$  раз.

Из уравнений (6) и (11), (9) и (14), а также (15) следует, что введение в эти уравнения вспомогательных временных функций  $K_{\delta}$  и  $K_u$ , непрерывных на всем интервале  $\pi/3$  за исключением точки  $\Delta\theta = \gamma$ , где эти функции претерпевают конечный разрыв, преобразует уравнения для  $\delta$  и  $|\bar{u}|$  таким образом, что последние в общем виде должны удовлетворять как коммутационному, так и межкоммутационному процессам.

Вспомогательные дискретные функции  $K_{\delta}$  и  $K_u$  равны:

$$K_{\delta} = 0 \quad \text{при } 0 \leq \Delta\theta \leq \gamma;$$

$$K_{\delta} = 1 \quad \text{при } \gamma < \Delta\theta \leq \frac{\pi}{3};$$

$$K_u = 1 \quad \text{при } 0 \leq \Delta\theta \leq \gamma;$$

$$K_u = \frac{\sqrt{3}}{2} \quad \text{при } \gamma < \Delta\theta \leq \frac{\pi}{3}.$$

После введения функций  $K_{\delta}$  и  $K_u$  в уравнения для  $\delta$  и  $u$  получим:

$$\delta = -\beta - K_{\delta} \frac{\pi}{6} + \Delta\theta; \quad (16)$$

$$u = \frac{2}{3} K_u \{ u_{\text{n}} + x_{\text{dp}} \sin(\beta - \Delta\theta) Di_{\text{q}} +$$

$$+ x_{dp} \cos(\beta - \Delta\theta) Di_q + [r_{dp} \sin(\beta - \Delta\theta) - \\ - x_{dp} \omega \cos(\beta - \Delta\theta)] i_d + [r_{dp} \cos(\beta - \Delta\theta) + \\ + x_{dp} \omega \sin(\beta - \Delta\theta)] i_q]. \quad (17)$$

На рис. 4 даны зависимости  $K_\delta$  и  $K_u$ , угла  $\delta$  и  $|\bar{u}|$ . В этом случае  $|\bar{u}|$  имеет постоянные значения в коммутационном и межкоммутационном процессах и скачкообразно изменяется при  $\Delta\theta = \gamma$ .

Система дифференциальных уравнений вентильного двигателя может быть составлена на основе полной системы уравнений синхронной машины, если в последнюю ввести уравнения (16), (17) и уравнение для  $\omega$ , которое можно получить дифференцированием выражения  $\Delta\theta = \int_0^t \omega dt$ .

Для выбранного направления координатных осей  $d$ ,  $q$  система уравнений вентильного двигателя и общепринятых обозначениях имеет вид (в отн. ед.):

$$\left. \begin{aligned} u_n \frac{2}{3} K_u \sin \left( \Delta\theta - \beta - K_\delta \frac{\pi}{6} \right) = \\ = [x_d - x_{dp} (\xi_1 - \xi_2)] Di_d + x_{dp} (\xi_3 + \xi_4) Di_q + \\ + x_{ad} Di_f + x_{ao} Di_\theta + [r - r_{dp} (\xi_1 - \xi_2) - \\ - x_{dp} \omega (\xi_3 + \xi_4)] i_d + [r_{dp} (\xi_3 + \xi_4) + \omega x_q - \\ - \omega x_{dp} (\xi_1 - \xi_2)] i_d + \omega x_{ag} i_g; \\ - u_n \frac{2}{3} K_u \cos \left( \Delta\theta - \beta - K_\delta \frac{\pi}{6} \right) = \\ = x_{dp} (\xi_3 + \xi_4) Di_d + [x_q + x_{dp} (\xi_1 + \xi_2)] Di_q + \\ + x_{ag} Di_g + [r_{dp} (\xi_3 - \xi_4) - \omega x_d - \omega x_{dp} (\xi_1 + \\ + \xi_2)] i_d + [r + r_{dp} (\xi_1 + \xi_2) + \omega x_{dp} (\xi_3 - \\ - \xi_4)] i_q - \omega x_{ad} i_f - \omega x_{ao} i_\theta; \\ u_f = x_{af} Di_d + x_{ff} Di_f + x_{ad} Di_\theta + r_f i_f; \\ 0 = x_{ad} Di_d + x_{f\theta} Di_f + x_{\theta\theta} Di_\theta + r_\theta i_\theta; \\ 0 = x_{ag} Di_q + x_{gg} Di_g + r_g i_g; \\ \omega = D(\Delta\theta); m_{\Theta_m} - m_m = \frac{j}{p} D\omega, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

где

$$\xi_1 = \frac{K_u}{3} \cos \left[ K_\delta \frac{\pi}{6} + 2(\beta - \Delta\theta) \right];$$

$$\xi_2 = \frac{K_u}{3} \cos K_\delta \frac{\pi}{6};$$

$$\xi_3 = \frac{K_u}{3} \sin \left[ K_\delta \frac{\pi}{6} + 2(\beta - \Delta\theta) \right];$$

$$\xi_4 = \frac{K_u}{3} \sin K_\delta \frac{\pi}{6}.$$

$m_{\Theta_m}$ ,  $m_m$  — электромагнитный и нагрузочный моменты;  $j$  — приведенный к ротору двигателя момент инерции вращающейся системы;  $p$  — число пар полюсов (индексы  $d$ ,  $q$ ,  $f$ ,  $\theta$ ,  $g$  обозначают принадлежность величины к якорю по продольной оси, то же

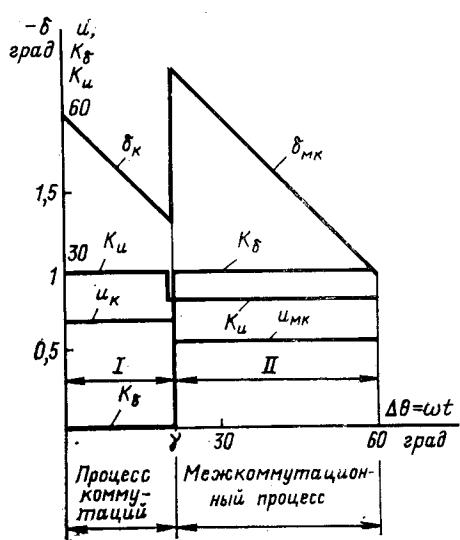


Рис. 4. Зависимости  $K_\delta$  и  $K_u$ ,  $\delta$  ( $\beta = \frac{\pi}{3}$ ;  $\gamma = \frac{\pi}{9}$ ;  $\omega = \text{const}$ ) и  $|\bar{u}|$  ( $x_{dp} = \infty$ ,  $\omega = \text{const}$ ,  $u_n = \text{const}$ ) от  $\Delta\theta$ .

по поперечной оси, обмотке возбуждения по продольной оси, демпферной обмотке по продольной и поперечной осям).

При расчетах электромагнитных процессов в вентильном двигателе с помощью системы уравнений (18) необходимо на решение этой системы накладывать функциональные ограничения, отражающие физические особенности процессов, не учитываемых в этих уравнениях.

Для обеспечения устойчивой работы вентильного двигателя такими ограничениями являются условия коммутационной способности. Необходимое условие коммутационной способности состоит в равенстве нулю тока отключаемой фазы в интервале  $\pi/3$  в момент, когда имеет место равенство

$$\operatorname{tg} \left( \frac{5\pi}{6} - \beta + \Delta\theta_f \right) = \frac{i_{dk}}{i_{qk}}, \quad (19)$$

где  $\Delta\theta_f = \gamma$ .

Равенство (19) при численном интегрировании системы уравнений (18) определяет момент окончания коммутационного процесса.

Однако условие (19) является необходимым, но недостаточным для определения коммутационной способности вентильного двигателя, так как последняя определяется также условием восстановления запирающих свойств отключаемого тиристора.

Обозначив угол опережения зажигания при нагрузке  $\beta_\delta$ , угол, представляемый для восстановления запирающих свойств тиристора  $\Delta_t$ , второе условие коммутационной способности можно представить в виде:

$$\gamma + \Delta_t \leq \beta_\delta \quad \text{при } \beta_\delta \leq \frac{\pi}{3};$$

$$\gamma + \Delta_t \leq \frac{\pi}{3} \quad \text{при } \beta_\delta > \frac{\pi}{3}.$$

Значение угла  $\beta_\delta$  (при  $\beta \leq \frac{\pi}{3}$ ) можно определить в момент равенства напряжений отключенной и вновь включенной фаз в межкоммутационном периоде. В этот момент времени

$$\Delta\theta = \Delta\theta_\beta = \beta_\delta,$$

а значение этого угла определяется из соотношения

$$x_{ad} \left[ \cos \left( \frac{5\pi}{6} - \beta + \Delta\theta_\beta \right) Di_{f_{MK}} - \omega t_{f_{MK}} \sin \left( \frac{5\pi}{6} - \beta + \Delta\theta_\beta \right) \right] + \frac{\sqrt{3}}{2} u = 0.$$

Расчетное время восстановления запирающих свойств тиристора  $t_t$  можно определить как разность

$$t_t = t_\beta - t_\gamma > t_{t,z}, \quad (20)$$

где  $t_\beta$  — момент равенства напряжений отключенной и включенной фаз в межкоммутационный период;  $t_\gamma$  — момент окончания коммутационного процесса;  $t_{t,z}$  — заданное время восстановления запирающих свойств тиристора.

Условия (19) и (20) являются необходимыми и достаточными для определения коммутационной способности вентильного двигателя.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Завалишин Д. А. Современное состояние и перспективы развития электромашинно-вентильных систем. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1966, № 1.
2. Чиликин М. Г., Аракелян А. К., Афанасьев А. А. О некоторых возможностях бесконтакторного электропривода постоянного тока. — «Электричество», 1965, № 9.
4. Аракелян А. К., Афанасьев А. А., Ларионов В. Н. Регулируемый электропривод переменного тока с синхронным двигателем и зависимым преобразователем частоты на тиристорах. — «Электричество», 1972, № 6.
4. Кучумов В. А. Анализ электромагнитных процессов в вентильном двигателе. — «Вестник ВНИИ жел.-дор. транспорта», 1967, № 2.
5. Кучумов В. А. Регулирование и характеристики вентильного двигателя (без учета насыщения). — «Труды ВНИИ жел.-дор. транспорта», 1969, вып. 388.
6. Kuebler E. Der Stromrichtermotor. — «Elektrotechn. Z.», 1958, Bd A, № 1.
7. Вентильные преобразователи в цепях электрических машин. Л., «Наука», 1971. Авт.: И. А. Глебов, В. Н. Левин, П. А. Ровинский, В. Н. Рябуха.
8. Лугидзе Ш. И., Михневич Г. В., Тафт В. А. Введение в динамику синхронных машин и машино-полупроводниковых систем. М., «Наука», 1973.

[12.3.1976]



УДК [62-83:621.313.12-181.4.083.8]001.2

## Преобразование информации многоцелевого датчика для автоматизированных микроприводов

УСЫШКИН Е. И., ЗЕЛЬДИН В. Ш.

Москва

В настоящее время получили значительное развитие различные типы микроприводов с замкнутыми структурами их управления и регулирования. Этим достигается улучшение динамических и энергетических свойств приводов, а также возможность создания приводов с новыми регулировочными свойствами, не реализуемыми для разомкнутых систем.

Примерами таких приводов являются так называемые вентильные двигатели, а также электроприводы с системой стабилизации или синхронизации скорости вращения, позиционные следящие приводы и т. д.

Дальнейшее совершенствование систем автоматизированного управления требует того, чтобы было обеспечено сочетание указанных выше свойств в одном типе привода с возможностью последовательной смены тех или иных режимов в ходе рабочего процесса управления приводом.

В качестве примера подобной задачи можно указать на создание реверсируемого вентильного двигателя с глубоким регулированием и синхронизацией скорости вращения, в котором широкие регулировочные возможности сочетаются с высокими энергетическими и динамическими качествами, а также с преимуществами бесконтактных двигате-

лей. Связанные с решением подобных задач проблемы обусловлены органическими недостатками применяемых сигналов и датчиков информации на валу двигателя.

Так, большинство вентильных двигателей основано на применении многофазных датчиков [Л. 1], сигналы которых жестко привязаны к угловому положению ротора двигателя. Хотя при этом система имеет часть преимуществ двигателя постоянного тока, однако реверс скорости оказывается при этом трудно реализуемым, а энергетические и динамические свойства привода не оптимальными.

Сигнал многофазного датчика может быть использован в системе синхронизации вращения лишь в ограниченном числе случаев, поскольку его частота оказывается недостаточной для обеспечения устойчивой синхронизации, в особенности при регулируемой частоте задающего сигнала. Поэтому для синхронизации вращения, как правило, применяется особый датчик шагового типа, вырабатывающий достаточно большое число импульсов за оборот вала [Л. 2]. Однако использование шагового датчика из-за неоднозначности вырабатываемой информации не обеспечивает режима слежения за «фазой вращения» привода. Кроме того, со сниже-

нием заданной скорости вращения частота сигнала датчика убывает, что ограничивает возможности синхронизации систем при малых скоростях вращения.

Кодовые датчики, используемые для построения цифровых позиционных следящих приводов конструктивно сложны для случаев достаточно массового применения, не свободны от ошибок при считывании на границах кодовых зон, что устраивается лишь дополнительным усложнением датчика и схемы преобразования его сигналов.

В статье показывается, что вся необходимая для управления приводами информация может быть получена от одного датчика специального типа, который далее именуется многоцелевым (МЦД). Датчик является миниатюрной электромашиной типа бесконтактного сельсина [Л. 3]. Основная отличительная особенность МЦД от сельсина состоит в том, что он используется в фазном режиме, при котором за счет подачи внешнего многофазного напряжения на его фазные обмотки в расточке его статораоздается вращающееся поле. При этом сигнал выходной однофазной обмотки, находящейся в этом поле, пропорционален величине:

$$\sin[2\pi f_0 t - \varphi(t)], \quad (1)$$

где  $f_0$  — частота возбуждения фазных обмоток МЦД;  $\varphi(t)$  — угловая координата ротора датчика.

Таким образом, сигнал выходной обмотки МЦД при достаточно большой частоте  $f_0$  дает практически непрерывную во времени информацию о значении угловой координаты ротора, независимую от изменений скорости вращения и напряжения питания МЦД, представленную в виде фазы этого сигнала.

Для практического использования МЦД в реальных системах необходимо, чтобы число его полюсов соответствовало конкретному двигателю и чтобы осевой размер обеспечивал его встраивание в двигатель. Выполнение МЦД должно обеспечить также возможность его возбуждения частотой до нескольких десятков килогерц и малое (доли ватта) потребление мощности. Поэтому обычный сельсин для указанных целей оказывается практически не пригодным. Был специально разработан МЦД для использования с магнитоэлектрическим двигателем типа СДК, имеющим две пары полюсов.

Ротор датчика имеет немагнитный зазор, число изломов которого по периметру окружности ротора равно заданному числу полюсов. Ротор укреплен на немагнитной втулке. На статоре МЦД, выполненным с большим числом пазов, расположены фазные обмотки возбуждения. Вторичная обмотка МЦД разделена на две части, расположенные соосно с ротором, и охватывается магнитопроводом. Датчик встраивается в корпус двигателя<sup>1</sup>.

Использование сельсина в качестве МЦД было впервые предложено в [Л. 3]. Немногим позднее этот вопрос был частично рассмотрен в [Л. 4]. Далее были предложены методы преобразования сигнала МЦД в различные виды сигналов [Л. 5—7].

Для преобразования фазомодулируемого сигнала (1) в требуемые виды сигналов разработан общий метод, сущность которого можно охарактеризовать следующим образом. Пусть имеется периодический сигнал, частота которого равна или кратна  $f_0$ . Форма этого сигнала может быть, вообще говоря, любой. Однако применительно к указанным конкретным целям целесообразно ее иметь прямоугольной, что соответствует выражению:

$$\text{sign}[\sin(2\pi f_0 n t + \alpha)], \quad (2)$$

где  $n$  — целое число;  $\alpha$  — угловая постоянная.

Положим, что значения этого сигнала фиксируются в моменты  $t = t_k$ , временные интервалы между которыми определяются периодом изменения функции (1), т. е. согласно соотношению:

$$2\pi f_0 t_k - \varphi(t_k) = 0, 2\pi, 4\pi, \dots, k2\pi. \quad (3)$$

Согласно (3) значения моментов фиксаций равны:

$$t_k = \frac{k}{f_0} + \frac{\varphi(t_k)}{2\pi f_0}. \quad (4)$$

В результате фиксаций сигнала (2) может быть получена последовательность импульсов, соответствующая (2) в определенном смысле, а именно в том, что значения импульсов, которые образуются в моменты  $t_k$ , равны значениям (2) в эти же моменты времени. Выражение для этой последовательности можно, очевидно, записать, подставив в (2) значение  $t_k$  из (4):

$$\text{sign}\{\sin[n\varphi(t_k) + \alpha]\}. \quad (5)$$

Вместе с тем по виду сигнала (5) можно сделать формальный вывод, что он в вышеуказанном смысле также соответствует непрерывному сигналу вида:

$$\text{sign}\{\sin[n\varphi(t) + \alpha]\}. \quad (6)$$

Пусть импульсная последовательность (5) поступает на преобразователь импульсного сигнала в непрерывный типа специального запоминающего звена, сигнал на выходе которого быстро принимает значение импульсного сигнала на его входе, а в течение пауз между импульсами не изменяется. Если скорость изменения  $\varphi(t)$  конечна (что соблюдается в любой реальной системе), то скорость изменения функции  $\sin[n\varphi(t) + \alpha]$  и частота перемен полярности сигнала (6) ограничены. При этом условии выходной сигнал запоминающего звена с увеличением частоты  $f_0$ , очевидно, все более приближается к (6). Поэтому в результате описанной последовательности операций может быть получен сигнал, как угодно близкий к (6).

Уяснению существа рассмотренной последовательности операций, по нашему мнению, может способствовать ее сопоставление с тем, что происходит при стробоскопических методах наблюдений периодических движений материальной точки. Регулярные вспышки импульсной машины на мгновения  $t_k$  фиксируют положение движущейся материальной точки [функция (2)], образуя в поле зрения последовательность кратковременно возникающих образов [подобную (5)]. Свойства наших глаз обеспечивают сохранение ощущения видения каждого из кратковременных образов в течение пауз между вспышками. При этом последовательность образов

<sup>1</sup> Разработка серии двигателей СДК и конструкции датчиков МЦД для них проведены ВНИИЭМ.

в нашем восприятии преобразуется в явление испрерывного движения точки [подобное функции (6)], вид которой зависит не только от истинного движения [функция (2)], но и от характера изменения частоты и фазы последовательности вспышек [функция (1)].

Учитывая изложенное, рассмотренной выше последовательности операций фиксации и запоминания можно дать наименование стробопреобразования, обозначив ее следующим образом:

$$\text{стр}_{\varphi(t)} \{ \text{sign} [\sin(2\pi n f_0 t + \alpha)] \} = \text{sign} \{ \sin n \varphi(t) + \alpha \}. \quad (7)$$

Согласно (7) стробопреобразование периодической функции времени частотой  $n f_0$  посредством функции  $\varphi(t)$  дает новую функцию, получаемую из этой периодической функции путем замены в ней  $2\pi f_0$  на  $\varphi(t)$ . На рис. 1 приведена схема питания МЦД и логические узлы преобразования его выходного сигнала в различные сигналы управления приводом. Схема питания МЦД состоит из генератора высокой частоты  $\Gamma$ , подключенного к цепочке из промежуточных делителей частоты  $PD$  и кольцевого регистра  $P$ . Кроме этого, генератор  $\Gamma$  подключен к цепочке двоичного счета  $DC$  через делитель  $D_0$  с таким коэффициентом деления, что частота переключения оконечного триггера делителя  $DC$  равна частоте переключения триггеров регистра  $P$ .

Кольцевой регистр вырабатывает трехфазную систему прямоугольных напряжений частотой  $f_0$ . Транзисторный усилитель мощности  $UM$  усиливает сигналы регистра в степени, необходимой для возбуждения фазных обмоток МЦД. Выходное напряжение МЦД фильтруется конденсатором  $C_\Phi$ , благодаря чему его форма становится практически синусоидальной, и поступает на операционный усилитель  $OY1$ , примененный в качестве нуль-органа и формирующий синусоидальный сигнал в прямоугольный. Этот сигнал сдвигается по фазе посредством регулируемого фазовращателя  $RFB$  на основе  $RC$ -цепочки и второго нуль-органа  $OY2$ . Принцип действия таких  $RFB$  хорошо известен. На выходах операционных усилителей включены формирователи коротких импульсов  $FKI1$  и  $FKI2$ . Покажем, как можно преобразовать выходные сигналы сельсина в упомянутые сигналы управления приводом.

Для получения трехфазной системы управляющих сигналов, являющихся функцией угловой координаты, каждый из выходных сигналов регистра  $P$ , а также одного из каскадов промежуточного делителя  $PD$  комбинируется с сигналом от  $FKI2$  в соответствующем тактируемом  $J-K$  триггере с дополнительной логикой типа  $I$  на информационных входах, как это показано на рис. 1. На одни входы схемы  $I$  каждого  $J-K$  триггера поданы сигналы от соответствующего триггера регистра  $P$ , причем на  $J$  и  $K$  в противофазе. На другие входы схем совпадения

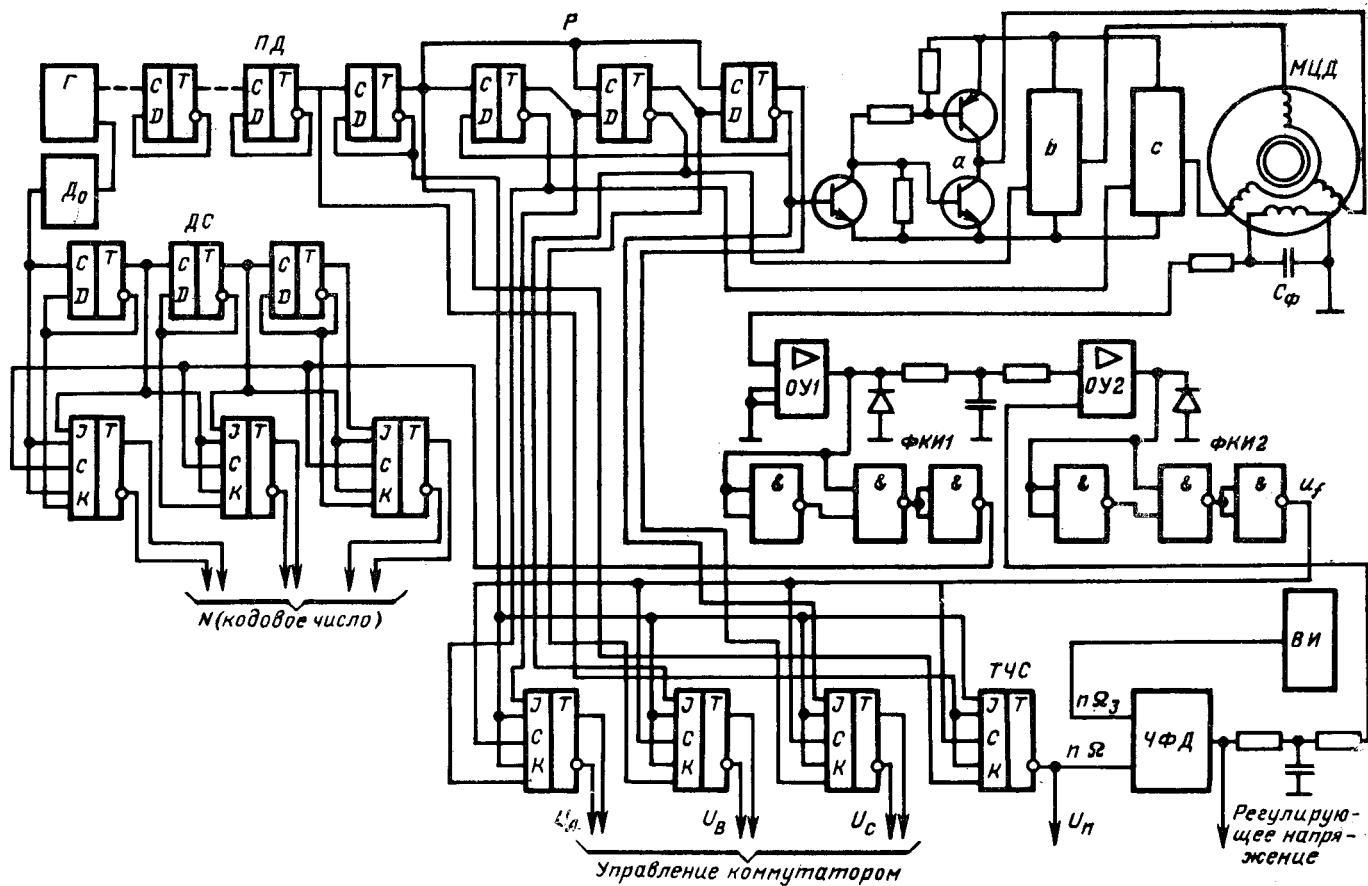


Рис. 1. Схема включения МПД и преобразования его сигналов.

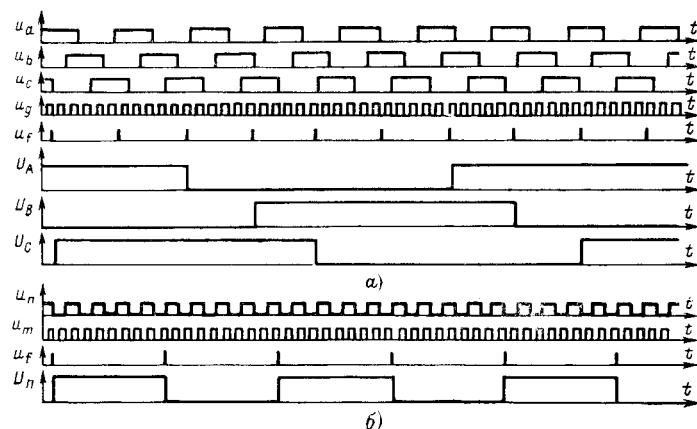


Рис. 2. Диаграммы, иллюстрирующие процессы стробопреобразования.

*a* — получение многофазного сигнала ( $u_a, u_b, u_c$  — опорные напряжения на входе  $J-K$  триггеров от регистра  $P$ ;  $u_g$  — блокировочные импульсы;  $u_f$  — выходные импульсы от ФКИ2;  $U_A, U_B, U_C$  — фазные сигналы на выходах  $J-K$  триггеров); *b* — получение частотного сигнала ( $u_n$  — опорный сигнал частоты  $f_0$  от одного из каскадов делителя ПД;  $u_m$  — блокировочные импульсы;  $U_n$  — частотный сигнал на выходе  $n\Omega$  схемы).

дений всех  $J-K$  триггеров подан сигнал, частота которого шестикратна по отношению к частоте сигналов на первых информационных входах, исключающий возможность неопределенных состояний триггера при изменении сигналов на первых информационных входах. Переключение триггера происходит в моменты появления «1» на  $C$ -входе в положение, определяемое сигналами на его информационных входах. Таким образом, тактируемые  $J-K$  триггеры при указанном на рис. 1 подключении их  $C$ - и  $J-K$ -входов способны осуществить операции «фиксации» и «запоминания», если моментами фиксации считать появление «1» импульсов на  $C$ -входах.

Пусть сигналы регистра и соответствующие им фазовые напряжения МЦД описываются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= \text{sign} [\sin 2\pi f_0 t]; \\ u_b &= \text{sign} [\sin 2\pi f_0 t + 120^\circ]; \\ u_c &= \text{sign} [\sin 2\pi f_0 t - 120^\circ]. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Моменты фиксации с учетом действия  $RFB$ :

$$t_k = \frac{k}{f_0} + \frac{\varphi(t_k)}{2\pi f_0} + \frac{\psi(t_k)}{2\pi f_0}, \quad (9)$$

где в отличие от (4) в выражении для  $t_k$  учтен угол  $\psi(t)$ , вносимый  $RFB$ .

По определению стробопреобразования на выходах  $A, B$  и  $C$  схемы имеем:

$$\left. \begin{aligned} U_A &= \text{sign} \{ \sin [\varphi(t) + \psi(t)] \}; \\ U_B &= \text{sign} \{ \sin [\varphi(t) + \psi(t) + 120^\circ] \}; \\ U_C &= \text{sign} \{ \sin [\varphi(t) + \psi(t) - 120^\circ] \}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

На рис. 2, а дана графическая иллюстрация процесса стробопреобразования.

Таким образом, получена система сигналов прямоугольной формы, которая является трехфазной

функцией угловой координаты ротора  $\varphi$  и может быть использована для осуществления режима вентильного двигателя. Однако существенной особенностью этой системы, отличающей ее от сигналов, обычно используемых в вентильных двигателях [Л. 1], является возможность одновременного изменения фаз всех трех сигналов на заданный угол  $\psi$ , осуществляемая электрическим путем за счет управления  $RFB$ , причем изменение угла не зависит от скорости вращения двигателя.

Известно, что в режиме вентильного двигателя влияние индуктивностей фазных обмоток обуславливает ухудшение энергетических характеристик двигателя и его недоиспользование по моменту [Л. 1], а для двигателей больших мощностей — существенное ухудшение пусковых свойств. Обычно указывается, что устранение этих недостатков связано прежде всего с необходимостью соответствующего управления сигналом фазового датчика, что, однако, для обычных фазовых датчиков трудно осуществимо и практически не делается.

При использовании МЦД с преобразованием сигнала эти обычные затруднения отсутствуют, так как управление  $RFB$  — число электрическое, не зависит от частоты вращения и осуществляется в одном «высокочастотном» канале. Использование возможности электрического изменения угла  $\varphi(t)$  создает вообще широкую основу для более гибкого регулирования вентильного двигателя, в частности перевода двигателя в тормозной режим и реверса. Для получения сигналов, частота которых пропорциональна скорости вращения двигателя  $\Omega$ , используется комбинация выходного сигнала  $\Phi_{K2}$  с сигналами определенного каскада промежуточного делителя  $PD$ , поступающими на схемы  $I$  информационных входов  $J$  и  $K$  в противофазе. На другие входы схем  $I$  подан сигнал от делителя  $PD$ , частота которого двукратна по отношению к частоте сигналов на первых входах указанных схем, исключающий возможность неопределенных состояний данного  $J-K$  триггера.

Сигналу определенного каскада промежуточного делителя  $PD$  соответствует выражение:

$$u_n = \text{sign} [\sin 2\pi f_0 n t]. \quad (11)$$

По определению стробопреобразования на выходе  $n\Omega$ -схемы получим:

$$U_n = \text{sign} \{ \sin n [\varphi(t) + \psi] \} \quad (12)$$

или, полагая  $\varphi(t) = \Omega t$  ( $\Omega$  — угловая скорость вала двигателя),

$$U_n = \text{sign} \{ \sin n [\Omega t + \psi] \}. \quad (13)$$

Диаграммы, иллюстрирующие процесс стробопреобразования, представлены на рис. 2, б. При постоянном  $\psi$  сигнал (13) имеет частоту, кратную частоте вращения ротора  $\Omega$ . Коэффициент кратности  $n$  определяется выбором каскада промежуточного делителя. Перемена полярности сигнала (13) происходит каждый раз при изменении угловой координаты на шаг, равный  $\pi/n$ .

Для получения двоичного кодового числа угловой координаты аналогичным образом комбини-

ируется выходной сигнал сельсина от ФКИ с сигналами каскадов от делителя  $DC$ . При этом для выходного сигнала триггера, на входах которого осуществляется указанная комбинация, можно записать:

$$U_p = \frac{1 + \text{sign}[\sin p\varphi]}{2}, \quad (14)$$

т. е. сигнал триггера принимает чередующиеся значения «0» и «1» при каждом изменении углового положения ротора на  $\pi/p$ , причем  $p$  определяется частотой переключения  $p_f$  соответствующего каскада делителя  $DC$  по отношению к частоте питания датчика  $f_0$ .

Если принять, что показания выходного  $J-K$  триггера с кратностью преобразования  $p=p_{\max}$  соответствуют первому (младшему) разряду двоичного кодового числа,  $p=p_{\max}/2$  — второму и т. д. до  $p=1$ , то цифровое выражение угловой координаты можно представить в виде

$$N = \sum_{p_{\max}}^{p-1} \frac{1 + \text{sign}(\sin p\varphi)}{2} p, \quad (15)$$

где  $p=2^m$ , а  $m$  принимает значения натурального ряда чисел от 0 до  $m_{\max}=\lg_2 p_{\max}$ .

Кодовое число  $N$  увеличивается на единицу каждый раз при приращении  $\varphi$  на шаг  $\pi/p$ .

Заметим, что рассмотренный способ преобразования типа «вал — цифра» принципиально исключает ошибки считывания на границах кодовых зон и что количество электрических соединений между датчиком и индикатором кодового числа не увеличивается с функциональной нагрузкой МЦД и, в частности, с повышением числа разрядов кода.

Рассмотрим способ получения сигналов, необходимых для синхронизации двигателей, который по своим естественным характеристикам не является синхронным. Обычно для этих целей используется «фазовый» контур обратной связи [Л. 1]. В нем фазовый или частотно-фазовый дискриминатор (ЧФД) осуществляет сравнение по фазе частотного сигнала истинной скорости типа  $U_n$  частотой  $n\Omega$  и сигнала задающей частоты  $n\Omega_3$  от внешнего источника синхронизации ВИ. Относительное значение сигнала на выходе ЧФД, определяющее регулируемое напряжение питания двигателя,

$$\Delta U = n\Delta\varphi. \quad (16)$$

Здесь  $\Delta\varphi$  — угловая ошибка вращения ротора;  $n \gg 1$ .

Изменения электромагнитного момента двигателя, обычно линейно зависящие от  $\Delta\varphi$ , оказываются пропорциональными фазовой ошибке вращения  $n\Delta\varphi$ . При этом, как известно [Л. 1], весьма важно обеспечить демпфирование линейных упругих колебаний, обусловленных зависимостью (16) в системе синхронизации, без чего устойчивое втягивание электропривода в синхронизм невозможно. Для этого чаще всего сигнал от ЧФД комбинируют с сигналами от частотно-резонансного контура или таходатчика, которые пропорциональны отклонению истинной скорости  $\Omega$  электродвигателя от заданной  $\Omega_3$ .

Эта же задача значительно проще и надежнее выполняется в структуре рис. 1 преобразования сигналов МЦД [Л. 10]. Как показано на рис. 1, частотно-фазовый дискриминатор ЧФД, посредством которого осуществляется сравнение сигнала частоты  $n\Omega$  с сигналом частотой  $n\Omega_3$  от внешнего источника ВИ, подключен по выходу не только к регулятору напряжения двигателя, но и через апериодическое звено (АЗ) к входу РФВ. Таким образом, контур синхронизации содержит дополнительный локальный контур динамической обратной связи.

На рис. 3 дана цепочка передаточных звеньев, образующих контур синхронизации. Коэффициент передачи цепи синхронизации, т. е. соотношение между изменением  $\Delta u$  напряжения на двигателе и угловой ошибкой вращения  $\Delta\varphi$  при отсутствии локального контура совпадает с (16):

$$\left[ \frac{\Delta u(p)}{\Delta\varphi(p)} \right]_{\text{пас}} = \frac{\Delta u(p)}{\Delta v(p)} = n, \quad (17)$$

где  $\Delta v$  — фазорассогласование сигналов на входе ЧФД.

Коэффициент передачи локального контура

$$k_{\text{л.о.с.}}(p) = \frac{k_{\text{л.о.с.}}(0)}{1 + pT}, \quad (18)$$

где  $k_{\text{л.о.с.}}(0)$  — статический коэффициент передачи цепи локальной обратной связи;  $T$  — постоянная времени АЗ;  $p$  — оператор.

Коэффициент передачи цепи синхронизации с локально-замкнутым контуром:

$$\frac{\Delta u(p)}{\Delta\varphi(p)} = \frac{n[1 + pT]}{1 + pT + nk_{\text{л.о.с.}}(0)}. \quad (19)$$

Как следует из (19), контур синхронизации по рис. 3 с локально-замкнутым дополнительным контуром апериодической обратной связи имеет свойства звена с форсированием, что для систем до второго порядка обеспечивает демпфирование колебаний и устойчивость синхронизации. Такова в общих чертах общая теория преобразования информации многоцелевого датчика.

При практическом применении многоцелевого датчика следует сообразовываться с его погрешностями, которые имеют двоякое происхождение. Первая из погрешностей обусловлена неидеальностью круговой симметрии датчика, а также возможной несимметрией его питания. Для принятой конструкции датчика, выполненной по типу бесконтактного сельсина, эта погрешность аналогична угловой ошибке сельсинов и может составлять от нескольких десятых долей градуса до единиц.

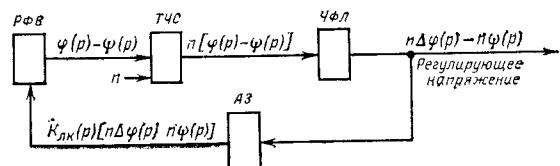


Рис. 3. Структурная схема контура синхронизации.

РПВ — регулируемый фазовращатель; ТЧС — триггер частотного сигнала; ЧФД — частотно-фазовый дискриминатор; АЗ — апериодическое звено.

Вторая из погрешностей своим происхождением обязана тому, что при конечной частоте возбуждения датчика переключение выходных элементов стробопреобразования может происходить не в любые, а лишь в дискретно следующие друг за другом моменты времени. Это обуславливает временное запаздывание моментов стробопреобразования относительно тех, которые соответствуют истинной картине движения ротора. Значение запаздывания изменяется в пределах длительности одного периода по частоте  $f_0$  возбуждения датчика, что соответствует угловой ошибке, пропорциональной скорости вращения двигателя, т. е. равно  $\frac{\Omega}{f_0} 360^\circ$ . Например, при частоте вращения 50 об/с и частоте  $f_0 = 20000$  Гц максимальная погрешность по углу равна  $0,9^\circ$ .

Суммарная погрешность преобразования для большинства МЦД составляет  $1-2^\circ$ , что обеспечивает кратность преобразования до нескольких десятков, достаточную для точного синхронного слежения за скоростью вращения двигателя в широком диапазоне регулирования частоты задающего сигнала. При цифровом выражении угловой координаты двигателя уверенно реализуется семь разрядов цифрового двоичного кода, что также в весьма большом числе случаев является вполне достаточным. Точность датчика может быть существенно повышена при применении конструкции с печатной обмоткой и при увеличении частоты питания его обмоток.

Из изложенного следует, что посредством МЦД и описанного метода стробопреобразования его сигналов можно осуществить основные виды обратной связи в электроприводах. Рассмотренный единый датчик МЦД позволяет при небольшом числе электрических соединений с электронным блоком получить основные виды сигналов для управления микродвигателем в замкнутой системе, а также имеет важные функциональные возможности, отсутствующие у других видов датчиков, используемых в макроприводах. Этот датчик имеет удовлетворительную точность, механически прочен и долговечен, его характеристики практически не зависят от колебаний температуры, напряжения питания обмоток и т. д.

На основе использования МЦД был разработан ряд синхронных бесконтактных регулируемых электроприводов с автономным питанием [Л. 9], которые имеют следующие важные достоинства: высокое отношение длительно развиваемого синхронного момента к массе двигателя 17—26 Н/кг; при

одинаковых фазных токах практически одинаковые значения развиваемых моментов при запуске двигателя и при заданной скорости вращения; синхронизация скорости вращения от кварцевого генератора и регулируемого по частоте генератора; высокая устойчивость синхронизации, обеспечиваемая во всем диапазоне нагрузок и при моментах инерции нагрузки, превышающих инерцию ротора более, чем в 20 раз; реверс скорости вращения и фиксированная остановка в заданном положении.

Используемый МЦД имеет массу около 100 г, при напряжении возбуждения 5 В потребляет ток 20 мА; частота возбуждения МЦД—32 кГц. Для преобразования сигналов МЦД применены элементы логической серии 133, общая масса которых не превышает 20 г.

Таким образом, МЦД можно рекомендовать для применения в системах автоматизированного макропривода с несколькими контурами обратной связи.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Микродвигатели для систем автоматики. Под редакцией Э. А. Лодочникова и Ф. М. Юферова. М., «Энергия», 1969.
2. Система регулирования на постоянном токе как эквивалент синхронного двигателя переменного тока. Экспр. инф. Приборы и элементы автоматики. 1967, № 4. McDonald, «IEEE Internat. Convent».
3. Усыскин Е. И., Россовский Е. Л. Частотно-регулируемый электропривод. А. С. № 216836 (СССР). Опубл. в бюл.—«Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1968, № 15.
4. Частотный метод измерения скорости в системах регулирования числа оборотов электрических двигателей. Экспр. инф. Автоматизированный электропривод № 7, 1969. Kalis, «Zentrrich, Regelungstechnik», 1968, 16, № 11.
5. Усыскин Е. И., Зельдин В. Ш., Дахия Я. Г. Бесконтактный электродвигатель постоянного тока. А. С. № 327552 (СССР). Опубл. в бюл.—«Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1972, № 5.
6. Усыскин Е. И., Зельдин В. Ш. Электропривод с частотно-фазовым регулятором скорости. А. С. № 379031 (СССР). Опубл. в бюл.—«Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 19.
7. Усыскин Е. И., Зельдин В. Ш. Устройство для преобразования «Угол—цифра». А. С. № 326617 (СССР). Опубл. в бюл.—«Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1972, № 4.
8. Букреев И. Н., Мансуров Б. М., Горячев В. И. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. М., «Советское радио», 1973.
9. Усыскин Е. И., Зельдин В. Ш. Типовая структура синхронного электропривода киносъемочного аппарата.—«Техника кино и телевидения», 1974, № 12.
10. Усыскин Е. И., Зельдин К. Ш. Бесконтактный двигатель постоянного тока. А. С. № 479202 (СССР). Опубл. в бюл.—«Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1975, № 22.

[11.11.1976]

*Работники промышленности! Боритесь за претворение в жизнь решений XXV съезда КПСС по дальнейшему развитию и укреплению индустриальной мощи нашей Родины! Добивайтесь ускорения технического прогресса, быстрого освоения и лучшего использования производственных мощностей!*

*Шире дорогу новой технике и прогрессивной технологии!*

(Из Призовов ЦК КПСС к 1 Мая 1977 года)

## Регистрации токов утечки по гирляндам изоляторов линий 110—220 кВ в районах с промышленными загрязнениями

Инж. ВОЛЬПОВ К. Д., канд. техн. наук МАЙКОПАР А. С.

Москва

При увлажнении загрязненных гирлянд изоляторов линий электропередачи по ним начинают протекать токи утечки, имеющие характер перемежающихся бросков, свидетельствующих об электропроводности поверхностного загрязняющего слоя и о снижении влагоразрядного напряжения гирлянды.

В статье, являющейся продолжением [Л. 1—5], представлены данные о регистрациях токов утечки по гирляндам изоляторов линий 110—220 кВ и об оценке на их основе работоспособности изоляции в районах с промышленными загрязнениями<sup>1</sup>.

Регистрации максимальных бросков токов утечки могут служить исходным материалом для оценки степени загрязненности и влагоразрядного напряжения изоляторов.

В случае лабораторных влагоразрядных испытаний с предварительным увлажнением поверхности изоляторов до насыщения и приложением разрядного напряжения ток утечки в начальной фазе процесса перекрытия характеризует состояние поверхностного слоя, когда частичные дужки еще не успели развиться.

В естественных условиях в большинстве случаев приложенное к изоляторам напряжение намного меньше разрядного. Из приведенных в статье материалов следует, что при ограниченном числе регистраций токов утечки влагоразрядное напряжение даже наиболее загрязненного изолятора примерно в 1,5 раза больше рабочего. В этих условиях ощущимый ток утечки по гирлянде изоляторов возникает при перекрытии сухих зон на поверхности с образованием частичных дужек, не имеющих возможности для своего развития, а следовательно, и существенного искажения результатов измерений. Такие дужки быстро гаснут, а ток утечки имеет характер кратковременных бросков.

Регистрации максимальных бросков токов утечки в естественных условиях охватывают различные условия совместного загрязнения и увлажнения и для суждения о наиболее тяжелых условиях не требуют специальных наблюдений за моментом, когда в пределах определенного периода прогрессирующее загрязнение достигает наибольшего значения. При наличии данных о максимальном броске тока утечки можно оценить соответствующее этому броску эквивалентное сопротивление на единицу длины пути утечки

$$R = \frac{U_n \sqrt{2}}{\sqrt{3} (n - 1) L_y I_y},$$

где  $R$  — сопротивление, Ом/см;  $U_n$  — номинальное напряжение линии, кВ;  $I_y$  — сила тока утечки, А;  $L_y$  — длина пути утечки, см;  $n$  — число изоляторов в гирлянде.

Для последующего перехода к влагоразрядной напряженности можно воспользоваться обобщенной зависимостью [Л. 5], построенной на рис. 1 в ограниченном диапазоне токов утечки. Там же приведено семейство прямых, характеризующих эквивалентные сопротивления поверхностного слоя на единицу длины пути утечки.

В результате по данным о токе утечки с использованием приведенного выражения и рис. 1 в каждом случае можно получить значение влагоразрядной напряженности вдоль пути утечки.

<sup>1</sup> В подготовке материалов принимали участие инженеры Бочковский Б. Б. и Востриков А. Т.

Для измерений токов утечки были использованы ферромагнитные регистраторы. Регистратор представляет собой катушку, в которую помещен ферромагнитный стержень; последовательно с катушкой включен диод, обеспечивающий прохождение через катушку одностороннего тока. Для прохождения тока другого направления предусмотрена специальная цепь. Весь регистратор залит капроном и представляет собой цилиндр с двумя контактами и отверстием для магнитного стержня с защелкой.

При регистрациях тока утечки на линиях электропередачи регистратор располагается около верхнего изолятора гирлянды и подключается так, чтобы он шунтировал этот изолятор.

Расшифровка показаний регистраторов производится по остаточному намагничиванию в специальной катушке, к которой подключен высокочувствительный гальванометр.

Обследование изоляции с помощью регистраторов тока утечки было произведено на линиях 110—220 кВ, находящихся в зонах промышленных загрязнений, обусловленных топочными уносами, терриконами каменноугольных шахт и химическими заводами. Характеристики обследованных линий и регистрации тока утечки даны в табл. 1. Линии работали с нормальной или несколько усиленной изоляцией и за последние четыре года имели от 0,6 до 1,6 влагоразрядных отключений на 100 км в год.

Регистраторы тока утечки (около 20 на каждую линию) располагались более или менее равномерно по линии вне зоны «защитных интервалов», где из-за локальных источников интенсивных загрязнений требуется специальное усиление изоляции. Время экспозиции составило около полутора лет (с апреля 1973 г. по октябрь 1974 г.). При нижнем пределе чувствительности регистраторов 0,01 А оказались намагниченными примерно 60% регистраторов. Наибольшие токи утечки достигали 0,16 А.

Результаты регистраций тока утечки на линии 220 кВ (п. 2 табл. 1) представлены для примера в табл. 2. Там же приведены пересчитанные с помощью рис. 1 влагоразрядные напряженности вдоль пути утечки гирлянд, находящиеся в пределах от 1060 до 690 В/см.

Оценка работоспособности изоляции по регистрациям тока утечки была выполнена по методике [Л. 5] с помощью экстремальных вероятностных соотношений, когда каждой точке наблюдений соответствуют определенные значения экстремальной вероятности  $\Phi_{\alpha}$  и приведенной переменной  $y$ , связанной с этой вероятностью. Для указанного примера в табл. 2 приведены соответствующие численные данные для каждой регистрации, а на рис. 2 совокупность регистраций построена в виде точек, параметры линейной аппроксимации которых содержатся в табл. 1. На рис. 2 приведена также заштрихованная область, в которой справедлив закон распределения при изъятии из выборки одной из точек.

Точка, соответствующая данным опыта эксплуатации, характеризуется определенной вероятностью перекрытия и рабочей напряженностью вдоль пути утечки. Приведенный на рис. 2 размах определяется возможными колебаниями рабочего напряжения в допустимых пределах  $\pm 15\%$ .

Из рис. 2 следует, что при заданной вероятности перекрытия, как в условиях эксплуатации, требуемая рабочая напряженность оказывается близкой к действительной.

На рис. 2 приведен также закон распределения, полученный при влагоразрядных испытаниях гирлянд той же линии, выполненных ранее (линия № 8 таблицы [Л. 5]). Близость

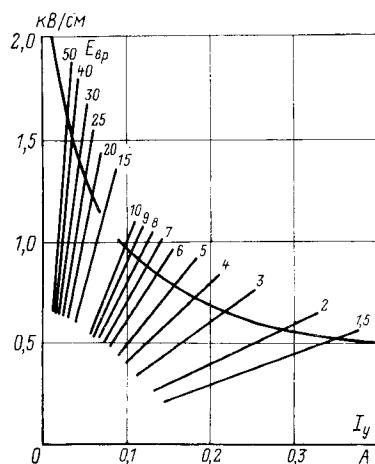


Рис. 1. Обобщенная влагоразрядная характеристика линейных тарельчатых изоляторов в функции тока утечки при приложении разрядного напряжения по [Л. 5] и семейство прямых при заданном эквивалентном сопротивлении изоляторов на единицу длины пути утечки (кОм/см).

Рис. 2. Анализ влагоразрядных характеристик по регистрациям токов утечки на линии 220 кВ (п. 2, табл. 1).

○ — точки выборочного обследования; 1 — закон распределения; 2 — область колебаний закона распределения; 3 — точка в экстремуме по данным опыта эксплуатации; 4 — закон распределения по точке, определяемой опытом эксплуатации, и по точке при  $y=0$ ; 5 — закон распределения по влагоразрядным испытаниям естественно загрязненных гирлянд (п. 8, таблицы [Л. 5]).

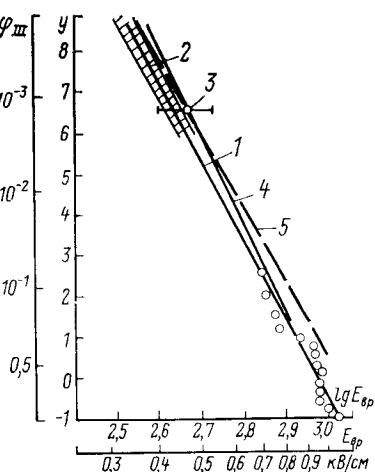


Таблица 1

№ линии	Напряжение, кВ	Условия по трассе линии		Изоляция		Регистрации тока утечки и их обработка			Результаты расчетов							
		Длительность наблюдения, км·год	Тип и число изоляторов	$\lambda_{\text{з}}$ , см/кВ	Удельное число влагоразрядных отключений на 100 км в год	Число регистраторов	Число регистраций	Коэффициенты аппроксимации		$\lambda$ при эксплуатационном $n$	$\lambda$ при $n=0,1$ на 100 км в год	Коэффициенты запаса				
								$E_{bp}$ , $y=0$	$1/\alpha$							
1	110	Топочные уносы	280	П-4,5×7	1,52	1,45	19	11	1,19	0,0785	1,74	1,13	2,5	2,7	4,0	2,15
2	220	Каменноугольные шахты	600	П-4,5×14	1,52	1,5	23	15	0,94	0,0530	1,63	1,07	2,1	2,1	2,9	1,95
3	220	То же	800	П-4,5×14	1,52	0,6	22	13	1,37	0,6626	1,37	0,9	1,78	1,8	3,0	2,0
4	220	Химзаводы	400	ПМ-4,5×16	1,58	1,6	20	13	1,21	0,0830	1,8	1,15	2,9	2,8	4,0	3,15

Таблица 2

№ регистрации	$I_{y\max}$ , А	$R$ , кОм/см	$E_{bp}$ , кВ/см	$lg E_{bp}$	$\varphi_{III}$	$y$
1	0,036	13,9	1,06	3,022	0,063	-1,02
2	0,047	10,7	0,99	2,995	0,125	-0,73
3	0,050	10,0	0,96	2,980	0,167	-0,52
4	0,050	10,0	0,96	2,980	0,250	-0,32
5	0,050	10,0	0,96	2,980	0,312	-0,15
6	0,050	10,0	0,96	2,980	0,335	0,02
7	0,050	10,0	0,96	2,980	0,437	0,19
8	0,057	8,8	0,93	2,972	0,500	0,37
9	0,060	8,3	0,92	2,962	0,562	0,55
10	0,065	7,7	0,90	2,953	0,624	0,75
11	0,080	6,3	0,85	2,930	0,690	0,99
12	0,105	4,8	0,77	2,885	0,750	1,25
13	0,110	4,5	0,75	2,873	0,810	1,56
14	0,120	4,2	0,72	2,855	0,875	2,01
15	0,160	3,7	0,69	2,840	0,935	2,70

законов распределения рис. 2 свидетельствует, что при промышленных загрязнениях оба метода примерно эквивалентны.

В табл. 1 приведены полученные указанным образом параметры законов распределения для всех обследованных линий и соотношения рассчитанных по регистрациям и действительных относительных длин путей утечки. Эти соотношения не выходят за рамки допустимых в эксплуатации отклонений напряжения, что свидетельствует о возможности использования для оценки работоспособности изоляции в районах с промыш-

ленными загрязнениями регистраций токов утечки в сочетании с экстремальным вероятностным анализом.

Используемая методика позволяет оценить требования к изоляции при заданной надежности работы. Так, при приемлемом удельном числе влагоразрядных отключений 0,1 на 100 км в год по табл. 1 необходимая относительная длина пути утечки для обследованных линий составляет 1,78—2,9 см/кВ. При этом требуемый «коэффициент запаса» изоляции, т. е. соотношение между разрядной и рабочей напряженностью, должен находиться в пределах от 2,9 до 4,0.

Другая возможность оценки требований к изоляции состоит в ориентации на две точки, одна из которых находится в области центральных значений, например при  $y=0$  или при  $\varphi_{III}=0,5$ , а другая находится в экстремуме и определяется опытом эксплуатации. По прямой, соединяющей эти точки (см. рис. 2), можно определить влагоразрядную напряженность, а следовательно, и относительную длину пути утечки при заданной вероятности влагоразрядных перекрытий. При таком подходе отпадает необходимость экстраполяции закона распределения в экстремальную область, но требуются надежные эксплуатационные данные по влагоразрядным отключениям линий. По результатам расчетов, представленным в табл. 1, требуемые при этом относительные длины путей утечки для обследованных линий составляют 2—3,15 см/кВ, т. е. отличаются от определенных по обычному экстремальному анализу менее, чем на 15%.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Майкопар А. С. Открытая электрическая дуга весьма малого тока. — «Электричество», 1965, № 2, с. 22—25.
2. Кизеветтер В. Е., Майкопар А. С. Влагоразрядные характеристики гирлянд линейных изоляторов. — «Электричество», 1968, № 1, с. 17—21.

# Электрическая прочность внешней междуфазной изоляции трансформаторов при воздействии, имитирующем коммутационные перенапряжения

КОКУРКИН Б. П.

ВЭИ им. В. И. Ленина

Выбор внешней междуфазной изоляции силовых трансформаторов производился до настоящего времени по нормированным испытательным напряжениям при плавном подъеме напряжения промышленной частоты и грозового импульса. В настоящее время для испытания изоляции оборудования классов напряжения 330 кВ и выше паряду с плавным подъемом напряжения промышленной частоты начинают применяться коммутационные импульсы, которые лучше воспроизводят реальные воздействия.

Для обоснованного выбора междуфазных изоляционных промежутков необходимо иметь зависимости, с одной стороны, расчетной кратности междуфазных коммутационных перенапряжений от соотношения фазных составляющих и, с другой стороны, электрической прочности воздушных промежутков от соотношения напряжений на электродах с учетом формы и расположения электродов.

Зависимость расчетного междуфазного коммутационного перенапряжения от соотношения фазных составляющих можно найти, используя данные [Л. 1, 2]. Расчетное перенапряжение принимается равным перенапряжению, вероятность появления которого составляет 2% во всей совокупности полученных значений. В табл. 1 приведены расчетные значения перенапряжений для различных диапазонов соотношений фазных составляющих, а также отношение этих значений к расчетному перенапряжению, вычисленному по всей совокупности полученных значений перенапряжения. Значения напряжений в табл. 1 указаны в тех единицах, в которых они даны в первоисточниках; в [Л. 1, 2] отсутствуют сведения, необходимые для приведения этих данных к единой системе единиц.

Из табл. 1 видно, что отношения  $U_{\text{расч } \alpha}/U_{\text{расч } \Sigma}$  в диапазоне  $\alpha=0,41-0,60$  близко совпадают между собой для рассмотренных схем сети и коммутационных операций. Аналогичный вывод можно сделать и для диапазона  $\alpha=0,21-0,40$ . Связывая средние значения отношения  $U_{\text{расч } \alpha}/U_{\text{расч } \Sigma}$  для каждого из этих диапазонов с серединой последнего, т. е. с соотношением фазных составляющих, соответствующих величинам  $\alpha=0,5$  и  $0,3$ , получаем:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{расч } 0,5} &= 0,98U_{\text{расч } \Sigma}; \\ U_{\text{расч } 0,3} &= 0,85U_{\text{расч } \Sigma} = 0,86U_{\text{расч } 0,5}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Соотношения (1) получены на основе ограниченного экспериментального материала, поэтому их следует рассматривать как предварительную оценку.

Принятое в СССР значение расчетной кратности междуфазных коммутационных перенапряжений было получено в результате анализа междуфазных перенапряжений без учета соотношения фазных составляющих, т. е.  $K_{\text{расч } \Sigma}=3,5$ . Тогда

в соответствии с (1) находим

$$\begin{aligned} K_{\text{расч } 0,5} &\approx K_{\text{расч } \Sigma} = 3,5; \\ K_{\text{расч } 0,3} &= 0,86K_{\text{расч } 0,5} = 3. \end{aligned}$$

Таким образом, наибольшие междуфазные перенапряжения достигаются при примерно равных амплитудах фазных составляющих и принятое значение расчетной кратности следует связывать с  $\alpha=0,5$ .

Зависимость электрической прочности межэлектродных промежутков от соотношений напряжений на электродах, высоты расположения электродов над плоскостью, а также влия-

ние бака трансформатора определялись экспериментально. В [Л. 3] было показано, что наличие ввода не влияет на электрическую прочность междуфазного промежутка, поэтому опыты проводились на промежутках между экранами. Использовались серийные прутковые экраны вводов трансформаторов 500 кВ диаметром 1000 мм с диаметром прутков 10 мм, а также сплошные экраны диаметром 900 мм. Экраны располагались на высоте  $h$  либо над заземленной плоскостью размером  $10 \times 10 \text{ м}^2$ , настеленной на полу, либо над моделью бака трансформатора без радиаторов. Размеры модели бака трансформатора  $8000 \times 2100 \times 4600 \text{ мм}^3$ . Размещение экранов над крышкой бака было выбрано по чертежам трансформаторов АТДЦТГ 240000/330/150 и АТДЦТН 250000/500/110 соответственно для макетов трансформаторов 330 и 400 кВ.

Для внешней изоляции силовых трансформаторов характерны близкие значения размеров фазных и междуфазных изоляционных промежутков. В зависимости от соотношения напряжений на электродах разряды могут развиваться как между экранами, так и между одним из экранов и плоскостью, поэтому эти промежутки нельзя исследовать раздельно. Такие промежутки следует рассматривать как систему промежутков «экран — экран — плоскость».

На смежные экраны подавались импульсы напряжения противоположной полярности. Положительный апериодический импульс, получаемый от импульсного генератора, имел параметры  $+350/7000 \text{ мкс}$ . Отрицательный импульс получали от испытательного трансформатора при разряде конденсаторной батареи на обмотку низкого напряжения. При этом в обмотке высокого напряжения генерируется затухающий колебательный импульс с параметрами первой волны  $-4000/6500 \text{ мкс}$ . Амплитуды импульсов достигали одновременно. При снятии крайних точек зависимости  $U_{\text{расч}} = f(\alpha)$  (при  $\alpha=0$  или 1) напряжение подавалось на один экран, второй экран заземлялся.

Применение импульсов с указанными параметрами определяется тем, что согласно литературным данным (см., например, [Л. 4]), а также предварительным экспериментам при положительной полярности импульса  $+4000/6500 \text{ мкс}$  и отрицательной полярности  $-350/7000 \text{ мкс}$  электрическая прочность межэлектродного промежутка при выбранном сочетании параметров импульсов наиболее низкая. С другой стороны, коммутационные импульсы с длительностями фронта в несколько сотен микросекунд могут возникать в электрических системах, в частности при коммутациях трансформаторов.

На модели бака трансформатора были проведены также опыты при приложении к одному электроду грозовых импульсов  $1,2/50 \text{ мкс}$  и заземлении второго электрода либо при подаче на последний коммутационных импульсов  $4000/6500 \text{ мкс}$  с амплитудой, равной амплитуде наибольшего рабочего напряжения для сети соответствующего номинального напряжения.

Напряжения регистрировались с помощью делителя напряжения осциллографом. Положительная составляющая напряжения, кроме того, измерялась амплитудным вольтметром. Погрешность измерения абсолютного значения напряжения не превышала при измерении осциллографом 4,5%, при измерении амплитудным вольтметром — 3,5%. Поправка на атмосферные условия вводилась только для положительной составляющей напряжения. Поправка не превышала 2,6%. Для снижения относительной погрешности измерений при определении зависимостей разрядного напряжения от каждого отдельного параметра измерения проводились сериями. Относительная погрешность измерений в течение серии не превышала 2,5%.

3. Майкопар А. С., Морозов К. П. Влагоразрядные характеристики изоляторов при неравномерном загрязнении. — «Электричество», 1968, № 9, с. 17—20.

4. Майкопар А. С., Глебов Э. С., Вольпов К. Д. Методика оценки работоспособности линейной изоляции по влаго-

разрядным характеристикам. — «Электричество», 1970, № 12, с. 62—67.

5. Майкопар А. С., Вольпов К. Д. О методике оценки работоспособности линейной изоляции в районах с промышленными загрязнениями. — «Электричество», 1974, № 8, с. 57—59.

Таблица I

Коммутационная операция	Диапазон $\alpha =  U_-  / U_{\text{мф}}^*$	Перенапряжение в диапазоне, кВ		$U_{\text{расч}}^* / U_{\text{расч}}$	Вероятность перенапряжения изменения $\alpha P_{U_\alpha}$ , %	Среднеквадратичное отклонение для перенапряжений в диапазоне $\sigma_{U_\alpha}$ , %
		среднее $U_{\text{ср}}^\alpha$	расчетное $U_{\text{расч}}$			
Включение холостой линии 500 кВ длиной 380 км [Л. 1]	0,21—0,40	1040	1180	0,894	20,9	10,4
	0,41—0,60	1090	1320	1,0	60,0	11,4
	0,61—0,80	1040	1150	0,871	19,1	8,4
	0,21—0,80	1070	1320	—	100	10,9
Включение и АПВ холостой линии 400 кВ длиной 335 км [Л. 2]	0,21—0,40	2,16***	2,28***	0,800	10,6	6,7
	0,41—0,60	2,27	2,72	0,955	83,2	9,8
	0,61—0,80	2,20	2,26	0,794	6,2	4,9
	0,21—0,80	2,35	2,85	—	100	10,3
Отключение холостого автотрансформатора 400 кВ 3×133 МВ·А [Л. 2]	0,21—0,40	2,01	2,37	0,845	35,7	11,2
	0,41—0,60	2,39	2,79	0,995	23,8	12,0
	0,61—0,80	2,13	2,82	0,970	40,5	16,8
	0,21—0,80	2,15	2,81	—	100	14,9

\*  $U_-$  — амплитуда отрицательной фазной составляющей;  $U_{\text{мф}}$  — амплитуда междуфазного напряжения.

\*\*  $U_{\text{расч}}$  — расчетное перенапряжение, вычисленное по всей совокупности значений междуфазных перенапряжений без учета  $\alpha$ .

\*\*\* Далее значения даны в отн. ед.

Рис. 1. Зависимость 50%-ного разрядного напряжения от соотношения составляющих межэлектродного напряжения.

—  $h/S=3,0 \text{ м}/2,5 \text{ м}$ ; ○ — 4,0/2,5; □ — 3,0/3,5; △ — 4,0/4,5; ● — 4,0/5,5.

Стандарт распределения и 50%-ное разрядное напряжение определялись по 25—100 ударам на каждом из двух-четырех уровней напряжения в диапазоне вероятности разряда 0,05—0,95. В некоторых опытах определялось только 50%-ное разрядное напряжение по 25—50 ударам на одном-двух уровнях напряжения в диапазоне вероятности разряда 0,30—0,70. При переходе от одного уровня напряжения к другому положительная и отрицательная составляющие изменялись пропорционально. При воздействии грозовых импульсов амплитуда отрицательной составляющей была неизменной. Результаты измерений при расположении экранов над плоскостью приведены в табл. 2.

Для каждого из исследованных промежутков увеличение доли отрицательной составляющей межэлектродного напряжения вызывает увеличение разрядного напряжения. Зависимость  $U_{50\%} = f(\alpha)$  по крайней мере в практически важном для выбора междуфазных промежутков диапазоне  $\alpha = 0,3—0,5$ , близка к линейной (рис. 1). Такой характер зависимости позволяет получить значения разрядных напряжений промежутков при  $\alpha = 0,3$  и 0,5 путем интерполяции в тех случаях, когда экспериментальные значения  $\alpha$  несколько отличаются от используемых для сравнительного анализа электрической прочности. Крутизна наклона зависимости  $U_{50\%} = f(\alpha)$  увеличивается при уменьшении высоты расположения электродов над плоскостью.

Крутизну наклона зависимости можно однозначно определить значением отношения 50%-ных разрядных напряжений при  $\alpha = 0,3$  и 0,5. Оказалось, что это отношение при различных абсолютных значениях размеров высоты расположения электродов над плоскостью ( $h$ ) и межэлектродного расстояния

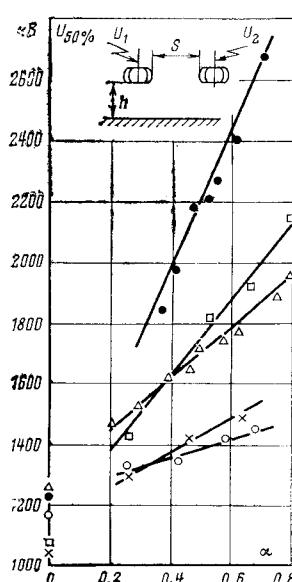
( $S$ ), но неизменном отношении  $h/S$  остается практически постоянным, по крайней мере в диапазоне размеров промежутков, характерных для сетей 330—500 кВ.

В результате оказывается возможным построить зависимость  $U_{50\%0,3} / U_{50\%0,5} = f(h/S)$  (рис. 2). Там же указано, что зависимость расчетных перенапряжений при этих отношениях амплитуд фазных составляющих. Следует иметь в виду, что приведенные на рис. 2 характеристики в действительности зависят от многих факторов и их надо рассматривать как линии регрессии, а не функциональные зависимости. Поэтому пересечение характеристик происходит не в точке, а существует некоторая переходная область в диапазоне  $h/S \approx 0,8—1,0$ , когда воздействия при  $\alpha = 0,3$  и 0,5 следует считать равнопасными. При  $h/S > 1$  определяющими для выбора внешней изоляции являются наибольшие перенапряжения, достигаемые при примерно равных амплитудах фазных составляющих. Выбор таких промежутков следует проводить по  $K_{\text{расч}} = 3,5$  по зависимостям при  $\alpha = 0,5$ . При  $h/S < 0,8$  определяющими являются перенапряжения с большей амплитудой положительной составляющей. Такие промежутки необходимо выбирать по  $K_{\text{расч}} = 3$  по зависимостям при  $\alpha = 0,3$ .

Соотношение размеров фазных и междуфазных изоляционных промежутков существующих трансформаторов лежат в переходной области, поэтому для внешней междуфазной изоляции силовых трансформаторов воздействия при  $\alpha = 0,5$  и 0,3 практически равнопасны.

Из табл. 2 можно также сделать вывод, что изменение высоты расположения электродов над плоскостью практически не влияет на разрядные напряжения при  $\alpha = 0,5$ . При  $\alpha = 0,3$  разрядное напряжение промежутка длиной 5,5 м возрастает при увеличении высоты с 3 до 6 м. Это связано с тем, что при  $S/h = 5,5/3,0$  электрическая прочность определяется промежутком «экран — плоскость». Как только высота подвеса электродов обеспечивает преимущественное развитие разряда между электродами, увеличение высоты не вызывает заметного изменения разрядного напряжения.

Результаты экспериментов на модели бака трансформатора приведены в табл. 3. Как и следовало ожидать, разрядные напряжения межэлектродного промежутка над моделью бака трансформатора мало отличаются от разрядных напряжений межэлектродного промежутка над плоскостью. На рис. 3 приведены зависимости 50%-ного разрядного напряжения от длины межэлектродного промежутка. Экраны размещались над моделью бака трансформатора на высоте  $h = 3,0$  и 4,2 м для трансформаторов классов напряжения 330 и 500 кВ соответственно. Для приведения результатов табл. 3, полученных при



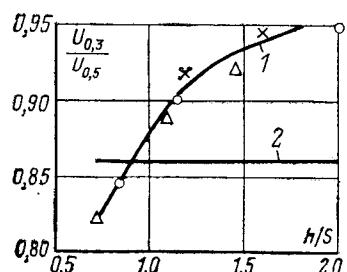


Рис. 2. Зависимость отношения 50%-разрядных напряжений при  $\alpha=0,3$  и  $0,5$  от соотношения высоты подвеса электрода к межэлектродному расстоянию (1) и от соотношения расчетных перенапряжений при указанных соотношениях фазных составляющих (2).  
 $\times$  — 2,5 м;  $\circ$  — 3,5 м;  $\Delta$  — 5,5 м.

Таблица 2

Серия	Результаты измерений		
	$S/h$ , м/м	$U_{50\%/\sigma}$ , кВ/%	$\alpha$
I	3,5/4,0	1260/4,1	0
		1470/—	0,20
		1530/4,6	0,29
		1620/4,5	0,39
		1650/6,2	0,46
		1720/4,3	0,49
		1740/4,5	0,57
		1770/—	0,62
		1890/2,4	0,75
		1960/—	0,79
		1230/4,7	0
		1850/—	0,36
II	5,5/4,0	1980/4,4	0,40
		2180/—	0,47
		2210/4,8	0,51
		2270/3,1	0,55
		2410/3,1	0,61
		2680/3,6	0,70
		2090/—	0,51
		2100/—	0,50
		2080/4,9	0,51
		1590/—	0,32
		1920/4,8	0,34
		1950/6,6	0,34
III	5,5/3,0	1070/3,9	0
		1430/—	0,26
		1820/—	0,52
		1970/—	0,66
		2150/1,9	0,79
		2180/—	1,0
		1050/2,6	0
		1300/—	0,26
		1420/4,6	0,46
		1490/5,7	0,63
		1590/1,9	1,0
		1840/5,6	0,52
IV	3,5/3,0	1790/4,1	0,51
		1800/4,5	0,51
		1760/—	0,52
		1750/5,4	0,51
		1590/5,1	0,26
		1630/—	0,24
		1170/4,3	0
		1330/—	0,25
		1350/—	0,42
		1420/5,6	0,58
		1450/3,9	0,68
		1600/2,1	1,0
V	2,5/3,0	1170/4,3	0
		1330/—	0,25
		1350/—	0,42
		1420/5,6	0,58
		1450/3,9	0,68
		1600/2,1	1,0
		1170/4,3	0
		1330/—	0,25
		1350/—	0,42
		1420/5,6	0,58
		1450/3,9	0,68
		1600/2,1	1,0
VI	2,5/4,0	1170/4,3	0
		1330/—	0,25
		1350/—	0,42
		1420/5,6	0,58
		1450/3,9	0,68
		1600/2,1	1,0

воздействии коммутационных импульсов одновременно на оба электрода, к  $\alpha=0,3$  и  $0,5$ , для которых построены зависимости рис. 3, использовались показанные выше выводы относительно крутизны наклона зависимости  $U_{50\%} = f(\alpha)$ . Там же на рис. 3 показаны зависимости, полученные при воздействии грозовых импульсов на один электрод и при заземлении другого.

Для определения средних значений стандарта распределения, необходимого для расчета выдерживаемого напряжения,

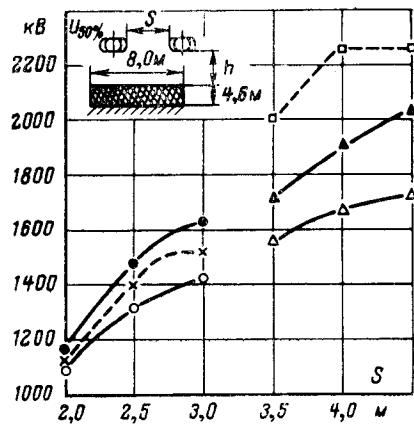


Рис. 3. Зависимость 50%-ного разрядного напряжения от длины межэлектродного промежутка при высоте подвеса электролов над моделью бака трансформатора  $h=3,0$  м ( $\times$ ,  $\circ$ ,  $\bullet$ ) и  $4,2$  м ( $\Delta$ ,  $\blacktriangle$ ,  $\square$ ).  $\circ$ ,  $\Delta$  — коммутационные импульсы;  $\alpha=0,3$ ;  $\bullet$ ,  $\blacktriangle$  — то же,  $\alpha=0,5$ ;  $\times$ ,  $\square$  — грозовые импульсы.

Таблица 3

Отношение $S/h$ , м/м	Результаты экспериментов при различных воздействиях				
	$+350/7000-4000/6500$		$+1,2/50-4000/6500$		$-1,2/50$
	$U_{50\%/\sigma}$ , кВ/%	$\alpha$	$U_{50\%/\sigma}$ , кВ/%	$U_{..}$ , кВ	$U_{50\%/\sigma}$ , кВ/%
2,0/3,0	1100/5,0	0,31	1110/1,7	0	1280/1,4
	1160/3,9	0,48	830/1,8	300	—
2,5/3,0	1280/4,6	0,25	1400/1,4	0	—
	1430/4,1	0,45	1120/1,5	300	—
3,0/3,0	1370/—	0,25	1520/1,2	0	1860/2,0
	1590/3,9	0,45	1400/—	300	—
3,5/4,2	1580/1,8	0,83	2000/—	0	2200/1,1
	1670/5,4	0,45	1600/1,7	430	—
4,0/4,2	1670/5,1	0,30	2260/—	0	—
	1840/4,5	0,45	1960/1,4	430	—
4,5/4,2	1710/—	0,29	2260/—	0	—
	1940/3,7	0,45	2260/1,2	430	—

Таблица 4

Класс напряжения, кВ	Испытательные напряжения внешней изоляции, кВ	
	полный грозовой импульс	коммутационный импульс для межфазной изоляции
330	1000	1300
500	1450	1800

результаты экспериментов при расположении экранов над плоскостью и над моделью бака трансформатора рассматривались совместно. При принятой методике испытаний — одновременном изменении положительной и отрицательной составляющих напряжения с сохранением неизменным при переходе от одной точки разрядной характеристики к другой — средние значения стандарта составили  $\sigma=4,7\%$  для  $\alpha=0,25-0,35$  (средние по 8 опытам) и  $\sigma=4,8\%$  для  $\alpha=0,45-0,55$  (средние по 16 опытам). Эти значения стандарта соответствуют обычно получающимся для фазной изоляции при воздействии положительных коммутационных импульсов с длиной фронта 200—500 мкс.

Испытательные напряжения грозовых импульсов не являются определяющими для выбора внешней изоляции оборудования 330—500 кВ. Однако они включены в существующие стандарты, поэтому были проведены эксперименты при воздействии грозовых импульсов на один электрод и заземлении второго, а также при подаче на второй электрод коммутаци-

ционных импульсов 4000/6500 мкс. Результаты также показаны в табл. 3 и на рис. 3. Разрядные напряжения при воздействии грозовых импульсов линейно возрастают при увеличении межэлектродного промежутка до тех пор, пока электрическая прочность определяется межэлектродным промежутком. Когда прочность начинает определяться промежутком «экран — модель бака» рост разрядного напряжения прекращается.

Междудфазные изоляционные промежутки силовых трансформаторов 330—500 кВ следует выбирать по испытательным напряжениям грозового и коммутационного импульсов для внешней междуфазной изоляции. В действующем ГОСТ 1516—73 не нормируются испытательные напряжения коммутационного импульса, однако в настоящее время испытания коммутационным импульсом предполагается ввести в стандарт. Далее приведены испытательные напряжения для силовых трансформаторов, соответствующие проекту стандарта (см. табл. 4).

По заданному испытательному напряжению коммутационного импульса для внешней междуфазной изоляции определяем 50%-ное разрядное напряжение:

$$U_{50\%} = \frac{U_{\text{пыл}}}{1 - 1,3\sigma}; \quad (2)$$

полагая  $\sigma = 5\%$ ,

$$U_{50\% \text{ 330}} = 1390 \text{ кВ}; U_{50\% \text{ 500}} = 1930 \text{ кВ}.$$

По рис. 3 находим для  $\alpha = 0,5$ :  $S_{330} = 2350 \text{ мм}$ ;  $S_{500} = 4100 \text{ мм}$ .

Изоляционные промежутки, удовлетворяющие требованию испытания внешней изоляции грозовыми импульсами, могут быть определены аналогичным образом. Принимая стандарт при воздействии грозовых импульсов  $\sigma = 3\%$  и исходя из

испытательных напряжений полного грозового импульса, с помощью (2) определяем 50%-ные разрядные напряжения. По рис. 3 находим необходимые промежутки, которые составляют 1900 и 2650 мм соответственно для классов напряжения 330 и 500 кВ. Эти промежутки значительно меньше требуемых по условию испытания межфазной изоляции коммутационными импульсами.

Выбранные по испытательным напряжениям коммутационных импульсов промежутки при существующих типах вводов приводят к значениям  $h/S = 1,27$  и  $0,98$  для классов 330 и 500 кВ соответственно. Определяющими для таких промежутков будут наибольшие перенапряжения с примерно равными амплитудами фазных составляющих. Таким образом, использование при выборе минимально допустимых межфазных изоляционных промежутков зависимостей электрической прочности от длины промежутка, полученных при  $\alpha = 0,5$ , справедливо.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Deller L., Zaffanella L. Methods for Interphase Switching Impulse Tests on Air Insulation. — «Electra», 1967, vol. 24, № 3, p. 27—41.
2. Gert R. Mezizárová spinaci přepěti a jejich fázové složky. — «Elektrotechnický obzor», 1970, 59, № 5, 243—246.
3. Экспериментальное исследование влияния ввода на электрическую прочность внешней изоляции трансформаторов. — «Электричество», 1973, № 8, с. 83—84. Авт.: М. В. Бурмистров, О. В. Волкова, В. Я. Денисов и др.
4. Colombo A., Sartorio G., Taschini A. Phase-to-phase Air Clearances in EHV Substations as required by Switching Surge. CIGRE, 1972, R. 33—11..

[30.9.1976]

УДК 621.316:621.317.333

## Измерение восстанавливющейся прочности в электрических аппаратах

Доктор техн. наук ТАЕВ И. С., инж. ЕГОРОВ Е. Г.

Московский энергетический институт

Известен ряд методов измерения восстанавливющейся электрической прочности (ВП) дугогасительных устройств отключающих электрических аппаратов [Л. 1]. В результате опытных исследований строится кривая ВП за переходом тока через нулевое значение, которая является важнейшей характеристикой коммутационной способности аппарата.

В данной статье излагаются результаты измерения ВП тремя разными методами в контактных дугогасительных устройствах аппаратов низкого напряжения. На рис. 1 изображена общая схема соединений основных элементов испытательной схемы, которая допускает проведение исследований ВП по любому из трех рассматриваемых методов. На рис. 2 изображены характерные осциллограммы зондирующего напряжения, фиксируемые в этих методах.

В первом методе однократных пробоев [Л. 1] осциллографируется кривая восстанавливющегося напряжения (ВН) до момента пробоя межконтактного промежутка. В схеме рис. 1 должны быть отключены элементы  $S_2$  и  $S_3$ ; отключение цепи тока производится исследуемым промежутком  $K1G$ , параметры кривой зондирующего напряжения регулируются емкостью  $C_2$  и сопротивлением  $R_2$ . В момент пробоя промежутка зондирующем напряжением регистрируется значение ВП и соответствующее ей время. В одном опыте измеряется лишь одна точка кривой ВП, определяемая пробивным напряжением  $U'_{\text{в.п}}$  и временем  $t_1$  (рис. 2, а). Это является недостатком метода, так как для построения кривой ВП необходимо сделать несколько опытов измерения ВП, условия в которых обычно оказываются идентичными.

Недостаток первого метода исключается во втором методе многократных пробоев [Л. 2]. В опытах отключаются  $S_3$ ,  $S_4$  и включаются  $S_1$ ,  $S_2$ . В момент перехода тока через нуль исследуемый промежуток  $K1G$  вспомогательным контактом  $K1A$  отделяется от сети отключаемого тока ( $R$ ,  $L$ ) и на него подаются высоковольтные зондирующие импульсы (ЗИ), фор-

мируемые испытательным высокочастотным генератором  $G1G$ , высоковольтным трансформатором  $Tp1$  и высоковольтным диодом  $V$  (рис. 1). Следующие один за другим эти импульсы напряжения вызывают пробой исследуемого промежутка  $K1G$ . По напряжениям пробоя  $U'_{\text{в.п}}$ ,  $U''_{\text{в.п}}$ ,  $U'''_{\text{в.п}}$  и соответствующим временем  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  (рис. 2, б) строится «непрерывная» в одном опыте кривая ВП. Недостаток второго метода состоит в том, что в интервалах времени между ЗИ отсутствует напряжение на промежутке. В реальных же условиях отключения цепи с током процесс восстановления прочности всегда происходит при наличии на контактах определенного восстанавливающегося напряжения.

В третьем методе на кривую возвращающегося напряжения  $U_{\text{возв}}$  периодически накладываются испытательные импульсы напряжения (ЗИ) [Л. 3], пробивающие промежуток (рис. 2, в). Кривая ВП строится по регистрируемым на осциллографе точкам  $U'_{\text{в.п}} - t_1$ ,  $U''_{\text{в.п}} - t_2$ ,  $U'''_{\text{в.п}} - t_3$  и т. д. После момента отключения вспомогательным контактом  $K1A$  цепи зажига нагрузки  $R$ ,  $L$  на исследуемом промежутке  $K1G$  через трансформатор  $Tp2$  формируется восстанавливающееся напряжение ( $S_3$  — замкнут, а  $S_1$  — разомкнут). На него накладываются ЗИ, поступающие от генератора импульсов  $G1G$  через трансформатор  $Tp1$ . Параметры восстанавливающегося напряжения устанавливаются с помощью  $C_2$  и  $R_2$ . Если кривая возвращающегося напряжения  $U_{\text{возв}}$  на исследуемом промежутке  $K1G$  близка к реальной в условиях отключения цепи, то условия измерения ВП приближены к условиям реального отключения цепи с током.

На рис. 3 даны опытные кривые ВП, измеренные разными методами. Опыты проведены на контакторе с двумя разрывами, контакты из КМК — А10М, отключаемый ток 60 А, время дуги 5 мс. Каждая точка кривой определялась на основе осциллограмм 35 опытов. Представлены 95%-ные нижние огибающие области опытных значений ВП. Обозначенные точки

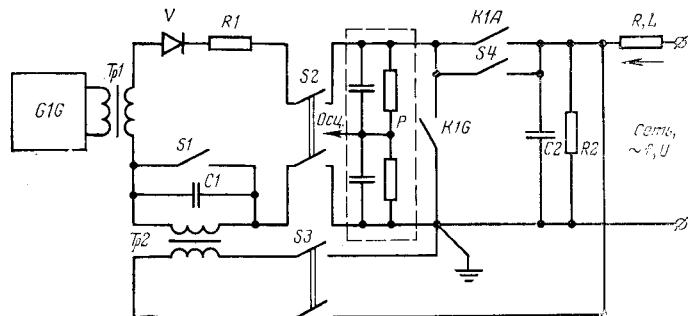


Рис. 1. Схема экспериментальной установки для измерения ВП разными методами.

Первый метод — однократного пробоя ( $S_4$  замкнут,  $S_2, S_3$  — разомкнуты); второй метод — многократных пробоев ( $S_1, S_2$  — замкнуты,  $S_3, S_4$  — разомкнуты); третий — усовершенствованный метод многократных пробоев ( $S_2, S_3$  — замкнуты,  $S_1, S_4$  — разомкнуты).

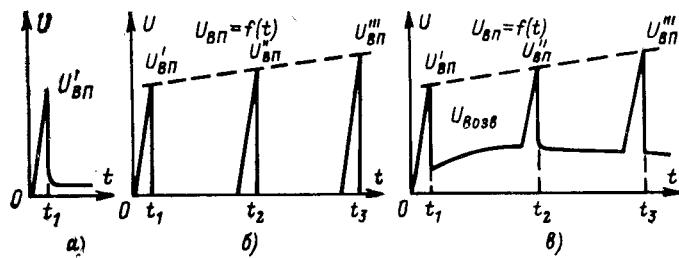


Рис. 2. Характер осциллограмм зондирующих импульсов по трем методам.

а — первый метод; б — второй; в — третий.

соответствуют рассчитанным значениям ВП по методу наименьших квадратов. На рис. 3 изображены зависимости ВП во времени и зависимости ВП от отключаемого тока, измеренные различными методами для момента времени  $t=80$  мкс за переходом тока через нуль.

Анализ приведенных зависимостей показывает, что в измеренных различными методами величинах ВП есть определенная разница в пределах от нескольких процентов до 10—20%. Наиболее высокие значения прочности получились при измерении по методу однократного зондирования, наиболее низкие — по методу многократного зондирования.

Этот результат можно объяснить следующими физическими соображениями. Восстанавливаясь прочность в аппаратах низкого напряжения непосредственно за переходом тока через нуль складывается в околоскатодной зоне и зависит от концентрации в ней электронов термоавтоэмиссии с разогретого катода и электронов термоионизации [Л. 1]. В первом и третьем методах измерения ВП электроды находятся в течение времени измерения ВП под воздействием восстанавливающегося напряжения. Это вызывает дрейф электронов под действием электрического поля и их «распределение» по промежутку, а также улучшает условия охлаждения катода за счет увеличения интенсивности термоавтоэлектронной эмиссии. Оба эти фактора ухудшают условия для пробоя промежутка, поэтому пробивное напряжение (ВП) оказывается выше, чем во втором методе. Во втором методе импульсы напряжения кратковременны, поэтому концентрация электронов у катода должна быть высокой. При идентичности других условий измерений прочности в сравнении с третьим методом это обстоятельство, вероятно, и приводит к снижению ВП.

Возникает вопрос, какой из рассмотренных методов дает результаты измерения ВП, наиболее близко лежащие к той ВП, которая наблюдается в реальных условиях отключения цепей низкого напряжения. В этих условиях восстановление прочности протекает под воздействием восстанавливающегося напряжения, поэтому первый метод позволяет определить наиболее «реальную» точку кривой ВП. Учитывая, однако, его вышеуказанный недостаток, можно считать наиболее целесообразным для инженерной практики третий метод, когда на кривую возвращающегося напряжения накладываются ЗИ.

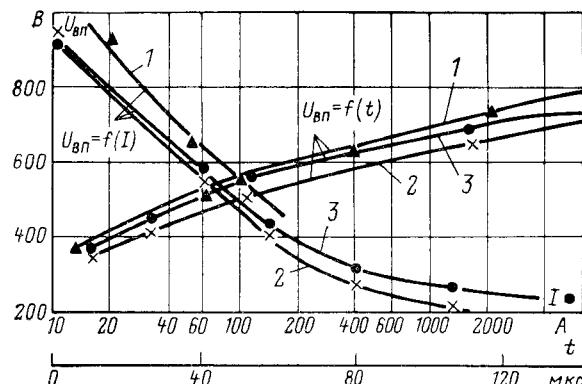


Рис. 3. Зависимости ВП, измеренной различными методами от времени после нуля тока и от отключаемого тока.

▲ — первый метод; × — второй; ● — третий.

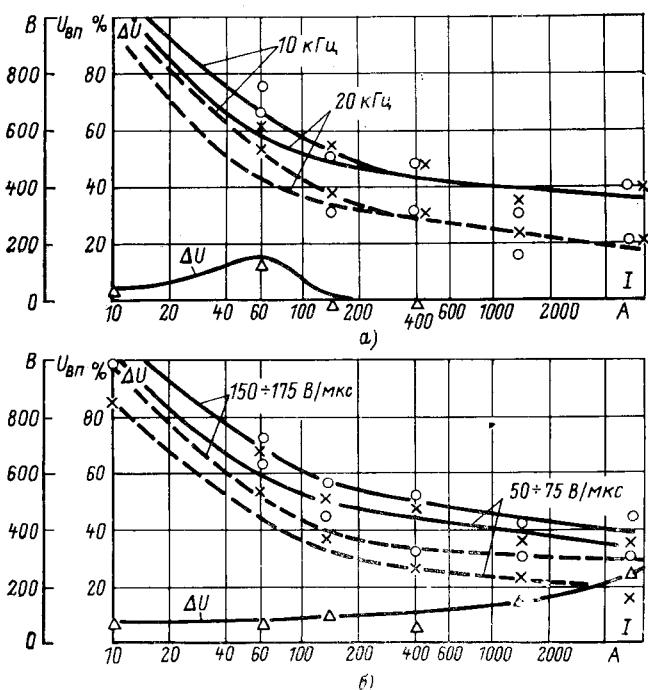


Рис. 4. Влияние частоты следования (а) и крутизны нарастания ЗИ (б) на измеряемые значения прочности.

Обратимся к результатам опытного исследования влияния параметров ЗИ на измеряемую ВП. На рис. 4, а даны зависимости ВП от тока, полученные при разной частоте следования ЗИ, а на рис. 4, б аналогичные зависимости, найденные при разной скорости нарастания ЗИ при измерении ВП по третьему методу для момента времени  $t=80$  мкс после нуля тока. На рис. 4 величина  $\Delta U$  есть процентное соотношение средних значений ВП, измеренных в указанных условиях. Из этих кривых, а также из результатов исследования влияния амплитуды разрядного тока ЗИ, определяемой сопротивлением  $R_1$  (рис. 1), следует, что увеличение тока разряда, частоты следования ЗИ и продолжительности нарастания ведет к снижению измеряемых значений ВП за счет увеличения энергии, выделившейся на катоде и околоскатодном слое, а также уменьшения степени перенапряжения на испытуемом промежутке.

Для уменьшения степени влияния ЗИ на измеряемую ВП следует выбирать частоту следования и амплитуду (а также энергию) этих импульсов таким образом, чтобы обеспечить равенство начальной скорости результирующего испытательного напряжения (возвращающегося напряжения) и наложенных

на него ЗИ) и начальной скорости восстанавливающегося напряжения, характерной для реальных условий. Для получения кривой  $U_{\text{в.п}} = f(t)$  достаточно осуществить три-четыре пробоя в необходимом интервале времени после нуля тока.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Таев И. С. Электрические контакты и дугогасительные устройства аппаратов низкого напряжения. М., «Энергия», 1973.
2. Тихонов В. Н., Сергеев Ю. Г. Исследования восстанавливающейся электрической прочности промежутка с гравитационным воздействием. Труды ВЭИ. Коммутационная аппаратура высокого напряжения. М.-Л., «Энергия», 1965, вып. 71.
3. Егоров Е. Г. Устройство для снятия кривой восстанавливающейся электрической прочности дугового промежутка дугогасительных устройств электрических аппаратов. А. С. № 449320 (СССР). Опубл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1974, № 41.

[8.12.1976]



УДК 621.313.126.012.7.001.24

## Частотные характеристики индукторных возбудителей

ШУСТЕРМАН М. Н.  
НИИ ЛПЭО «Электросила»

Внедрение усовершенствованных автоматических регуляторов возбуждения и проведение ряда мероприятий, направленных на повышение быстродействия систем возбуждения и устойчивой работы синхронных генераторов, требуют более точного определения динамических качеств возбудителей.

Особое значение для проектирования, расчета и наладки стабилизирующих средств представляет определение частотных характеристик, как наиболее полных показателей динамических качеств возбудителей. В статье рассматриваются частотные характеристики машинных возбудителей индукторного типа, которыми оснащаются турбогенераторы серии ТВВ в диапазоне мощности 150—500 МВт.

Получить эти характеристики экспериментально в условиях эксплуатации или на заводе-изготовителе технически затруднительно. Здесь предлагается определение частотных характеристик индукторных возбудителей расчетным путем по передаточным функциям возбудителей с использованием ранее полученных результатов [Л. 1].

**Конструктивные особенности возбудителей.** Машинные возбудители турбогенераторов серии ТВВ выполняются по унифицированной схеме рис. 1. Основным элементом возбудителя является индукторный генератор 1 переменного трехфазного тока повышенной частоты 500 Гц.

Электрические обмотки переменного тока (рабочие) и обмотки возбуждения расположены в пазах статора. Ротор обмотки не имеет, он выполнен в виде десятизубцового сердечника, набранного из листовой электротехнической стали, и приводится во вращение непосредственно от вала турбогенератора. Фазные обмотки переменного тока в зависимости от мощности возбудителя соединены в звезду или треугольник. У генератора имеется три обмотки возбуждения: основная 2 — обмотка последовательного самовозбуждения и две обмотки независимого возбуждения 3 и 4. Переменный ток индукторного генератора преобразуется в постоянный с помощью полупроводникового силового выпрямителя 6, выполненного по трехфазной мостовой схеме.

Нагрузкой возбудителя служит обмотка ротора 7 возбуждаемого турбогенератора. Напряжение возбудителя регулируется изменением магнитного потока возбуждения индукторного генератора. Основная часть потока возбуждения обеспечивается обмоткой 2, включенной последовательно в выходную цепь возбудителя и обтекаемой полным током обмотки ротора турбогенератора. Обмотки возбуждения 3 и 4 создают дополнительный магнитный поток, обеспечивая суммарный поток возбуждения индукторного генератора необходимой величины. Питание обмоток 3 и 4 осуществляется от автоматического регулятора возбуждения 8 по дифференциальной схеме. В зависимости от соотношения токов в обмотках 3 и 4 результирующий магнитный поток их может быть направлен согласно или встречно с магнитным потоком основной обмотки 2.

Для уменьшения перенапряжений, наводимых в обмотках 3 и 4 в переходных режимах, индукторные генераторы возбудителей для турбогенераторов типа ТВВ-500-2 имеют демпферные обмотки 5. Конструктивно обмотка 5 расположена в тех же пазах статора, что и обмотки возбуждения 2, 3 и 4.

С точки зрения теории автоматического регулирования описанный выше возбудитель представляет собой усилитель,

фитовыми электродами после прохождения больших токов. — «Труды ВЭИ. Коммутационная аппаратура высокого напряжения». М.-Л., «Энергия», 1965, вып. 71.

3. Егоров Е. Г. Устройство для снятия кривой восстанавливающейся электрической прочности дугового промежутка дугогасительных устройств электрических аппаратов. А. С. № 449320 (СССР). Опубл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1974, № 41.



охваченный жесткой положительной обратной связью по току выхода. Управляющее воздействие осуществляется по обмоткам 3 и 4. Наличие глубокой положительной обратной связи по току нагрузки существенно влияет на динамические свойства возбудителя. К другим особенностям возбудителя, влияющим на его динамическую характеристику, следует отнести наличие выпрямителя и больших внутренних сопротивлений индукторного генератора.

**Передаточная функция индукторного возбудителя.** Индукторный генератор обычно представляется в виде синхронного генератора [Л. 2], поэтому в данном случае применимы результаты, ранее полученные для определения передаточной функции машинного возбудителя переменного тока [Л. 1]. С учетом сделанных в [Л. 1] допущений индукторный возбудитель можно представить в виде структурной схемы рис. 2. В качестве входного управляющего воздействия приняты изменения напряжения  $\Delta U_{f3}$  и  $\Delta U_{f4}$  в цепях обмоток возбуждения 3 и 4. За выходную величину принято изменение напряжения на обмотке возбуждения возбуждаемого турбогенератора  $\Delta U_f$ . В структурной схеме рис. 2, а звенья  $W_3(p)$  и  $W_4(p)$  отражают динамику изменения н. с. (дав) обмоток возбуждения 3 и 4 с учетом магнитной связи с обмоткой последовательного самовозбуждения 2 и демпферной обмоткой 5. Положительной обратной связью  $W_2(p)$  аналогично учитывается динамика изменения н. с. обмотки последовательного самовозбуждения 2. Динамика изменения выходного напряжения возбудителя  $\Delta U_f$  от изменения суммарной н. с. всех обмоток возбуждения с учетом падения напряжения внутри индукторного генератора отображается звеном  $W_1(p)$ .

В «развернутом» виде звено  $W_1(p)$  представлено на рис. 2, б. Звено  $W_1(p)$  отображает зависимость внутренней э. д. с. индукторного генератора от суммарной н. с. обмоток возбуждения. Внутренним контуром из звеньев  $W_{12}(p)$  и  $W_{13}(p)$  представлен вентильный преобразователь с входным воздействием в виде отклонений напряжения «ненажженной» э. д. с.  $\Delta U$ . Отрицательными обратными связями  $W_{13}(p)$  и  $W_{14}(p)$  учитываются потери напряжения в реактивностях коммутации и на размагничивающую реакцию якоря возбудителя по току нагрузки. Передаточные функции звеньев схемы рис. 2, б с учетом реальных соотношений сопротивлений и индуктивностей обмотки возбуждения турбогенераторов и обмотки последовательного самовозбуждения  $r_2 \ll R_{fH}$ ;  $T_{d0}, r_2 \ll T_f, R_{fH}$ ;  $T_d \leq T_f \leq T_{d0}$  имеют следующий вид:

$$W_{11}(p) = k_1 k_{aw0}; \quad (1)$$

$$W_{12}(p) = k_0; \quad (2)$$

$$W_{13}(p) = \frac{k_1}{k_0 R_{fH} (1 + T_f p)}; \quad (3)$$

$$W_{14}(p) = \frac{k_0 k_2 x_d z_6 + k_3 R_{fH} T_f p}{k_0 R_{fH} (1 + T_f p)}. \quad (4)$$

Согласно схеме рис. 2, б передаточная функция звена  $W_1(p)$  определяется выражением

$$W_1(p) = \frac{\Delta U_f}{\Delta u_f} = \frac{W_{11}(p) W_{12}(p)}{1 + [W_{13}(p) + W_{14}(p)] W_{12}(p)}.$$

С учетом (1) — (4)

$$W_1(p) = \frac{k_{aw}(1 + T_f p)}{1 + k_s T_f p}, \quad (5)$$

где

$$k_4 = \frac{1}{1 + \frac{k_1}{R_{fH}} + k_0 k_2 \frac{x_d z_6}{R_{fH}}}; \quad (6)$$

$$k_{aw} = k_{aw0} k_0 k_1 k_4; \quad (7)$$

$$k_5 = (1 + k_3) k_4. \quad (8)$$

Выражения для коэффициентов  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  и  $k_4$  приведены в приложении.

Передаточные функции  $W_2(p)$ ,  $W_3(p)$  и  $W_4(p)$  легко определяются по операторным сопротивлениям для магнитно-связанных контуров [Л. 3]. С учетом конструктивного расположения всех обмоток возбуждения и демпферной обмотки в общих пазах магнитной системы индукторного генератора примем коэффициент магнитной связи между обмотками 2, 3, 4 и 5 одинаковым и равным единице. Опуская промежуточные преобразования, приведем конечные выражения:

$$W_2(p) = \frac{\Delta a \omega_2}{\Delta U_f} = \frac{w_2}{R_{fH}} \cdot \frac{1}{(T_{10} p + 1) (T_f p + 1)}, \quad (9)$$

$$W_3(p) = \frac{\Delta a \omega_3}{\Delta u_{f3}} = \frac{w_3}{r_{f3}} \frac{1}{T_{10} p + 1}; \quad (10)$$

$$W_4(p) = \frac{\Delta a \omega_4}{\Delta u_{f4}} = \frac{w_4}{r_{f4}} \frac{1}{T_{10} p + 1}, \quad (11)$$

где

$$T_{10} = T'_{d03} + T'_{d04} + T_{d05}; r_{f3} = r_3 + r'_3; r_{f4} = r_4 + r'_4;$$

$$T'_{d03} = \frac{r_3}{r_{f3}} T_{d03}; T'_{d04} = \frac{r_4}{r_{f4}} T_{d04}.$$

На основании дифференциальной схемы подключения обмоток 3 и 4 к выходу автоматического регулятора возбуждения управляющее воздействие регулятора возбуждения  $\Delta u_f$  можно рассматривать как сумму сигналов  $\Delta u_{f3}$  и  $\Delta u_{f4}$ , поступающих на обмотки 3 и 4. С учетом этого получим передаточную функцию индукторного возбудителя по управляющему воздействию на обмотки независимого возбуждения, соответствующую структурной схеме рис. 2:

$$W(p) = \frac{\Delta U_f}{\Delta u_f} = \frac{[W_3(p) + W_4(p)] W_1(p)}{1 - W_1(p) W_2(p)} = \\ = \frac{\left(\frac{w_3}{r_{f3}} + \frac{w_4}{r_{f4}}\right) k_{aw}}{1 - k_c} \frac{1 + T_f p}{\frac{k_s T_{10} T_f p^2}{1 - k_c} + \frac{(T_{10} + k_5 T_f) p}{1 - k_c} + 1}, \quad (12)$$

где

$$k_c = \frac{w_2 k_{aw}}{R_{fH}}.$$

Принимая во внимание реальные соотношения величин  $T_{10}$  и  $T_f$ , выражение (12) с большой степенью точности можно представить в упрощенном виде:

$$W_1(p) = \frac{k_b (1 + T_f p)}{(1 + T' p) (1 + T'' p)}, \quad (13)$$

где

$$T' \approx \frac{k_5 T_{10} T_f}{T_{10} + k_5 T_f}; T'' \approx \frac{T_{10} + k_5 T_f - (1 - k_c) T'}{1 - k_c};$$

$$k_b = \frac{\left(\frac{w_3}{r_{f3}} + \frac{w_4}{r_{f4}}\right) k_{aw}}{1 - k_c},$$

Передаточная функция (12) получена при упрощенном представлении импеданса обмотки ротора возбуждаемого турбогенератора в виде  $z_f(p) = R_{fB}(1 + T_f p)$ , где  $T_f$  — эквивалентная постоянная времени с учетом действия магнитно-связанных контуров ротора и статора (соответственно  $T'_{do}$  в режиме холостого хода и  $T'_d$  в режиме короткого замыкания).

В случае необходимости полученные результаты можно уточнить, заменив в выражении (12) член  $T_f(p)$  на  $[z_f(p)/R_{fB} - 1]$ , при этом импеданс  $z_f(p)$  должен быть опре-

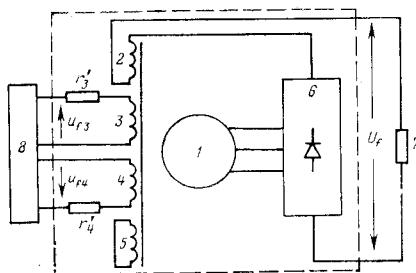


Рис. 1. Унифицированная схема машинных возбудителей.

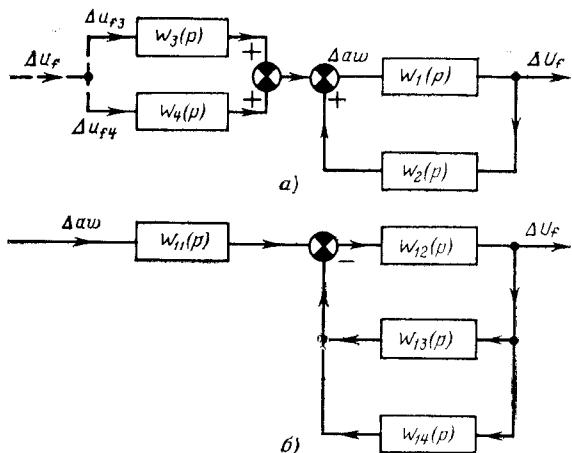


Рис. 2. Структурная схема индукторного возбудителя.

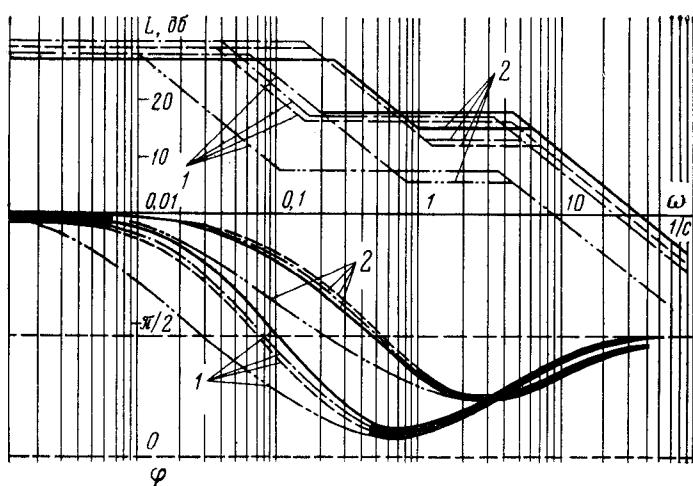


Рис. 3. Логарифмические частотные характеристики возбудителей.  
1 — при  $T_f = T'_{do}$ ; 2 — при  $T_f = T'_d$ ; — для TBB-165-2;  
— для TBB-200-2; — для TBB-320-2; — для TBB-500-2;

делен по известной схеме замещения обмотки ротора с учетом его массы либо по частотной характеристике обмотки, полученной экспериментально.

Коэффициент  $k_e = w_2 k_{aw} / R_{fH}$  отражает глубину положительной обратной связи, охватывающей возбудитель в виде последовательной обмотки самовозбуждения, и в практике называется коэффициентом компаундирования.

Перекомпаундингование индукторных возбудителей ( $1 - k_e < 0$ ) приводит к тому, что общий коэффициент усиления возбудителя и одна из постоянных времени  $T''$  в передаточной функции (13) имеют отрицательные значения. В результате передаточные функции индукторных возбудителей содержат множитель вида  $1/(Tp - 1)$ , соответствующий, как известно, неустойчивому апериодическому звону.

В таблице сопоставляются некоторые расчетные и опытные значения коэффициентов передаточной функции индукторных возбудителей.

Тип возбудителя	$k_{aw}$		$k_c$	
	расчет	опыт	расчет	опыт
ВГТ-2500-500	0,176	0,15—0,19	1,19	1,17—1,3
ВГТ-2700-500	0,128	0,11—0,13	1,11	1,07—1,15
ВГТ-4500-500	0,173	0,14—0,18	1,12	1,12—1,25
ВГТ-5000-500	0,188	0,16—0,19	1,06	0,98—1,1

Разброс в значениях коэффициентов, полученных экспериментально на многих электростанциях, в значительной мере объясняется различной конструкцией и, следовательно, различным индуктивным сопротивлением токоподвода от индуктивного генератора к выпрямительной установке, а также изменением сопротивлений обмоток роторов в зависимости от тепловых режимов турбогенераторов.

**Частотные характеристики.** Используя полученные выражения передаточной функции, можно построить частотные характеристики.

На рис. 3 изображены логарифмические амплитудные и фазовые характеристики индукторных возбудителей, построенные по (13) для двух предельных значений постоянной времени обмотки ротора возбуждаемого турбогенератора, соответствующих режимам холостого хода ( $T'_{d0}$ ) и трехфазного короткого замыкания ( $T''_{d0}$ ). Характеристики дают возможность определить угол фазового сдвига выходного напряжения возбудителя при подаче на его вход напряжения определенной частоты, например  $f=1$  Гц ( $\omega=6,28$  с). Значение этого угла, определенное для всех возбудителей данной серии, при частоте входного напряжения  $f=1$  Гц лежит в пределах 50—65° и в основном определяется частотными свойствами контура независимых обмоток возбуждения индукторного генератора.

Как видно из характеристик, рассмотренные возбудители из-за своей неустойчивости в разомкнутом состоянии относятся к группе так называемых неминимально-фазовых звеньев, сравнительно редко применяемых в системах автоматического регулирования.

**Пример.** Определим коэффициенты передаточной функции индукторного возбудителя турбогенератора мощностью 500 МВт в режиме холостого хода. Параметры турбогенератора типа ТВВ-5000-2:  $U_{fH}=480$  В;  $R_{fH}=0,133$  Ом;  $T'_{d0}=9,2$  с;  $T''_{d0}=1,2$  с; параметры возбудителя типа ВГТ-5000-500:  $z_6=0,105$  Ом;  $x_d=0,65$ ;  $x_q=0,62$ ;  $x'_d=0,40$ ;  $x''_d=0,38$ ;  $x''_q=0,52$ ;  $k_{aw0}=0,128$  В/А;  $w_3=w_4=32$ ;  $r_3=r_4=0,93$  Ом;  $r'_3=3,5$  Ом;  $r''_4=10$  Ом;  $T_{d03}=T_{d04}=0,65$  с;  $w_2=0,75$ ;  $r_2=0,16 \cdot 10^{-3}$  Ом;  $T_{d02}=2$  с;  $T_{d05}=0,1$  с.

Результаты расчета:

$$x_{k,r} = \frac{x''_d + x''_q}{2} = 0,45 \text{ — реактансы коммутации индукторного генератора; } x_k = x_{k,r} + x_c = 0,5 \text{ — реактансы коммутации с учетом реактанса } x_c \text{ токоподвода от индуктивного генератора.}$$

ра к выпрямительной установке, условно принятого равным  $0,1x_{k,r}$ ;

$$X_d = x_d - x_{k,r} = 0,2; X_q = x_q - x_{k,r} = 0,07; \frac{x_k z_6}{R_{fH}} = 0,39.$$

Выпрямитель работает в «режиме 2», так как  $\frac{\pi}{9} <$

$$< \frac{x_k z_6}{R_{fH}} < \frac{\pi}{3}$$

$$k_0 = 2,76; k_i = 0,745; \frac{k_1}{R_{fH}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{x_k z_6}{R_{fH}} = 0,645; \cos \varphi_0 = \frac{k_0}{3k_i} \frac{1}{1 + \frac{k_1}{R_{fH}}} = 0,75; \varphi_0 = 41^\circ;$$

$$\operatorname{tg} \theta_0 = \frac{k_0 k_i \frac{X_q z_6}{R_{fH}} \cos \varphi_0}{1 + \frac{k_1}{R_{fH}} + k_0 k_i \frac{X_q z_6}{R_{fH}} \sin \varphi_0} = 0,05; \theta_0 \approx 3^\circ;$$

$$\psi_0 = \varphi_0 + \theta_0 = 44^\circ; X_{qR} = X_q + \frac{R_{fH} \operatorname{tg} \varphi_0}{z_6 \cdot 3k^2 i} = 0,735;$$

$$X_{q1} = X_{qR} + X_q \sin^2 \psi_0 = 0,77; X_{q2} = X_{qR} -$$

$$-(X_d - X_q) \sin^2 \psi_0 = 0,67; k_i \approx \frac{X_{q1}}{X_{q2}} = 1,15;$$

$$k_2 \approx 2k_1 \frac{X_q R}{X_{q2}} \sin \psi_0 = 1,13; k_3 \approx k_i \frac{X_d}{X_{q2}} \frac{\sin \psi_0}{\sin \varphi_0} = 0,236.$$

Коэффициенты  $k_1$ ,  $k_2$  и  $k_3$  определены по упрощенным формулам [Л. 1] с учетом малого значения угла  $\theta_0$  ( $\cos \theta_0 \approx 1$ ;  $\sin \theta_0 \approx 0$ ).

Согласно (6)—(13) получим:

$$k_4 = 0,47; k_{aw} = 0,188; k_5 = 0,58; T'_{d03} = 0,135 \text{ с}; T'_{d04} = 0,055 \text{ с}; T_{10} = 0,29 \text{ с}; k_6 = 1,06; T' = 0,275 \text{ с}; T'' = -95 \text{ с; при } T_f = T'_{d0} \text{ } k_b = -31,4.$$

**Принятые обозначения:**

$U_{fH}$ ,  $R_{fH}$  — напряжение и сопротивление обмотки ротора возбуждаемого турбогенератора вnomинальном режиме;

$z_6$  — базисное сопротивление фазы обмотки переменного тока индукторного генератора, рассчитанное для соединения фаз обмотки в звезду, Ом;

$x_d$ ,  $x_q$ ,  $x'_d$ ,  $x''_d$ ,  $x''_q$  — реактансы обмотки переменного тока индукторного генератора в относительных единицах;

$w_2(w_3, w_4)$  — число витков на полюс обмотки возбуждения 2 (3, 4) индукторного генератора;

$T_{d02}(T_{d03}, T_{d04}, T_{d05})$  — постоянная времени обмотки 2 (3, 4, 5) индукторного генератора при разомкнутых других обмотках, с;

$r_2(r_3, r_4)$  — сопротивление обмотки 2 (3, 4), Ом;

$r'_3(r'_4)$  — добавочное сопротивление в контуре обмотки возбуждения 3 (4), Ом;

$k_{aw0}$  — коэффициент зависимости фазной э. д. с. обмотки переменного тока индукторного генератора от н. с. на полюс обмоток возбуждения, В/А.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шустерман М. Н. Машинный возбудитель переменного тока как звено системы автоматического регулирования. — «Электричество», 1973, № 12, с. 43—48.

2. Алексеева М. М. Машинные генераторы повышенной частоты. Л., «Энергия», 1967.

3. Ульянов С. А. Электрические переходные процессы в электрических системах. М., «Энергия», 1964.

[21.5.1976]



## О моделировании переходных процессов в цепях с иррациональными передаточными функциями

ЛЫЧКИНА Г. П.

Московский институт тонкой химической технологии им. М. В. Ломоносова

Иррациональные передаточные функции находят все более широкое распространение при исследовании процессов в системах с распределенными параметрами в задачах электротехники [Л. 1], теории электрических машин [Л. 2] и др. К настоящему времени уже достаточно полно разработана теория автоматического управления объектами с распределенными параметрами. Выведены основные критерии устойчивости, методы анализа качества систем с такими объектами, описываемыми иррациональными передаточными функциями.

Очевидны и преимущества исследования систем автоматического регулирования на аналоговых вычислительных машинах (АВМ). Трудность представляет лишь сам процесс реализации моделей иррациональных передаточных функций. При решении на АВМ задач с распределенными параметрами, описываемыми уравнениями в частных производных, используются различные подходы:

а) конечно-разностная аппроксимация дифференциальных уравнений в частных производных [Л. 3];

б) представление иррациональных передаточных функций в виде аппроксимирующей суммы рациональных передаточных функций [Л. 4—6];

в) применение специальных элементов, обладающих сопротивлениями с иррациональными характеристиками [Л. 7].

В данной статье рассматривается вопрос о точности и виде моделей иррациональных передаточных функций, представляемых в виде сумм рациональных передаточных функций, а также показывается методика пересчета параметров моделей различных видов.

Аппроксимация иррационального звена на АВМ может быть выполнена либо на одном операционном усилителе с включением на его вход или в обратной связи многозвенной *rC* цепи (рис. 1), либо с помощью набора типовых интегрирующих и суммирующих усилителей, соответствующих рациональным звеньям. Для обеспечения необходимой точности представления иррационального звена обычно требуется значительное число рациональных звеньев, поэтому более предпочтительным является моделирование на одном операционном усилителе, так как оно позволяет использовать для анализа систем с иррациональными функциями малые АВМ.

Моделирование иррационального звена рациональными соединено с внесением методических погрешностей, связанных с тем, что распределенные параметры объекта представляются сосредоточенными. При большом числе звеньев погрешность может быть мала, но возникает трудность реализации модели с большим числом звеньев. Поэтому возникает задача выбора оптимального числа звеньев модели, обеспечивающего необходимую точность моделирования.

Будем рассматривать в качестве примера описание объекта с распределенными параметрами иррациональную передаточную функцию вида

$$W(p) = \frac{1}{1 + VpT} \quad (1)$$

Ей соответствует весовая функция

$$w(t) = \frac{1}{T} \left( \sqrt{\frac{T}{\pi t}} - e^{\frac{t}{T}} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{t}{T}} \right),$$

где  $T$  — постоянная времени.

Для нахождения модели в работе [Л. 5] было предложено использовать аналогию с длинными линиями, входное со-

противление которых при бесконечной длине линии имеет вид:

$$Z(p) = \frac{1}{VpT_0}.$$

Дискретная модель длинной линии, составленная из *rC*-звеньев, включается в обратную связь операционного усилителя АВМ (рис. 1).

Если в обратной связи усилителя находилась бы бесконечная линия с распределенными параметрами, то была бы получена точная модель иррациональной передаточной функции:

$$W(p) = \frac{Z(p)R_0}{[Z(p) + R_0]R} = \frac{k}{1 + VpT}.$$

Передаточная функция модели  $W_{M1}(p)$  с  $n$ -звенной *rC*-цепью в обратной связи усилителя [Л. 5] будет иметь тот же вид, но обладает погрешностями дискретности и конечности.

В работе [Л. 2] при исследовании сложной динамической зависимости изменения магнитного потока при коммутации машин постоянного тока для аппроксимации передаточной функции (1) использовалось выражение [Л. 8]:

$$W_{MII}(p) = 1 - \frac{0,32p}{p + \frac{1}{0,05T}} - \frac{0,4p}{p + \frac{1}{1,25T}} - \frac{0,2p}{p + \frac{1}{17T}} - \frac{0,08p}{p + \frac{1}{300T}} = 1 - \sum_{i=1}^4 \frac{k_i \alpha_i p}{1 + p \alpha_i}, \quad (2)$$

моделируемое на АВМ с помощью интегрирующих и суммирующих усилителей.

На рис. 2 приведены годографы передаточной функции  $W(p)$  идеального полуинерционного звена (1) и его двух моделей. Первая модель рассчитывалась по методике, описанной в [Л. 5], исходя из обеспечения погрешности моделирования не более 5% в диапазоне частот  $\Omega_n < \Omega < \Omega_s$ , где  $\Omega = \omega T$ . Вторая модель хорошо соответствует идеальному полуинерционному звену в области низких частот. В области высоких частот наблюдаются существенные отклонения годографов  $W_{M1}$  и  $W_{MII}$  от  $W$ , вызванные ограничением числа членов в разложении передаточной функции иррационального звена (погрешность конечности). Если при применении первой модели исследователь заранее знает допустимый диапазон изменения частот, в котором моделирование осуществляется с наперед заданной точностью, то при работе со второй моделью без предварительного ее анализа он об этом не знает. При применении второй модели в области высоких частот могут быть получены значительные погрешности, что и имело место в работе [Л. 8], когда оказалось, что в результате моделирования двух полуинерционных звеньев на АВМ с помощью моделей (2) годограф заходит в третий квадрант, что принципиально невозможно.

Пусть известна математическая модель иррационального звена в виде рационального ряда  $W_{MII}(p)$ , удовлетворяющая заданной точности моделирования. Рассмотрим методику, позволяющую синтезировать по этому ряду параметры модели

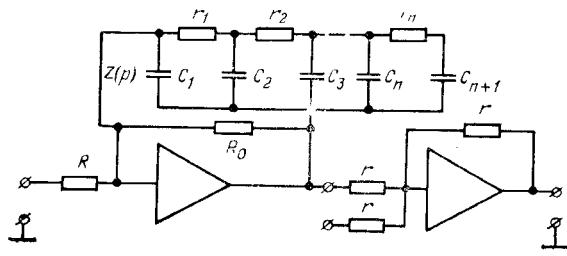


Рис. 1.

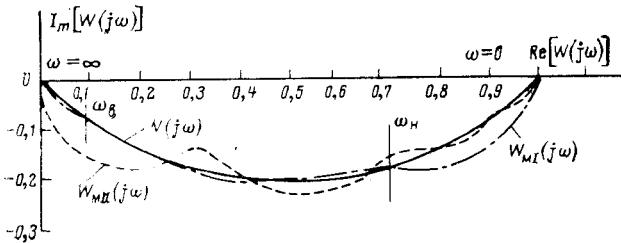


Рис. 2.

на одном операционном усилителе с помощью  $rC$ -элементов в обратной связи и активного сопротивления на входе операционного усилителя.

Приведем передаточную функцию  $W_{\text{MII}}(p)$  к виду:

$$W_{\text{MII}}(p) = \frac{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0}{p^{n+1} + a_n p^n + \dots + a_1 p + a_0}, \quad (3)$$

где в нашем конкретном случае  $n = 3$ , а также  $a_0 = b_0$

и  $b_{n+1} = 0$ , так как  $\sum_{i=1}^n k_i = 1$ ;

в таком же виде представим передаточную функцию модели на одном операционном усилителе

$$W_{\text{MI}}(p) = \frac{b_{n,n} p^n + b_{n-1,n-1} p^{n-1} + \dots + b_{1,1} p + b_{0,0}}{p^{n+1} + a_{n+1,n} p^n + \dots + a_{n+1,1} p + a_{0,0}}, \quad (4)$$

откуда найдем операторное выражение входного сопротивления цепной схемы в обратной связи операционного усилителя

$$Z_n(p) = \frac{\beta_n(p)}{\alpha_{n+1}(p)} = \frac{\beta_{n,n} p^n + \beta_{n-1,n-1} p^{n-1} + \dots + \beta_{1,1} p + \beta_{0,0}}{a_{n+1,n} p^{n+1} + a_{n+1,n-1} p^n + \dots + a_{n+1,1} p + a_{0,0}}. \quad (5)$$

Здесь при определении параметров модели на одном операционном усилителе по коэффициентам заданной модели принято во внимание равенство коэффициентов  $a_{n+1,i} = a_i$  и  $b_{n,i} = b_i$ , тогда

$$\alpha_{n+1,i} = a_i \alpha_{n+1,n+1} - \frac{\beta_{n,i}}{R_0};$$

$$\beta_{n,i} = b_i \alpha_{n+1,n+1} + R_0.$$

В этих и последующих выражениях первый индекс у коэффициента указывает номер звена цепной схемы, а второй — степень  $p$ , при которой стоит этот коэффициент.

Рекуррентные соотношения для синтеза модели получим путем последовательного рассмотрения звеньев в обратной связи операционного усилителя, как показано на рис. 3. Первоначально схема представляется параметрами первого звена модели  $r_1$  и  $C_1$  и входным сопротивлением  $Z_{n-1}$  оставшейся части модели (рис. 3, а).

$$Z_{n-1}(p) = \frac{\beta_{n-1}(p)}{\alpha_n(p)} = \frac{1}{\frac{1}{Z_n(p)} - pC_1} - r_1 =$$

$$= \frac{\beta_{n-1,n-1} p^{n-1} + \beta_{n-1,n-2} p^{n-2} + \dots + \beta_{n-1,1} p + \beta_{n-1,0}}{a_{n,n} p^n + a_{n,n-1} p^{n-1} + \dots + a_{n,1} p} =$$

$$= \frac{\beta_n(p) - r_1 \alpha_{n+1}(p) + \beta_n(p) p C_1}{a_{n+1,n}(p) - \beta_n(p) p C_1}. \quad (6)$$

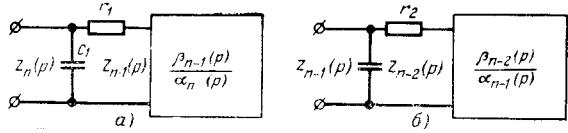


Рис. 3.

Полином числителя имеет порядок  $n-1$ , поэтому должны выполняться следующие условия в уравнении (6):

$$\beta_{n-1,n+1} = \beta_{n,n} C_1 r_1 - r_1 \alpha_{n+1,n+1} = 0;$$

$$\beta_{n-1,n} = \beta_{n,n} - r_1 \alpha_{n+1,n} + \beta_{n,n-1} C_1 r_1 = 0,$$

откуда

$$C_1 = \frac{1}{\beta_{n,n}};$$

$$r_1 = \frac{\beta_{n,n}}{\alpha_{n+1,n} - \beta_{n,n-1} C_1}.$$

Если бы были известны коэффициенты полиномов  $\alpha_n(p)$  и  $\beta_{n-1}(p)$ , то путем аналогичного рассмотрения схемы на рис. 3, б были бы найдены  $C_2$ ,  $r_2$ . Параметры  $i$ -го звена будут следующими:

$$C_i = \frac{1}{\beta_{n-i+1,n-i+1}};$$

$$r_i = \frac{\beta_{n-i+1,n-i+1}}{\alpha_{n-i+2,n-i}\beta_{n-i+1,n-i+1} - \beta_{n-i+1,n-i}}.$$

Покажем теперь, как по известным коэффициентам  $\alpha_{n+1}(p)$  и  $\beta_n(p)$  и найденным значениям  $r_1$  и  $C_1$  можно определить коэффициенты полиномов  $\alpha_n(p)$  и  $\beta_{n-1}(p)$ . Для этого представим знаменатель уравнения (6), имеющий порядок  $n$ , в виде

$$\alpha_n(p) = \alpha_{n+1}(p) - p C_1 \beta_n(p) = (\alpha_{n+1,n+1} - C_1 \beta_{n,n}) p^{n+1} + (\alpha_{n+1,n} - C_1 \beta_{n,n-1}) p^n + \dots + (\alpha_{n+1,1} - C_1 \beta_{n,1}) p^1 + \dots + (\alpha_{n+1,0} - C_1 \beta_{n,0}) p. \quad (7)$$

Аналогичным образом запишем числитель, порядок которого  $n-1$ :

$$\begin{aligned} \beta_{n-1}(p) &= \beta_n(p) - r_1 \alpha_{n+1}(p) + p r_1 C_1 \beta_n(p) = \\ &= (r_1 C_1 \beta_{n,n} - r_1 \alpha_{n+1,n+1}) p^{n+1} + (r_1 C_1 \beta_{n,n-1} + \beta_{n,n} - r_1 \alpha_{n+1,n}) p^n + \dots + (r_1 C_1 \beta_{n,n-i+1} + \beta_{n,n-i+1} - r_1 \alpha_{n+1,n-i+1}) p^{n-i+1} + \dots + (r_1 C_1 \beta_{n,0} + \beta_{n,0} - r_1 \alpha_{n+1,0}) p + \beta_{n,0}. \end{aligned} \quad (8)$$

С учетом условия  $\alpha_{n,n} = 1$  из (7) получим:

$$\alpha_{n,n-i} = \frac{\alpha_{n+1,n-i} - C_1 \beta_{n,n-i-1}}{\alpha_{n+1,n} - C_1 \beta_{n,n-1}},$$

где  $i$  меняется от нуля до  $n-1$ .

Из выражения (8) найдем:

$$\beta_{n-1,n-i} = \frac{r_1 C_1 \beta_{n,n-i-1} + \beta_{n,n-i} - r_1 \alpha_{n+1,n-i}}{\alpha_{n+1,n} - C_1 \beta_{n,n-1}}.$$

Обобщая полученные результаты, запишем рекуррентные соотношения для коэффициентов:

$$\alpha_{n-i+1,n-i} = \frac{\alpha_{n-i+2,n-i} - C_1 \beta_{n-i+1,n-i-1}}{\alpha_{n-i+2,n-i+1} - C_1 \beta_{n-i+1,n-i}};$$

$$\beta_{n-i,n-i} = \frac{\beta_{n-i+1,n-i} + r_1 C_1 \beta_{n-i+1,n-i-1} - r_1 \alpha_{n-i+2,n-i}}{\alpha_{n-i+2,n-i+1} + C_1 \beta_{n-i+1,n-i}},$$

при этом  $\alpha_{n-i+1,n-i+1} = 1$ .

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Нетушил А. В. Объект индукционного или радиационного нагрева как звено системы автоматического регулирования. — «Изв. АН СССР. Энергетика и автоматика», 1962, № 2.

2. Пашек В., Глинка Т. Исследование коммутационных свойств машин постоянного тока при изменяющемся токе нагрузки. — «Электричество», 1974, № 3.

3. Карплюс У. Моделирующие устройства для решения задач теории поля. М., Изд-во иностр. лит., 1962.

4. Михайлов В. М. Переходный процесс в разрядном контуре конденсатора с массивным одновитковым соленоидом. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1974, № 2.

5. Лычкоина Г. П., Нетушил А. В. Моделирование процессов управления объектами с распределенными параметрами при нелинейных граничных условиях. — В кн.: Теория аналоговых и комбинированных вычислительных машин, методы математического моделирования. М., «Наука», 1969.

6. Бальян Р. Х., Рошаль М.И. Анализ динамических характеристик участков кабельной линии по корням характеристического уравнения. — «Электричество», 1975, № 3.

7. Дегтярь Л. Э., Коган Б. Я., Чернышев М. К. Устройство моделирования объектов, описываемых иррациональными функциями. А. С. № 179102 (СССР). Опубл. в бюл. «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1966, № 4.

8. Paszek W., Glinka T. Zastosowanie maszyny analogowej do określania obszaru beziskrowej homutacji maszyny pradu stałego ze wzbudzenia obcym przy nieustalonym pradzie tworzącego. — «Archiwum Electrotechniki», 1970, № 4.

[19.10.1976]



УДК 621.514.211.011.1

## Выбор оптимального отношения потерь в трансформаторах малой мощности

Канд. техн. наук, доц. КОФМАН Д. Б.

Москва

Выбор отношения потерь в магнитопроводе  $p_c$  к потерям в обмотке  $p_o$  является важной задачей проектирования трансформаторов малой мощности (ТММ), поскольку от этого отношения во многом зависят как энергетические, так и массо-габаритные показатели изделия. Определению оптимального значения отношения потерь  $\gamma_{\text{опт}}$  посвящено значительное число работ (например, [Л. 1—3]). Полученные в них рекомендации основываются на эмпирических методах теплового расчета ТММ и поэтому носят ограниченный характер, не раскрывая полной картины физических процессов в трансформаторе.

Например, в [Л. 1] для определения  $\gamma_{\text{опт}}$  приводится соотношение

$$\gamma_{\text{опт}} = 1 + \frac{P_c}{P_o} - 0,2 \left( \frac{P_c}{P_o} \right)^2, \quad (1)$$

где  $P_c$  и  $P_o$  — открытая поверхность магнитопровода и обмотки соответственно.

Из (1) следует физически необъяснимый вывод: с ростом отношения поверхностей до  $P_c/P_o = \bar{P} = 2,5$  значение  $\gamma_{\text{опт}}$  растет (удельные показатели трансформатора улучшаются), а при  $\bar{P} = P_c/P_o > 2,5$  значение  $\gamma_{\text{опт}}$  падает и удельные показатели ТММ ухудшаются.

Изложенная в [Л. 4] методика расчета максимального превышения температуры обмотки трансформатора, построенная на аналитическом решении поля температур в обмотке с учетом теплового режима магнитопровода, позволяет уточнить физическую картину процессов теплообмена в ТММ и влияние на  $\gamma_{\text{опт}}$  как геометрических соотношений, так и других факторов и, в частности, максимально допустимого превышения температуры  $\tau_m$ , условий теплообмена с окружающей средой  $a$ , теплопроводности материала обмотки  $\lambda$  и ряда других. Рассмотрение указанных вопросов можно провести путем анализа уравнения электромагнитной мощности  $P_{\text{эм}}$  в параметрической форме, полученного для ТММ минимальной массы, в системе единиц СИ. Из [Л. 2]

$$P_{\text{эм}} = \frac{2k_\phi}{V n_1 k_q} f s_o s_c k_o k_c B j 10^8 = A B j; \quad (2)$$

из [Л. 4]:

$$k_m = 1 + 0,52 (r_1 - r_2)^2 \frac{P_o}{\lambda V_o} 10^{-3}, \quad (3)$$

$$\tau_m = \frac{(p_o + k_a p_c) k_m}{a P_o \left( 1 + \frac{\lambda_i - \alpha}{\lambda_i} \frac{P'_c}{P_o} \right)} + \frac{k_m - 1}{\alpha_o}, \quad (4)$$

где  $f$  — частота сети;  $s_o$ ,  $s_c$ ,  $k_o$ ,  $k_c$  — сечения окна и стержня магнитопровода и соответствующие коэффициенты заполнения сечений обмоткой и сталью;  $r_1$  и  $r_2$  — эквивалентные радиусы катушки (наружный и внутренний);  $k_\phi$  и  $k_q$  — коэффициенты

формы напряжения и распределения окна между обмотками ТММ;  $n_1$  — число полуобмоток первичной стороны (см. [Л. 2]);  $k_a$  — коэффициент анизотропии магнитопровода;  $\alpha_o$  — температурный коэффициент сопротивления материала обмотки;  $\alpha$  и  $\lambda$  — коэффициенты теплоотдачи и теплопроводности обмотки;  $\lambda_i$  — коэффициент теплопроводности наружной изоляции обмотки;  $P'_c$  — приведенная к равнотемпературной, открытая поверхность магнитопровода (см. [Л. 4]);  $V_o$  — объем обмотки;  $B$  и  $j$  — индукция в магнитопроводе и плотность тока в обмотке;  $\tau_m$  — превышение температуры максимально нагретой точки обмотки.

Уравнение (4) с учетом (3) приведем к виду:

$$\tau_m = H p_o + Y p_c + \mathcal{K} p_c + \Phi p_c^2, \quad (5)$$

где

$$H = \frac{1}{\alpha \left( P_o + \frac{\lambda_i - \alpha}{\lambda_i} P'_c \right)} + \frac{0,52 (r_1 - r_2)^2 10^{-3}}{\lambda V_o \alpha_o},$$

$$Y = \frac{0,52 (r_1 - r_2)^2 k_a 10^{-3}}{\alpha \lambda V_o \left( P_o + \frac{\lambda_i - \alpha}{\lambda_i} P'_c \right)},$$

$$\mathcal{K} = \frac{k_a}{\alpha \left( P_o + \frac{\lambda_i - \alpha}{\lambda_i} P'_c \right)},$$

$$\Phi = \frac{0,52 (r_1 - r_2)^2 10^{-3}}{\alpha \lambda V_o \left( P_o + \frac{\lambda_i - \alpha}{\lambda_i} P'_c \right)}.$$

Потери в обмотках и магнитопроводе ТММ могут быть представлены равенствами:

$$p_o = f^2 \rho V_o k_o 10^6 = D j^2, \quad (6)$$

$$p_c = P_{1/1} \left( \frac{f}{1000} \right)^\alpha B^2 G_c = C B^2. \quad (7)$$

С учетом (5) — (7) уравнение для электромагнитной мощности (2) будет:

$$P_{\text{эм}} = \frac{A}{V D C} \sqrt{p_o p_c} = N \sqrt{p_o p_c}, \quad (8)$$

где  $N = A / \sqrt{D C}$  — постоянная трансформатора, характеризующая его геометрию и свойства материала магнитопровода и обмотки.

Из (8) следует, что  $N = P_{\text{эм}}$  при  $p_o p_c = 1$ , т. е. постоянная  $N$  есть электромагнитная мощность трансформатора, по-

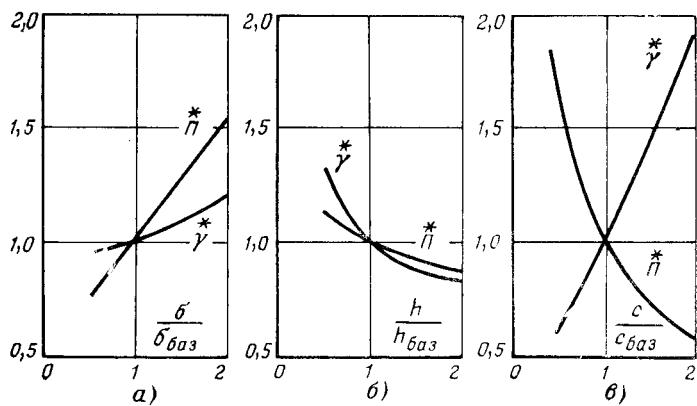


Рис. 1. Относительные изменения отношения потерь  $\gamma^* = \gamma/\gamma_{\text{баз}}$  и поверхности охлаждения  $\bar{P}^*/\bar{P}_{\text{баз}}$  в зависимости от ширины магнитопровода  $\frac{b}{b_{\text{баз}}} = b/b_{\text{баз}}$  (а), высоты окна  $\frac{h}{h_{\text{баз}}} = h/h_{\text{баз}}$  (б) и ширины окна  $\frac{c}{c_{\text{баз}}} = c/c_{\text{баз}}$  (в).

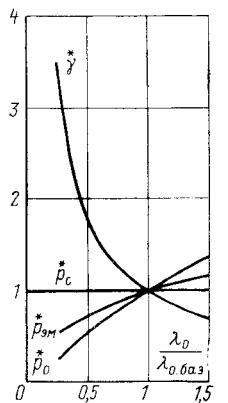


Рис. 2. Влияние среднекомпактной теплопроводности обмотки.

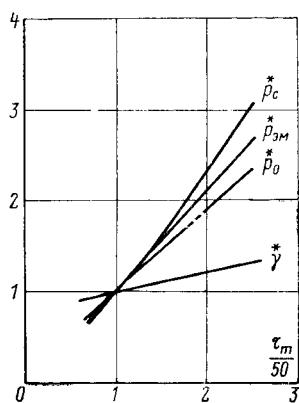


Рис. 3. Влияние допустимого превышения температуры обмотки.

строенного на рассматриваемом стержне, при условии, что  $\rho_{\text{об}}\rho_{\text{с}}=1$ . Как видно, значение трансформируемой мощности зависит от тепловых процессов и определяется, в частности, допустимым произведением потерь в его элементах. Поскольку потери в стали и в обмотке по-разному влияют на превышение температуры обмотки, то, решив совместно равенства (5) и (8), найдем зависимость электромагнитной мощности от превышения температуры и потерь в обмотке трансформатора в виде:

$$P_{\text{эм}} = N \sqrt{p_o \frac{\tau_m - H p_o - \Phi p_o^2}{\bar{K} + Y p_o}}. \quad (9)$$

Приравнивая максимальное превышение температуры допустимому, т. е. принимая  $\tau_m = \tau_{\text{доп}}$ , и исследовав (9) на экстремум по  $p_o$ , получим следующее выражение для определения оптимальных потерь в обмотке:

$$2\Phi Y p_o^3 + (H Y + 3\Phi K) p_o^2 + 2\bar{K} H p_o - \bar{K} \tau_{\text{доп}} = 0. \quad (10)$$

Для конкретного типоразмера стержня это уравнение может быть решено графически, после чего легко определяется и максимум электромагнитной мощности по (9). Можно получить приближенное решение (10), если учесть, что постоянная  $\Phi$ , как следует из (5), значительно меньше других коэффициентов. Приняв  $\Phi=0$ , из (10) получим:

$$p_{o,\text{опт}} = \frac{\bar{K}}{Y} \left( \sqrt{1 + \frac{Y}{\bar{K} H}} - 1 \right). \quad (11)$$

Параметры	Типоразмер магнитопровода			
	ШЛ 20×40		ШЛ 25×25	
	Точный метод	Приближенный метод	Точный метод	Приближенный метод
$H, ^\circ\text{C}/\text{Вт}$	5,4		4,91	
$\bar{K}, ^\circ\text{C}/\text{Вт}$	3,6		2,95	
$Y, ^\circ\text{C}/\text{Вт}$	0,066		0,0491	
$\Phi, ^\circ\text{C}/\text{Вт}$	0,015		0,0126	
$\Pi_o, \text{м}^2$	0,012		0,0195	
$\Pi_c, \text{м}^2$	0,011		0,0115	
$\Pi'_c, \text{м}^2$	0,081		0,0815	
$P_{\text{эм}}, \text{Вт}$	317	315	389,8	389,1
$p_o, \text{Вт}$	4,4	4,38	4,8	4,86
$p_c, \text{Вт}$	6,66	6,62	8,06	8,1
$\gamma$	1,51	1,51	1,67	1,68
$B, \text{T}$	0,776	0,773	0,875	0,861
$j, \text{A}/\text{мм}^2$	2,13	2,12	1,71	1,75
$u_{\text{к.з}}, ^\circ\text{C}$	0,0307	0,0307	0,026	0,027
$\tau_m, ^\circ\text{C}$	50	49,63	50	49,98

Совместное решение (5) и (11) позволяет получить выражение для оптимального значения потерь в магнитопроводе:

$$p_{o,\text{опт}} = \frac{H}{Y} \left( \sqrt{1 + \tau_{\text{доп}} \frac{Y}{\bar{K} H}} - 1 \right). \quad (12)$$

Подставив (11) в (9), получим выражение для определения максимальной электромагнитной мощности ТММ, построенном на выбранном магнитопроводе при принятых материалах магнитопровода и обмотки и заданных условиях охлаждения:

$$P_{\text{эм}} = \frac{N}{Y} \sqrt{H \bar{K}} \left( \sqrt{1 + \tau_{\text{доп}} \frac{Y}{\bar{K} H}} - 1 \right). \quad (13)$$

При использовании унифицированных рядов стержней полученнное соотношение определяет максимально возможную мощность трансформатора, построенного на выбранном типоразмере магнитопровода. В этом случае условие максимума мощности соответствует условию минимума относительной массы. Таким образом, выражение (13) позволяет построить ряд трансформаторов минимальной массы по унифицированному ряду стержней магнитопроводов.

Для оценки ошибки, допускаемой при использовании приближенного решения уравнения (10), в таблице приведены результаты расчетов ТММ на двух типоразмерах магнитопроводов по точному и приближенному методу. Расчеты проводились на частоте 400 Гц при  $\lambda=0,1 \text{ Вт}/(\text{м}\cdot^\circ\text{C})$ .

Как видно, расчет по соотношениям (11)–(13) практически не отличается от точного решения. Поэтому равенства (11)–(13) можно использовать для анализа влияния отдельных факторов на показатели и константы оптимального по массе ТММ. Из (11) и (12) определяется отношение потерь в оптимальном по массе ТММ:

$$\frac{H}{\bar{K}} = \frac{1}{k_a} \left[ 1 + \frac{0,52 (r_1 - r_2)^2 10^{-3}}{\lambda V_o \alpha} \alpha \Pi_o \times \left( 1 + \frac{\lambda_n - \alpha}{\lambda_i} \frac{\Pi'_c}{\Pi_o} \right) \right]. \quad (14)$$

Полученное выражение показывает, что на значение  $\gamma_{\text{опт}}$  влияет не только отношение поверхностей охлаждения, что отмечается в [Л. 1], но и ряд других геометрических показателей ТММ и, в первую очередь, поверхность охлаждения и объем обмотки, а также ширина окна магнитопровода  $r_1 - r_2$ . Из (14) следует, что отношение потерь в ТММ является функцией не только геометрических соотношений, но в значительной мере зависит от теплопроводности обмотки  $\lambda$ , допустимого превышения температуры и условий охлаждения  $\alpha$ , тепловых свойств наружной изоляции  $\lambda_n$  и тепловых анизотропных свойств магнитопровода  $k_a$  и  $\Pi'_c$ . Рассмотрим влияние отдельных факторов на отношение потерь в ТММ минимальной массы.

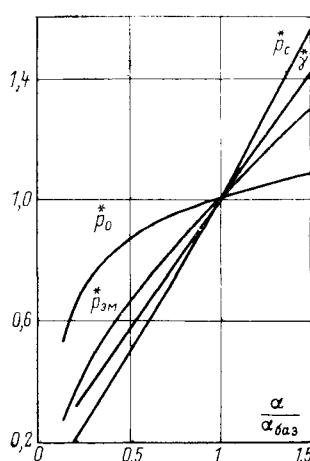


Рис. 4. Влияние условий охлаждения на параметры ТММ минимальной массы.

Влияние геометрических соотношений магнитопровода трансформатора показано на рис. 1. За базовые приняты соответствующие размеры магнитопровода ШЛ 25×25. Как видно, увеличение отношения поверхности охлаждения  $\bar{P}$  за счет увеличения ширины магнитопровода  $b$  либо за счет уменьшения высоты окна  $h$  ведет к соответствующему увеличению относительных потерь в стали (рис. 1, а и б). В этой части полученные результаты согласуются с [Л. 1].

Изменение отношения поверхности охлаждения за счет изменения ширины окна магнитопровода с ведет к противоположному характеру изменения отношения потерь (рис. 1, в), и в этой части полученный результат противоположен выводам [Л. 1]. Полученные результаты легко объяснимы. Увеличение ширины стержня, как и уменьшение высоты окна, ведет к увеличению относительной обмотки как массы, так и поверхности охлаждения магнитопровода, что позволяет увеличивать потери в стали. Увеличение размера  $c$  повышает эквивалентную толщину обмотки, что требует снижения потерь в ней, поскольку увеличивается перепад температуры.

Таким образом при изменении размеров  $b$  и  $h$  допустимое отношение потерь изменяется пропорционально отношению поверхности охлаждения. При увеличении ширины окна (толщины обмотки) увеличивается поверхность охлаждения катушки, отчего снижается относительная открытая поверхность магнитопровода, что должно было бы привести к снижению  $\gamma$ . Однако увеличение толщины окна значительно увеличивает перепад температур в обмотке, что вынуждает резко снижать потери в ней, т. е. увеличивать  $\gamma$ . Поскольку поверхность охлаждения обмотки пропорциональна почти первой степени ее толщины, а перепад температур пропорционален квадрату толщины катушки, то увеличение размера  $c$  ведет к увеличению оптимального соотношения потерь. Следовательно, при изменении ширины окна магнитопровода наблюдается картина, обратная той, которая имеет место при вариации размерами  $b$  и  $h$ .

При рассмотрении влияния таких факторов, как теплопроводность обмотки, допустимое превышение температуры и условия охлаждения проанализируем также с помощью (11)–(13) характер изменения электромагнитной мощности и допустимых значений потерь в стали и меди. Поэтому ниже на рисунках приведены кривые изменения не только относительных значений отношения потерь  $\gamma$ , но и относительных значений потерь в стали  $\rho_c^*$  и в обмотке  $\rho_0^*$  —  $= \rho_0 / \rho_{0, \text{баз}}$  и электромагнитной мощности  $P_{\text{эм}}^* = P_{\text{эм}} / P_{\text{эм}, \text{баз}}$ . За базовые приняты соответствующие значения для ТММ ШЛ 20×40, приведенные в таблице.

На рис. 2 представлены зависимости, иллюстрирующие влияние среднеобъемной теплопроводности обмотки. Ее значение весьма существенно сказывается на допустимых потерях в обмотках и на оптимальном отношении потерь. Улучшение теплопроводности обмотки снижает оптимальное соотношение потерь за счет увеличения допустимых потерь в обмотке. В этой связи оправдано применение пропитки и отказ от параллельных ветвей в обмотках. Для ТММ высокого напряжения оптимальные отношения потерь выше, чем у ТММ на низкие напряжения.

С ростом допустимого превышения температуры (рис. 3) растут допустимые потери в стали и оптимальное отношение потерь, т. е. имеет место увеличение относительных потерь в стали. Таким образом, повышение допустимого превышения температуры весьма целесообразно для ТММ высокой частоты, в которых обычно расчетные значения индукции значительно ниже допустимых по условиям насыщения, и поэтому не удается обеспечить полного использования материала магнитопровода. В ТММ вынужденного режима увеличивать допустимое превышение температуры менее целесообразно, так как они не позволяют увеличивать потери в стали.

На рис. 4 показано влияние условий охлаждения на параметры ТММ минимальной массы. Повышение коэффициента теплоотдачи с поверхности обмотки ведет к относительному увеличению потерь в стали, т. е. росту оптимального отношения потерь. Наибольший полезный эффект от улучшения условий охлаждения, что достигается чаще всего применением обдува, можно достичь в тех трансформаторах, в которых повышение потерь в стали допустимо, т. е. в высокочастотных, либо в ТММ с высокими значениями индукции насыщения.

Полученные соотношения и выявленные зависимости позволяют более дифференцированно подходить к проектированию различных ТММ и выбору средств их интенсификации и в частности:

1. Для трансформаторов с малой электромагнитной мощностью и низких частот целесообразно применять магнитопроводы с малой шириной и увеличенной высотой окна. Это снижает относительные потери в стали и способствует выходу из вынужденного режима работы, что сопровождается улучшением массогабаритных и энергетических показателей.

2. Эффективное средство улучшения массогабаритных и энергетических характеристик ТММ — улучшение условий охлаждения и повышение допустимых температур обмотки — могут быть реализованы в полной мере лишь в таких трансформаторах, где ограничение роста потерь в стали менее вероятно, т. е. при повышенных частотах и мощностях, либо при переходе на магнитные материалы с высокими значениями индукции насыщения.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. М., «Советское радио», 1971.
- Бертинов А. И., Кофман Д. Б. Торондальные трансформаторы статических преобразователей. М., «Энергия», 1970.
- Моин В. С. Оптимальный расчет трансформатора преобразовательной установки. — «Электротехника», 1967, № 4.
- Кофман Д. Б. Аналитический метод теплового расчета трансформатора малой мощности. — «Электричество», 1974, № 8, с. 44—48.

[11.11.1976]

УДК 621.315.616

## Исследование «времени жизни» полиэтиленовой изоляции при воздействии импульсного напряжения

Канд. техн. наук БАГИН В. В., инж. ВАЖОВ В. Ф.,  
канд. техн. наук СОТНИКОВ В. Г., доктор техн. наук УШАКОВ В. Я.

Томск

Развитие высоковольтной импульсной техники предъявляет повышенные требования к надежности работы твердой изоляции импульсных устройств. Для проектирования подобных

устройств и прогнозирования их работы необходимо знать закономерности поведения твердой изоляции при длительном приложении импульсного напряжения.

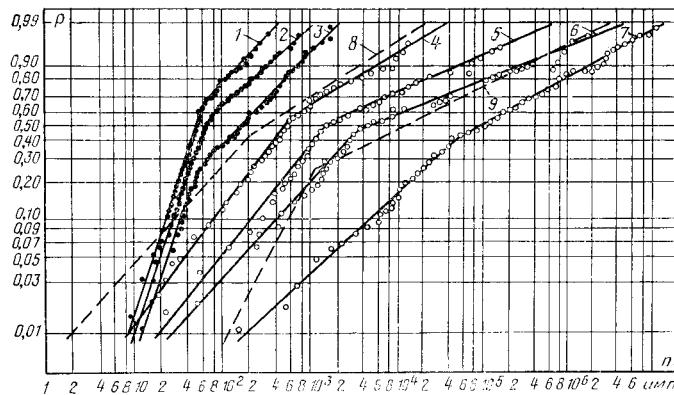


Рис. 1. Распределение отказов образцов на графике Вейбулла — Гнеденко.

1 —  $E_{cp}=125$  кВ/мм; 2 — 115; 3 — 100; 4 —  $E_M=100$  кВ/мм; 5 — 83,5; 6 — 66,4; 7 — 50; 8 — 105; 9 — 40.

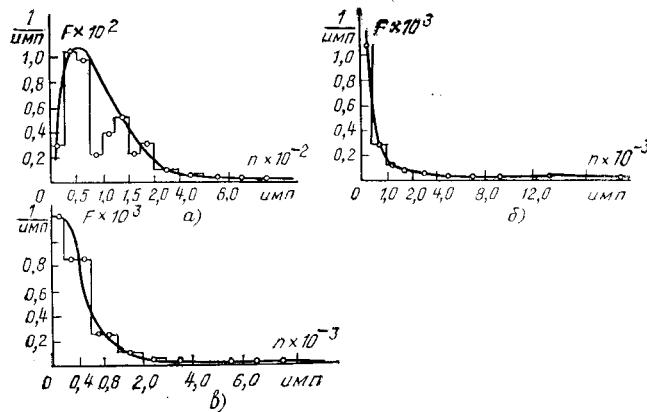


Рис. 2. Плотность распределения отказов образцов.  
а — полиэтилен марки П2015КУ, поле «шар — шар»,  $E_{cp}=100$  кВ/мм, толщина изоляции  $\Delta=1,25$  мм; б — П2020Т, поле коаксиальное,  $E_M=103$  кВ/мм, отношение диаметров электродов  $D/d=11/3$ ; в — П2015КУ;  
 $E_M=100$  кВ/мм,  $D/d=\frac{16,4}{6}$ .

В статье исследуется вероятность отказов полиэтиленовой изоляции в электрических полях, образованных коаксиальными цилиндрами, а также сферическими электродами при многократном приложении импульсов напряжения косоугольной и прямоугольной формы положительной полярности. Длительность фронта ( $t_f$ ) косоугольного импульса составляла  $2,0 \times 10^{-7}$  с, прямоугольного —  $3,0 \times 10^{-9}$  с, длина плоской части прямоугольного импульса  $t_B=3,0 \times 10^{-8}$  с.

Исследования проведены на образцах из полиэтилена (ПЭ) низкой и высокой плотности, помещаемых в трансформаторное масло. Образцы заданной формы изготавливались прессованием без дополнительной механической обработки. Рабочие поверхности покрывались полупроводящим слоем.

Напряженность электрического поля  $E_M$  (для промежутка «шар — шар»)  $E_M=E_{cp}$  изменялась в пределах 136,0—33,2 кВ/мм, а толщина изоляции в пределах 1,25—5,2 мм. Количество образцов в партиях составляло 50—100 шт.

При многократном воздействии импульсного напряжения на полиэтиленовую изоляцию наблюдается значительный разброс числа импульсов, которое изоляция выдерживает до пробоя. Разброс зависит от амплитуды напряжения, материала диэлектрика, конструкции электродных систем и т. д. Считается, что электрическая прочность как длительная, так и кратковременная определяется прочностью слабейшего места в объеме диэлектрика.

Для подбора закона распределения числа импульсов до пробоя на основе теории «слабого звена» используется одно из экстремальных распределений минимальных величин, чаще всего распределение Вейбулла.

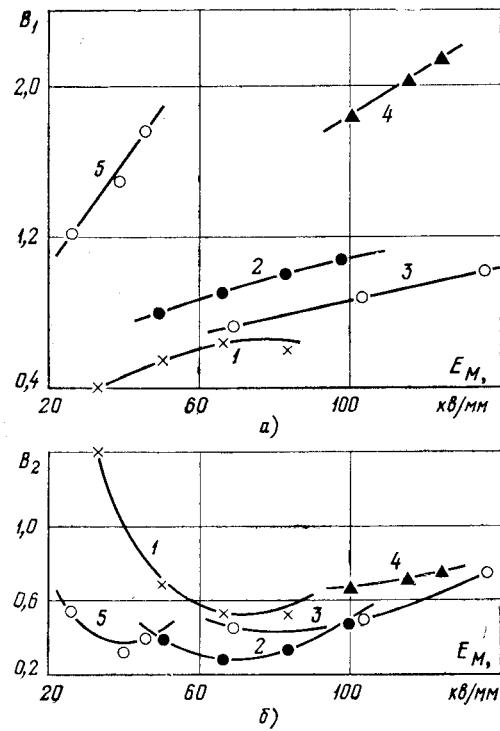


Рис. 3. Зависимость показателей распределения Вейбулла  $b_1$  и  $b_2$  от напряженности поля  $E_M$ .  
1 — П4020ЭКА; 2, 4 — П2015КУ; 3 — П2020Т; 5 — кабель РК-50-11-13; 1, 2 —  $D/d = \frac{16,4}{6}$ ; 3 —  $D/d = 11/3$ ; 4 — поле «шар — шар»,  $\Delta = 1,25$  мм.

Как известно, распределение Вейбулла имеет вид

$$P(t) = 1 - \exp\left[-\left(\frac{t_i}{t_e}\right)^b\right], \quad (1)$$

где  $P(t)$  — вероятность отказа в функции числа импульсов  $t$ ;  $t_i$  — текущее значение числа импульсов;  $t_e$  — число импульсов до отказа при  $P=1-e^{-1}=0,632$ ;  $b$  — показатель распределения.

На рис. 1 приведены типичные зависимости распределения отказов образцов из ПЭ на импульсном напряжении. Пунктир (кривая 9) — литературные данные<sup>1</sup>.

Как правило, имеют место два прямолинейных участка. Наличие нескольких прямолинейных участков на графике Вейбулла отмечалось и ранее; их появление гипотетически связывалось с разными причинами: появлением поверхностных разрядов двойной причинностью отказов, сменой механизмов отказов и т. д.

На рис. 2 приведены зависимости плотности распределения отказов  $F(t)$ , построенных по данным рис. 1. Видно, что наибольшая плотность отказов соответствует первому интервалу числа импульсов. Дальнейшее увеличение числа импульсов приводит к резкому снижению плотности отказов, которая в дальнейшем стабилизируется. В теории надежности принято считать, что первая область повышенной плотности отказов соответствует приработочным отказам (технологическим дефектам), а область со слабо изменяющейся плотностью отказов — случайному отказу.

Сравнение рис. 1 и 2 показывает, что число импульсов, соответствующее точке перегиба на рис. 1, всегда находится в области максимальных значений плотности отказов. Это позволяет считать, что точки перегиба на графике Вейбулла соответствуют отбраковке технологически дефектной изоляции, а координаты точки перегиба соответствуют количеству (про-

<sup>1</sup> Лапшин В. А., Лысаковский Г. Г. Статистические закономерности пробоя полиэтиленовой изоляции при ограниченном сроке службы. — «Изв. вузов. Энергетика», 1973, № 12.

Марки ПЭ	<i>c</i>	<i>d</i> × 10 <sup>3</sup>	<i>n<sub>т.п</sub></i>	<i>n<sub>1</sub></i>	<i>n<sub>2</sub></i>	Примечание
П2015КУ	0,221	2,4	9,3	7,9	9,0	
П4020ЭКА	0,260	1,0	9,1	10,8	10,3	Кабельные отрезки
П2020Т	0,210	3,0	7,2	8,4	8,0	
Кабель						
РК-50-11-13	0	22,5	4,2	7,1	11,1	
П2015КУ	0	14,5	2,5	3,4	6,2	Шар — шар

центу) дефектных образцов ( $P_{т.п}$ ) и числу импульсов, необходимых для их отбраковки ( $t_{т.п}$ ). В настоящее время отсутствуют прямые экспериментальные наблюдения исходного состояния образца и физических процессов в них под действием электрического поля, соответствующих различным участкам распределения Вейбулла. Поэтому высказанное предположение основывается лишь на анализе статистических закономерностей.

В исследованном диапазоне напряженностей число импульсов, соответствующее точкам перегиба, может быть представлено известным уравнением «кривой жизни»:

$$\frac{t_{т.п}}{t'_{т.п}} = \left( \frac{E'_m}{E_m} \right)^{n_{т.п}}, \quad (2)$$

где  $t_{т.п}$  и  $t'_{т.п}$  — число импульсов, соответствующее точке перегиба при  $E_m$  и  $E'_m$  соответственно;  $n_{т.п}$  — постоянная.

Процент отказов, соответствующий точкам перегиба, в функции определяется уравнением прямой линии

$$P_{т.п}(E_m) = c + dE_m, \quad (3)$$

где  $c$  и  $d$  — коэффициенты;  $E_m$  — в кВ/мм.

Полученные зависимости подтверждаются литературными данными для кабельных отрезков. Ниже приведены значения постоянной  $n$  и коэффициентов  $c$  и  $d$ .

Выше отмечалось, что распределение отказов образцов на графике Вейбулла — Гнеденко состоит из нескольких прямолинейных участков. Каждый участок описывается уравнением (1), но со своими показателями  $t_e$  и  $b$ .

Показатель  $b$  обычно принимается неизменным. Это связано с тем, что значения  $b$  для всего диапазона  $E_m$  усредняются. Очевидно, что такой подход существенно упрощает применение распределения Вейбулла. Однако в ряде работ установлено, что показатель может существенно изменяться при изменении  $E_m$  в широких пределах.

На рис. 3 приведено изменение показателя  $b_1$  для первого участка и  $b_2$  для второго участка в функции  $E_m$ . Видно, что параметр  $b_1$  с увеличением  $E_m$  возрастает, а изменение показателя  $b_2$  имеет минимум. Для их точного математического описания необходимы дополнительные статистические данные.

Изменение показателей распределения Вейбулла для первого и второго участков ( $t_{e1}$  и  $t_{e2}$ ) описывается уравнением (2), но со своими постоянными  $n_1$  и  $n_2$  соответственно. Значения постоянных приведены выше.

[27.5.1976]

УДК 537.525.4

## Влияние материала электродов на характеристики сильноточных разрядников

АВРУЦКИЙ В. А., БОРИСОВ Р. К., ПРОХОРОВ Е. Н.

Московский энергетический институт

При разработке сильноточных и высоковольтных коммутирующих разрядников основное внимание уделяется определению оптимальных конструкций, выбору рода и давления газов. Важно при этом также правильно выбрать материал электродов, так как от этого зависит срок службы разрядника, статические пробивные напряжения и импульсные характеристики пробоя. Имеющиеся данные не позволяют однозначно ответить на вопрос, какое из свойств материала электродов является определяющим и какой материал следует использовать для той или иной конструкции разрядника.

Ниже приведены результаты экспериментальных исследований эрозионных свойств различных металлов, а также влияния материала электродов на импульсные и статические характеристики пробоя. Исследовались металлы, часто используемые в качестве электродов разрядников: дюралюминий АЛ-9, медь М-3, латунь Л-62, титан ВТ-3 и некоторые марки стали (ЭИ-904, ЭИ-659, ЭИ-654). Исследования проводились применительно к сильноточному коммутирующему разряднику на напряжение 10—50 кВ и токи с амплитудой до 350 кА. Испытанию подвергались образцы, имеющие цилиндрическую форму с закругленными краями и диаметр 30 мм. Воздушный зазор между электродами при всех испытаниях составлял 0,5 см.

Эксперименты проводились в следующем порядке. Полированные электроды, имеющие класс чистоты поверхности не ниже 10, помещались в разрядную цепь генератора импульсных напряжений, позволяющего получать импульсы с фронтом (4—5) и полуспадом около 1 мс амплитудой до 75 кВ. Производилась тренировка электродов (200—300 разрядов) и затем снимались зависимости среднего значения времени запаздывания пробоя от напряженности электрического поля.

После этого электроды устанавливались в разрядную цепь генератора импульсов тока и через разрядный промежуток с испытуемыми электродами пропускались токи, имеющие

форму колебательного затухающего импульса с периодом колебаний 40 мкс, отношением соседних максимумов 1,83 и амплитудой первого максимума 150 кА. До пропускания импульсов измерялось статическое пробивное напряжение. При этом скорость подъема напряжения равнялась 2—3 кВ/с. Среднестатистическое значение статического пробивного напряжения и среднестатистические отклонения определялись по результатам 20 измерений. Для определения степени эрозии электродов производилось взвешивание их до пропускания импульсов тока и после испытаний. Кроме того, определялось увеличение зазора между электродами в результате эрозии. После этого электроды вновь помещались в разрядную цепь генератора импульсных напряжений, производилась их тренировка и снимались зависимости времени запаздывания пробоя от напряженности поля. Среднее время запаздывания определялось по результатам 20 измерений.

Результаты измерений времени запаздывания пробоя до пропускания импульсов тока и после этого представлены на рис. 1 и 2. При этих экспериментах исследуемый промежуток располагался в экранированной камере из оргстекла. Верхнее поле точек на рис. 1 и 2 соответствует опытам с продувкой камеры воздухом при расходе 4 л/мин. Ниже расположено поле точек при нормальных условиях в камере. Самая нижняя узкая область на рис. 2 соответствует опытам, при которых использовался ионизатор (искра, повторяющаяся с большой частотой следования  $10^2$  с<sup>-1</sup>). Эти опыты показывают сколь сильно влияние состояния газа, а именно его степень ионизации на время запаздывания пробоя. Изменение степени ионизации атмосферного воздуха также может быть довольно значительным и это, по-видимому, является причиной плохой воспроизводимости экспериментов по определению времени запаздывания. Результаты измерений, полученные в разное время, могли отличаться друг от друга в 1,5—2 раза, поэтому трудно установить строгую последовательность металлов в по-

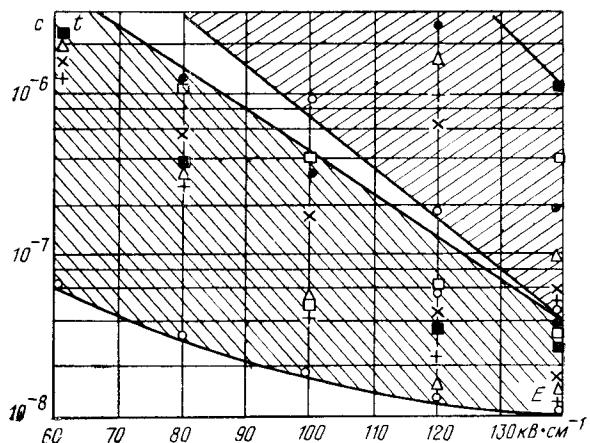


Рис. 1. Зависимости времени запаздывания пробоя от напряженности поля для различных материалов до пропускания сильных токов (верхняя область точек — с продувкой камеры, нижняя — без продувки).

● — ЭИ-654; ○ — ЭИ-659; × — ЭИ-904; □ — АЛ-9; Δ — М-3; ■ — ВТ-3;  
+ — Л-62.

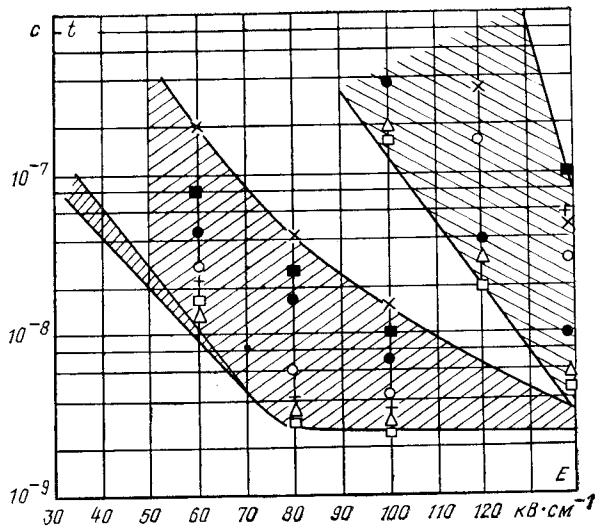


Рис. 2. Зависимости времени запаздывания пробоя от напряженности поля для различных материалов после пропускания сильных токов (верхняя область точек — с продувкой камеры, средняя — без продувки, нижняя — с применением ионизатора).

Обозначения — см. рис. 1.

рядке возрастания или убывания времени запаздывания. Однако можно заметить, что для слаботочных промежутков наименьшие времена запаздывания соответствуют электродам из стали ЭИ-659, латуни и меди, а наибольшие — электродам из дюралюминия и стали ЭИ-654 (рис. 1). Для сильноточных генераторов (для эрозированных электродов) лучшее быстродействие могут обеспечить электроды из алюминия, меди, латуни и стали ЭИ-659.

Импульсные характеристики необлучаемых промежутков можно считать определяющим критерием при выборе материала для вспомогательных (запускающих) промежутков управляемых разрядников, работающих в подобном режиме. Основные же промежутки, как правило, облучаются искрой поджига. К тому же использование ионизатора, вынесенного за пределы промежутка разрядника, позволяет свести время запаздывания пробоя для всех электродов к минимальному, близкому к времени формирования при наличии искровой подсветки (нижняя область на рис. 2).

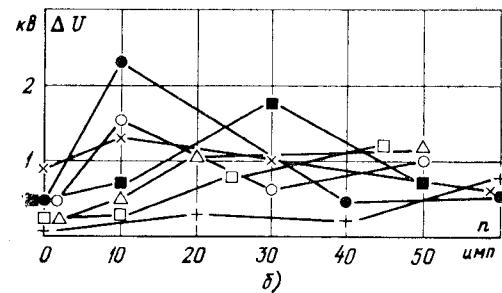
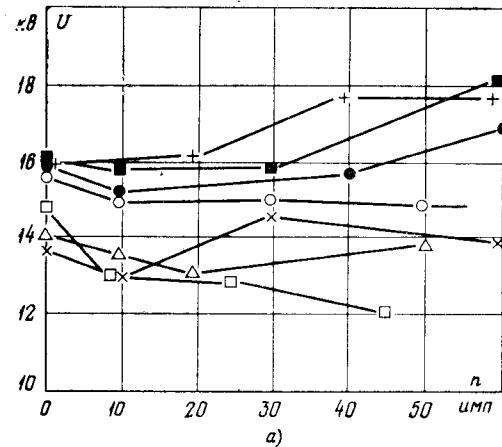


Рис. 3. Зависимости пробивных напряжений (а) и их среднеквадратических отклонений (б) от числа импульсов тока, прошедших через промежуток.

Обозначения — см. рис. 1.

Материал электродов	$Q_{\Sigma}$ , Кл	$M_y$ , мг/Кл	$\Delta S$ , мм
Сталь ЭИ-659	452	0,39	1,0
Сталь ЭИ-654	543	0,66	1,0
Латунь Л-62	543	0,71	2,0
Сталь ЭИ-904	543	0,76	1,0
Медь М-3	452	1,1	1,5
Титан ВТ-3	452	3,0	2,5
Дюралюминий АЛ-9	405	3,9	3,0

Более существенными для выбора материала электродов являются такие их свойства, как эрозионная стойкость и статические пробивные напряжения. На рис. 3 представлены зависимости статических пробивных напряжений и их среднестатистических отклонений от числа импульсов тока, прошедших через промежуток. После первых 10 разрядов прочность промежутка, как правило, уменьшается и значительно увеличивается разброс в статических пробивных напряжениях. Происходит это вследствие того, что на поверхности электродов появляются значительные неровности, максимальные из которых могут достигать миллиметра и более. Наименьшие изменения прочности соответствуют электродам из латуни и сталей ЭИ-659, ЭИ-654, ЭИ-904. Исследования поверхности под микроскопом показали, что после 50—60 разрядов у электродов из сталей неровности имеют сравнительно гладкую вершину, а высота их менее 500 мкм. У латуни и титана неровности имеют вид выступов, равномерно распределенных по всей поверхности, с гладкой вершиной, высотой менее 300 мкм. У электродов из меди и дюралюминия неровности имеют вытянутую форму с острой вершиной, высотой примерно 500 мкм. Однако на фоне этих неровностей наблюдаются отдельные выступы высотой более 1 мм. Состояние поверхности электродов оказывает влияние на импульсные характеристики пробоя. Для эрозированных электродов времена запаздывания значи-

тельно ниже, чем для гладких, причем это снижение более значительно для медных и дюралюминиевых электродов, чем для стальных.

Другим проявлением действия сильных импульсных токов является износ электродов, который также влияет на характеристики пробоя, так как в процессе работы разрядника межэлектродное расстояние может увеличиваться. В таблице даны значения удельного износа  $M_y$  электродов, увеличения межэлектродного расстояния  $\Delta S$  и суммарного заряда протекшего через испытуемый промежуток (за один разряд протекал заряд 9,03 Кл). Наименьший износ имеет место для сталей ЭИ-659, ЭИ-654 и латуни.

На практике при конструировании сильноточных разрядников применяются электроды различной конфигурации. С целью выявления влияния конфигурации электродов на их эрозию проводились эксперименты с электродами различной формы. Ниже приведены результаты измерений удельного износа электродов для трех конструкций, часто встречающихся на практике: плоских диаметром 30 мм, стержневых диаметром 20 мм и электродов с магнитным дутьем. Как видно, правильный выбор конфигурации электродов позволит значительно уменьшить их износ.

Форма электродов	$Q_\Sigma$ , Кл	$M_y$ , мг/Кл
Плоские электроды $\varnothing 30$ мм	543	0,66
Стержневые электроды $\varnothing 20$ мм	650	0,45
Электроды с магнитным дутьем	1290	0,093

**Выводы.** 1. Для изготовления электродов сильноточных коммутирующих разрядников целесообразно использовать сталь ЭИ-659. Хорошие импульсные и статические характеристики и сравнительно малый износ имеют также латунь и сталь ЭИ-654.

2. При выборе конфигурации электродов сильноточных коммутаторов целесообразно использовать конструкции с магнитным дутьем, так как при этом износ электродов может быть снижен почти в десять раз.

3. Использование внешнего ионизатора улучшает быстродействие запускающего промежутка и снижает требование к амплитуде импульса поджига. Для промежутка с ионизатором обеспечение времени запаздывания пробоя, равного единицам наносекунд, необходимы напряженности электрического поля 65—70  $\text{kV}\cdot\text{см}^{-1}$ , а без ионизатора примерно в 1,5 раза больше.

[18.11.1976]



УДК 621.3.083.8.001.6

## Характеристики магнитоуправляемых контактов с возбуждением разряда в рабочем зазоре

Инж. МОРГУНОВ В. Н.

г. Миасс

Автоматизация производственных процессов, контроль технологических параметров и техника научного эксперимента требуют создания широкого класса первичных преобразователей — датчиков. Несомненные преимущества магнитоуправляемых контактов (МК) в отношении стабильности входных и выходных параметров, простота и многообразие способов управления позволяют создавать на их основе наиболее совершенные дискретные датчики. Работа МК при этом определяется фиксацией двух состояний контакт-деталей: замкнутого или разомкнутого [Л. 1].

В статье представлен новый режим работы МК, при котором в его рабочем зазоре возбуждается и поддерживается с помощью источника тока разряд.

Известно, что в разрядных трубах с хорошо наблюдаемым тлеющим разрядом падение напряжения на ее электродах является функцией расстояния между ними [Л. 2]. С этих позиций магнитоуправляемый контакт представляет собой газонаполненный прибор с плоскими параллельными контакт-деталями в зоне перекрытия, с вольт-амперной характеристикой (кривая 1, рис. 1) и зависимостями напряжения на контакт-деталях и разрядного тока от длины рабочего зазора (рис. 1, пунктир).

Измерения производились при включении МК таким образом, что изменение длины рабочего зазора осуществлялось перемещением постоянного магнита относительно магнитоуправляемого контакта. Оси симметрии МК и постоянного магнита были при этом параллельны. Из результатов исследования видно, что напряжение на контакт-деталях МК при возбуждении тлеющего разряда в рабочем зазоре уменьшается с уменьшением длины рабочего зазора, а сила разрядного тока при этом увеличивается (рис. 1).

Возрастание разрядного тока, по-видимому, вызвано повышенiem электропроводности газа в разрядном промежутке от увеличения напряженности электрического поля, достаточного для появления новых электронов и ионов. Так, при длине рабочего зазора 0,0715 мм напряженность электрического поля составляет 4000 В/мм, а при длине рабочего зазора 0,028 мм—8000 В/мм.

Стабильность параметров разряда в МК определяется выбором рабочей точки 0, которая является общей для вольт-амперной характеристики 1 и нагрузочной прямой 2 (рис. 1).

При этом необходимо подбором сопротивления внешней цепи обеспечить минимальный рабочий ток, а максимальная мощность разрядного промежутка на всех участках характеристики 1 (рис. 1) не должна превышать предельной мощности коммутации МК.

Непостоянство напряжения источника питания является также дестабилизирующим фактором и приводит к изменению напряжения на контакт-деталях МК (рис. 2, сплошные линии).

Исследование влияния параметров управления магнитоуправляемых контактов на  $i=f(\delta)$  при фиксированных  $\delta$  показало, что чем больше значение н. с. срабатывания  $F_{ср}$ , тем выше падение напряжения на контакт-деталях при неизменном значении  $F_{отп}$  (рис. 2, пунктир).

Интересно отметить, что при неизменном значении  $F_{ср}$  н. с. отпуска  $F_{отп}$  не оказывает влияния на значение напряжения разрядного промежутка МК (рис. 2, штрих-пунктир).

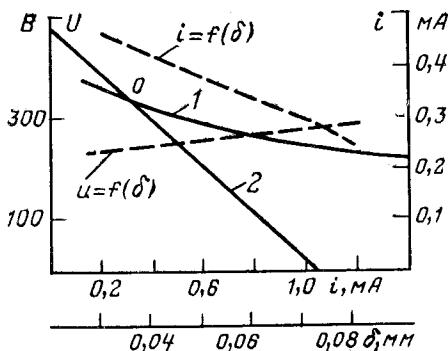


Рис. 1. Вольт-амперная характеристика 1 и нагрузочная прямая 2 МК типа КЭМ-2 с возбуждением разряда в рабочем зазоре ( $F_{ср}=40,5$  А,  $F_{отп}=16,5$  А,  $R=470$  кОм) и зависимости  $U=f(\delta)$  и  $i=f(\delta)$ .

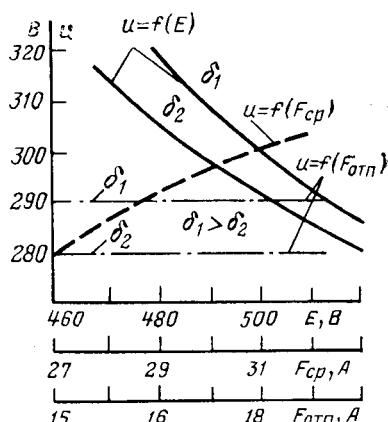


Рис. 2. Изменение напряжения на МК с возбуждением разряда в рабочем зазоре.

— в зависимости от изменения напряжения источника питания ( $\delta_1 > \delta_2$ ); — — — от значения н. с. срабатывания ( $F_{отп}=15,7$  А); - · - · - от значения н. с. отпускания ( $F_{cp}=40,5$  А).

Существенное изменение значения напряжения на МК, полученное при перемещении постоянного магнита (рис. 3, пунктир) создает объективные предпосылки по целесообразности построения линейных датчиков положения на основе МК с высокой статической чувствительностью по напряжению ( $K$ ). Под  $K$  мы понимаем отношение приращения напряжения к вызвавшему его перемещению источнику магнитного поля при неизменном напряжении источника питания.

$$K = \frac{\partial U}{\partial H} \frac{\partial H}{\partial l} \Big|_{E=\text{const}} = \frac{\partial U}{\partial l} \Big|_{E=\text{const}}.$$

Как показали результаты эксперимента, статическая чувствительность на разных участках перемещения постоянного магнита не одинакова (рис. 3, сплошная линия). Такое распределение  $K$  определяется в основном градиентом напряжен-

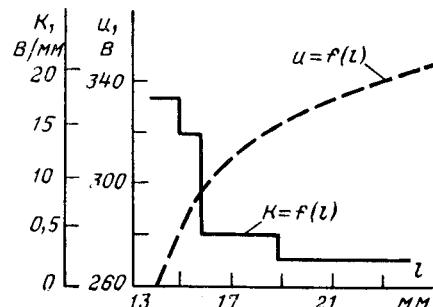


Рис. 3. Влияние изменения положения постоянного магнита относительно МК с возбуждением разряда в рабочем зазоре на значение напряжения между контактами (— — —) и статическую чувствительность по напряжению (для МК с параметрами  $F_{cp}=30,7$  А;  $F_{отп}=15,7$  А; начальный разрядный ток был равен 0,2 мА при вынесении постоянного магнита за пределы схемы измерения).

ности магнитного поля в рабочем зазоре МК. Как видно из результатов, представленных на рис. 1 (пунктир), предельное значение статической чувствительности по напряжению может достигать 100 В на единицу перемещения источника магнитного поля.

Проведенные исследования характеристик МК с тлеющим разрядом в рабочем зазоре показывают, что предложенный новый режим работы МК является весьма перспективным, что подтверждается также [Л. 4].

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Харазов К. И. Реле с магнитоуправляемыми контактами. М., «Энергия», 1971. 88 с.
- Капцов Н. А. Электрические явления в газах и вакууме. М., Гостехиздат, 1947. 808 с.
- Моргунов В. Н., Беликов Ю. В., Титов В. И. Устройство для измерения магнитных величин. А. С. № 363055 (СССР). Опубл. в бюл. — «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 3.

[22.11.1976]



*Советские ученые! Настойчиво боритесь за успешное выполнение задач в области науки, поставленных XXV съездом КПСС! Повышайте эффективность научных исследований, укрепляйте связи науки с производством, добивайтесь быстрейшего внедрения научных достижений в народное хозяйство!*  
*Слава советским ученым, вносящим достойный вклад в строительство коммунизма!*

(Из Призывов ЦК КПСС к 1 Мая 1977 года)

# Хроника

## Научная программа Всемирного электротехнического конгресса

(21—25 июня 1977 г., Москва)

Международный организационный комитет Всемирного электротехнического конгресса на своем втором заседании в декабре 1976 г. одобрил Научную программу, представляющую тематику докладов, их авторов с указанием соответствующей страны и регламент работы пленарных заседаний и секций Конгресса<sup>1</sup>.

Научная программа способствует наиболее эффективному рассмотрению и обсуждению важнейших достижений и имеющихся проблем, намеченных Генеральной программой, выявлению новых научно-технических идей, обмену опытом по их практическому внедрению.

В соответствии с Научной программой на пленарных заседаниях будут сделаны доклады, которые могут представить интерес для всех участников Конгресса. Так, при открытии Конгресса 21 июня 1977 г. предусмотрены следующие доклады: «Электротехника на службе прогресса и производства электроэнергии» М. Манье (Франция); «МГД-генерирование электроэнергии» А. Е. Шейндин (СССР) и У. Д. Джексон (США); «Проблемы и перспективы создания термоядерных электростанций» Е. П. Велихов (СССР) и Е. Кингнер (США); «Проблемы передачи электрической энергии» А. М. Анжелини (Италия); «Термическая плазма в технологии» Н. Н. Рыкалин (СССР); «Электротехника в медицине» У. Робб (США). При закрытии Конгресса на втором пленарном заседании 25 июня 1977 г. будет продолжено заслушивание основополагающих докладов: «Проблемы высокотемпературной сверхпроводимости» В. Л. Гинзбург (СССР); «Лазеры в электротехнике» Ж. Робье (Франция); «Будущее микроэлектроники и микро-ЭВМ» Ф. Фаггин (США); «Настоящее и будущее ЭВМ в технологии» Дж. А. Хаддад (США); «Роль электротехнических материалов в развитии электротехники» Р. Тодоров (НРБ).

В соответствии с Научной программой во всех 12 секциях и подсекциях Конгресса предусматривается более 800 докладов, которые будут подготовлены и представлены специалистами из 30 стран.

Наибольшее количество докладов будет представлено специалистами СССР — 166, США — 136, ФРГ — 56, Франции — 39, Японии — 29, Болгарии — 26.

Секция № 1 «Проблемы генерирования электрической энергии», сопредседателями которой являются: А. Анжелини — президент ЭНЕЛ (Италия); И. А. Глебов, действительный член Академии наук СССР; Г. Рюэль — председатель исследовательского комитета СИГРЭ, технический директор фирмы Альстом (Франция), обсудит примерно 90 докладов по четырем научным направлениям.

По направлению «Научные и технические проблемы создания турбо- и гидрогенераторов предельных мощностей с системами возбуждения и регулирования» будут заслушаны доклады: «Перспективные решения в электроэнергетике США» Ч. Стэрр (США); «Будущее мощных турбин и генераторов» Ч. У. Элстон (США); «Перспективы развития и пути совершенствования конструкций турбогенераторов» В. С. Борушко, И. А. Глебов и др. (СССР); «Турбогенераторы предельной мощности, основанные на конструкции обычного типа, выпускаемые в последние 10 лет XX века» М. Валленштейн (Венгрия) и Т. А. Фриш (Франция); «Развитие турбогенераторов с полным водяным охлаждением» С. Ватанабе (Япония) и др.

По направлению «Использование явления сверхпроводимости для генерирования электроэнергии» представлен ряд докладов, в числе которых: «Создание сверхпроводящих маг-

<sup>1</sup> См. статью Глебова И. А. «Научно-технические проблемы Всемирного электротехнического конгресса 1977 г. — «Электротехничество», 1976, № 11.

нитных систем для термоядерных реакторов» М. С. Лубел (США); «Турбогенераторы с использованием явления сверхпроводимости и перспективы их создания» И. А. Глебов, Я. Б. Данилевич и др. (СССР); «Создание узлов сверхпроводящего генератора мощностью 20 МВА» М. И. Джифферис, Б. Б. Гэмбл и др. (США); «Исследования по криогенным и сверхпроводящим проблемам для будущих синхронных генераторов и реакторов типа «Токамак» В. Хайнц и П. Комарек (ФРГ).

По направлению «МГД-генераторы и перспективы их развития» запланированы доклады: «Двадцатилетний опыт развития МГД-генераторов» А. Кантровиц (США); «Исследование и развитие проблем МГД в СССР» А. Е. Шейндин (СССР); «Исследование по МГД-электростанции» И. Т. Аладьев, Д. Г. Жимерин и др. (СССР); «Испытание дозвуковых и сверхзвуковых МГД-генераторов в Италии» Ф. Негрини (Италия) и др.

По направлению «Термоядерные установки и проблемы создания электротехнического оборудования» намечены доклады: по стационарной системе типа Токамак — «Испытательный термоядерный реактор типа «Токамак» П. Дж. Реарден (США); по импульсной системе с использованием лазерных лучей — «Энергетический блок с лазерным термоядерным ректором» Н. Г. Басов, А. Е. Шейндин и др. (СССР) и др.

Обсуждение на секции сложных электротехнических проблем позволит специалистам наметить наиболее перспективные экономически оправданные направления исследовательских и опытно-конструкторских работ по увеличению мощностей генераторов в традиционном исполнении, по созданию энергетических установок с использованием явления сверхпроводимости, по использованию МГД-генераторов в энергетике и, наконец, по созданию термоядерной электростанции.

Секция № 2 «Научные и технические проблемы создания электрооборудования для мощных энергосистем», сопредседателями которой являются: Т. Ли — руководитель группы перспективного планирования фирмы Дженирал Электрик, США; Е. Пелисье — Генеральный секретарь СИГРЭ, Франция; В. П. Фотин — директор Всесоюзного электротехнического института им. В. И. Ленина, СССР, обсудит более 90 докладов по трем научным направлениям.

По направлению «Электротехническое оборудование на сверхвысокие напряжения переменного и постоянного тока; стандартизация и метрология» представлен ряд докладов, к которым, в частности, относятся ниже следующие: «Технико-экономические соображения по дальним ЛЭП постоянного и переменного тока высокого напряжения», К. Фолеен и др. (США); «Проектирование систем на 1500 и 2000 кВ» К. Менеменис и др. (Канада); «Стандартизация и автоматизация проектирования сверхвысоковольтных подстанций электропередач» П. Никилини (Италия); «Современная методика высоковольтных испытаний» Н. Хилтен — Кавалиус, (Бразилия) и др.

«Ужесточение требований к высоковольтным изоляторам» К. Шиллер и Е. Баузэр (ФРГ); «Проблемы изоляции в системах передачи УВН» Г. Сарпера и др. (Италия); «Поведение высоковольтной воздушной изоляции в свете физики разряда» Г. Балдо и др. (Италия); «Современные тенденции в испытаниях изоляции аппаратов ультравысокого напряжения и испытательные установки для этих целей» Н. И. Тиходеев (СССР), Г. Эльстнер, Э. Франке (ГДР); «Автоматизация высоковольтных импульсных испытаний» К. Фесер, Р. Нейднхаузер (Швейцария) и др.

«Общие перспективы развития систем постоянного тока в США» Дж. Догерти и Н. Г. Хингорани (США); «Перспективы применения высоковольтной преобразовательной техники для ЛЭП постоянного тока» В. П. Фотин (СССР); «Транс-

форматорное оборудование для ЛЭП постоянного тока» И. Д. Воеводин и др. (СССР); «Преобразовательные подстанции с газовой изоляцией» А. Глассанос и др. (США).

«Переключатели под нагрузкой для сверхмощных и специальных трансформаторов» В. Дитрих и В. Видман (ФРГ); «Статические компенсаторы и реактивной мощности» Ю. Джордж (Бельгия); «Мощная кабельная передача с принудительным охлаждением» Х. Фалке (ФРГ) и др.

«Высоковольтные выключатели» К. Кришбаум (ФРГ); «Техника и методы испытаний высоковольтных выключателей, современное состояние и перспективы» Н. Кампариани и др. (Италия); «Фундаментальные исследования проблем, связанных с увеличением мощности вакуумных выключателей» Г. А. Фаррэл (США); «Перспективы развития элегазовых выключателей до сверхвысоковольтных уровней напряжения» Б. Мюллер и др. (ФРГ); «Технические проблемы, относящиеся к подстанциям с газовой изоляцией» М. Ямamoto и др. (Япония) и другие доклады специалистов США, СССР, Канады, Швейцарии и др.

По направлению «Проблемы передачи электроэнергии с использованием явления сверхпроводимости» предусмотрены ряд докладов, в том числе: «Перспективы в области сверхпроводящих ЛЭП в США» Б. К. Беланжер (США); «Разработка и исследование сверхпроводящих и криорезистивных линий электропередачи в Японии» Н. Итох и Т. Хоригом и др. (Япония); «Состояние научных исследований и перспективы создания сверхпроводящих ЛЭП» Д. Г. Жимерин и др. (СССР); «Перспективы криогенных генераторов и передач» М. Рабинович (США); «Сверхпроводящие кабели переменного тока. Состояние разработок фирмы «Сименс» Г. Богнер (ФРГ) и другие доклады специалистов СССР, ФРГ, ГДР, США и ПНР.

По направлению «Новые виды передач» представлены следующие доклады: «Физические аспекты передачи энергии электронным пучком» А. М. Будкер (СССР); «Передача энергии при помощи электронного пучка» Р. С. Симонс (США); «Обмен энергией между лазером и пучком релятивистских электронов» Л. Кучера и Я. Кортан (ЧССР); «Использование глубокого торможения электронного пучка для передачи и создания электронно-лучевой коммутирующей аппаратуры» В. И. Переводчиков (СССР) и др.

Доклады и дискуссии на секции будут способствовать выявлению новых решений, могущих привести к повышению передаваемых мощностей, уменьшению потерь, более высоким технико-экономическим показателям электротехнического оборудования для электропередач.

Секция № 3 «Новые материалы для электротехники» разделена на две подсекции. Подсекция № 3А «Новые электротехнические материалы на основе диэлектриков», сопредседателем которой является М. Кале, заслушает и обсудит около 60 докладов по 5 научным направлениям.

По направлению «Унификация методов испытаний и новые методы исследования электроизоляционных материалов и систем изоляции электрооборудования» предусмотрены ряд докладов, в том числе: «Стандартизация методов испытаний и новых методов исследования электроизоляционных материалов и систем изоляции» В. Х. Девениш (Великобритания); «Оценка долговременных характеристик электроизоляционных материалов и систем» Э. Бранкато и Э. О. Форстер (США); «Изучение механических свойств при очень низких температурах композиционных изоляционных материалов, используемых в криоэлектротехнике» Д. Торис и Д. Бобо (Франция) и другие доклады специалистов ВНР, НРБ, ПНР, СРР, Австралии, США, Финляндии.

По направлению «Современные проблемы физики диэлектриков» запланированы доклады, среди которых: «Электропроводность и пробой в полимерных диэлектриках» В. Адамец (ЧССР); «Современные представления о механизме проводимости в жидких диэлектриках» Н. Фелиси (Франция); «Доменный механизм пробоя диэлектриков» Ю. Н. Вершинин (СССР) и др.

По направлению «Электрокерамические и стеклообразные материалы и изделия для электротехники» представлены доклады: «Механически обрабатываемые новые стеклокерамические материалы для электротехники» Г. Смит и др. (США); «Электрическая проводимость керамических диэлектриков, управляемая комбинацией добавок» А. Коллер и др. (ЧССР) и другие доклады.

По направлению «Использование новых физических методов для получения качественно новых материалов» представлены доклады: по радиационному модифицированию

полимеров, по радиационному модифицированию полиэтилена и по методу прямого высокочастотного плавления в холодном контейнере.

По направлению «Перспективы разработки новых полимерных и композиционных материалов и систем изоляции для электрооборудования» будут заслушаны следующие доклады: «Эпоксидные системы, полученные методом литья, и их использование в электротехнике» Е. Хюблер (Швейцария); «Полимерные электроизоляционные материалы, обладающие высокой нагревостойкостью» Е. Сугимото (Япония); «Пористые ленты из микабумаги и стекломатериала, используемые для изоляции машин, рассчитанных на высокое напряжение» Х. Мосимани (Швейцария); «Применение силиконовых жидких диэлектриков в высоковольтных трансформаторах» Т. Орбек (США); «Совершенствование производства печатного монтажа за счет использования современных методов и материалов» Р. Саразин (США) и др.

Подсекция № 3Б «Новые электротехнические материалы на основе металлов», сопредседатели которой Р. Тодоров, директор института металлокерамики (НРБ) и С. Г. Трубачев — заместитель директора Всесоюзного научно-исследовательского института электроизоляционных материалов (СССР), рассмотрит около 30 докладов по трем научным направлениям.

По направлению «Материалы для порошковой металлургии и применение методов порошковой металлургии для изготовления электротехнических изделий» получен ряд докладов, в том числе: «Спеченые материалы для электрических контактов в силовой технике — разработка материалов, определение контактных свойств» Х. Шрайнер (ФРГ); «Металлокерамические материалы с регулируемым расширением и со противлением» Р. Тодоров и др. (НРБ) и др.

По направлению «Новые магнитные и конструкционные материалы и их применение в электротехнике» представлено несколько докладов, среди которых: «Перспективы развития новых магнитных материалов» Г. И. Чин (США); «Высококачественные магнитные материалы» Т. Отаке (Япония) и другие доклады специалистов СССР, ФРГ, ПНР, ГДР.

По направлению «Новые проводниковые материалы, биметаллы, сплавы и сверхпроводники» предусмотрено для обсуждения более 15 докладов: «Новое в разработке сверхпроводящих материалов» Х. Пфистер и Х. Хиллман (ФРГ); «Теплые сверхпроводники» Л. К. Тестарди (США) и др.

Таким образом, дискуссия на заседаниях секций будет способствовать разработке и применению новых материалов, имеющих первостепенное значение для дальнейшего прогресса электротехники.

Секция № 4 «Применение электричества в технологических процессах» состоит из двух подсекций. Подсекция № 4А «Электротермические процессы и оборудование», сопредседателями которой являются: А. Бородачев — председатель национального комитета Международного союза электротермии (СССР); Т. Скшипек — руководитель отдела электротермии Варшавского политехнического института (ПНР); И. Тибергейн — президент Международного союза по электротермии (Бельгия), заслушает и обсудит более 90 докладов по 5 научным направлениям.

По направлению «Тенденция развития крупных металлургических дуговых сталеплавильных, ферросплавных, электрошлаковых и индукционных электропечей и перспективы применения новых видов нагрева» будут представлены, в частности, нижеследующие доклады: «Тенденции развития параметров дуговых печей» Б. Баумэн (Франция); «Сверхмощная ДСП для производства стали, практические меры по ее усовершенствованию» Дж. Петрилло (Италия); «Новая система бесконтактно-быстро действующего регулирования» П. Иванович (СФРЮ); «Рудовосстановительные печи для цветной металлургии» И. Вестли (Норвегия); «О технико-экономических преимуществах процессов электротермической и плазменной плавки» Г. Бат (США); «Перспективы и пути развития плазмохимии» Л. С. Полак (СССР); «Индукционная плавка в крупных индукционных печах емкостью 50—150 т» К. Х. Брокмаер (ФРГ); «Цифровое моделирование индукционной печи» Д. Файнгольд (Франция); «Крупные вакуумные плавильные индукционные печи» Г. Клингерман, М. Меткалф (США) и др.

По направлению «Новые виды электротермического оборудования для нагрева при термообработке, а также в строительстве, коммунальном и сельском хозяйстве» предусмотряется ряд докладов, в том числе: «Новое применение нагревательных элементов из дисилицида молибдена» Т. Томандер (Швеция); «Предварительный нагрев (под сварку) и

отжиг для снятия напряжений (после сварки) крупных трубопроводов и емкостей с помощью мощных инфракрасных излучателей» Ю. Танака (Япония); «Электропечи сопротивления в СССР и перспективы их развития» А. С. Бородаев и др. (СССР); «Применение тепловых насосов в промышленных процессах» К. Медан, М. Орфеуил (Франция) и др.

По направлению «Перспективы применения источников света в технологических процессах фотосинтеза, полимеризации лаковых покрытий, в установках для животноводства, облучения семян и др.» представлено несколько докладов, среди которых: «Социология села (применение светотехнических устройств в сельском хозяйстве)» К. Комото (Япония); «Облучение растений в фитотронах» Н. Билдерлинг (Франция) и др.

По направлению «Перспективы промышленного применения индукционного диэлектрического нагрева» запланирован ряд докладов: «Индукционный нагрев под прокатку, ковку и экструдирование» Н. В. Росс (США); «Высокотемпературный индукционный нагрев для физико-химических процессов» М. Ребокс (Франция); «Перспективы развития высокочастотного оборудования для нагрева, термообработки и других технологических процессов» В. В. Вологдин и др. (СССР) и др.

По направлению «Электротермическое оборудование для нагрева и плавки неметаллических материалов, включая диэлектрический нагрев, производство монокристаллов и высокочастотную плазму» представлено более 10 докладов. Например «Развитие промышленного применения радиочастотного и микроволнового нагрева диэлектрических материалов в Англии» Х. Барбер (Великобритания); «Промышленное применение микроволновой обработки материалов. Настоящее и будущее» В. Р. Тинга (Канада) и др.

Перечисленные наименования докладов показывают диапазон ожидаемой дискуссии по различным видам технологических процессов и перспективам их развития.

Подсекция № 4Б «Электросварочные и электротехнологические процессы и оборудование», сопредседателями которой являются: В. Богданов — директор Всесоюзного научно-исследовательского института электросварочного оборудования (СССР); М. Сиаки — президент фирмы Сиаки (Франция); Я. Шкриняр — директор Братиславского института сварки (ЧССР), заслушает и обсудит более 75 докладов по 4 научным направлениям.

По направлению «Развитие электросварочного оборудования, новые виды сварки» будут заслушаны доклады: «Применение роботов для дуговой сварки» Л. Е. Аминдер (Швеция); «Централизованное управление миникомпьютером многочленными сварочными машинами и поточными линиями» П. Джос, Г. Сайер (Франция); «Современная электронная аппаратура для сварочного оборудования», Б. Бирг (Великобритания); «Электрогазовая сварка в тяжелом машиностроении» О. Леманн (ГДР); «Электрическое моделирование теплового поля при сварке вращающейся дугой» Д. М. Дехелеан (CPP); «Сообщения по плазменной сварке алюминия» Н. Жони и др. (CPP); «Высокочастотная сварка крупногабаритных изделий из плоских материалов для производства автомобильных тентов» М. Лангмайер (ЧССР); «Наблюдение за ультразвуковой сваркой с электроакустической точки зрения» Ш. Швегла (ЧССР); «Современное состояние и перспективы развития электронно-лучевого сварочного оборудования» К. Х. Штайгервальд, В. Хиллер (ФРГ); «Последние достижения в развитии электронно-лучевой сварочной техники» Г. Сайер (Франция) и др.

По направлению «Использование электромагнитных полей для обработки, перемещения и сепарации материалов» предусмотрен ряд докладов: «Применение электромагнитных полей для обработки и сепарации жидких материалов» З. Царка (ПНР) и др. доклады.

По направлению «Применение электронно-ионной технологии для нанесения покрытий, упрочнения деталей и обработки лицевых продуктов» намечен ряд докладов, в том числе: «Использование электроэнергии в процессах поверхностного ионного упрочнения (ионное азотирование)» Б. Эденхоффер (ФРГ); «Технология электронно-лучевой обработки с использованием ускорителей (пушек)» К. Х. Морганстери (США); «Использование лазера в электротехнической промышленности» Г. Раушер (ФРГ).

По направлению «Общие проблемы электротехнологии» предполагается несколько докладов, среди которых: «Электротермия и научно-технический прогресс» А. П. Алтгаузен и др. (СССР); «Перспективы развития электрических нагре-

вательных установок для термообработки металлов, используемых в машиностроении» Е. Шпунар, Т. Бураковский (ПНР).

Доклады и дискуссия по проблемам электросварочного оборудования имеют особое значение для повышения производительности труда, повышения экономичности выполняемых работ.

Секция № 5 «Способы преобразования энергии» состоит из двух подсекций.

Подсекция № 5А «Физические преобразователи», сопредседателями которой утверждены: Г. Велкер — вице-президент фирмы Сименс (ФРГ), Ф. Кэлхаммер — доктор, начальник отдела энергетики ЭПРИ (США), Н. С. Лидоренко — член-корреспондент Академии наук СССР, заслушает и обсудит более 60 докладов по 5 научным направлениям.

По направлению «Фотоэлектрическая энергетика» представлен ряд докладов, в том числе: «Состояние исследований в области технологии преобразования солнечной энергии в электрическую в Соединенных Штатах» Х. Блайден и др. (США); «Новые исследовательские программы в области разработки солнечных генераторов космического и наземного применения» Е. Шмидт (ФРГ) и др.

По направлению «Термоэлектрические преобразователи» будет рассмотрен ряд докладов, среди которых: «Термоэлектричество — перспективы разработок материалов с улучшенными свойствами» Ч. Галло (США); «Серия термоэлектрических генераторов на органическом топливе» В. М. Ржевский и др. (СССР).

По направлению «Термоэмиссионные преобразователи» запланированы доклады: «Преобразователи термоионной энергии, применяемые в программах исследований в США» О. Мерилл, И. Моррис (США); «Транспортируемые ядерно-энергетические установки с термоэмиссионным преобразованием энергии» В. А. Кузнецова и др. (СССР) и другие доклады специалистов США, СССР, ВНР и ФРГ.

По направлению «Силовые полупроводниковые устройства» имеется ряд докладов: «Перспективы развития мощных тиристоров» В. Н. Тучекевич (СССР); «Перспективы развития силовых полупроводниковых приборов» К. Рамайз (ЧССР); «Последние разработки в области световозбудимых мощных тиристоров» Д. Сильбер и др. (ФРГ); «Настоящее и будущее сверхмощных тиристоров» Я. Варга (США) и другие доклады.

По направлению «Преобразователи информации» будут заслушаны доклады «Новые разработки в электронных измерениях света и цвета» Ю. Крохман (Западный Берлин) и др.

Подсекция № 5Б «Химические преобразователи», сопредседателями которой являются: Е. Будевский — профессор, Болгарская Академия наук; Н. С. Лидоренко — член-корреспондент Академии наук СССР; Ф. Штурм — руководитель отделения электрохимии фирмы Сименс (ФРГ), заслушает и обсудит более 40 докладов по 4 научным направлениям.

Доклады по направлению «Традиционные химические источники тока» представлены по проблемам воздушно-цинковых, никель-кадиевых, никель-цинковых, марганцево-цинковых, свинцовых и других видов аккумуляторов.

По направлению «Перспективные химические источники тока» предусматриваются доклады, в числе которых: «Разработка элементов литий — сульфид металла для применения в электромобилях» Э. Гай (США); «Аккумуляторы на плавах с высокой удельной энергией» Н. С. Лидоренко и др. (СССР); «Новые виды технологий молибденовых щелочных аккумуляторов» М. Ценек и др. (ЧССР).

По направлению «Электрохимические генераторы» запланирован ряд докладов: «Аккумулирование энергии в силовых электрических системах» Ф. Кэлхаммер и др. (США); «Электрохимические аспекты водородной энергетики» Д. Бокрис (Австралия) и другие доклады специалистов США, СССР, Франции, Италии, ВНР.

По направлению «Молекулярные устройства преобразования информации» имеется несколько докладов: «Электрокинетические преобразователи — новый тип детекторов для автоматики и измерительной техники переменных давлений в гидравлических и пневматических схемах» С. Минц, Я. Домбровски (ПНР) и др.

В целом, как это видно из наименований докладов, работа секции посвящена способам генерирования и преобразования энергии, основанным на последних достижениях физики и химии.

Секция № 6 «Автоматизированные промышленные электромеханические комплексы и новые виды электрооборудования» рассмотрит электромеханические системы, имеющие боль-

шое значение для различных отраслей промышленности, а также для транспорта. Сопредседатели секции: **О. Гора** — директор научно-исследовательского института сильноточной электротехники (ЧССР); **М. Г. Юньков** — директор ВНИИ-электропривода (СССР); **С. Ямамура** — профессор Токийского университета (Япония). Намечено заслушать и обсудить более 80 докладов по четырем направлениям.

По направлению «Комплексные электромеханические системы в различных областях техники» предусматриваются, в числе других, доклады: «Настоящее и будущее электроподвижного состава» **Фред И. Порт** (США); «Электротехнические комплексы для горной и нефтедобывающей промышленности» **Т. З. Портной, М. Г. Юньков** и др. (СССР).

По направлению «Преобразовательная техника в автоматизированном электроприводе» вызывают интерес доклады: «Статические преобразователи частоты» **Кнут Тандруп** (Дания); «Регулируемые приводы с двигателями постоянного тока малой и средней мощности с транзисторными прерывателями» **Ф. Латтейер, Д. Маггетто** (Бельгия) и др.

По направлению «Элементы системы промышленного оборудования, средства управления, локальные схемы управления» будут представлены доклады: «Новые достижения в области промышленного электропривода» **Б. М. Бирд** (Англия); «Микрокомпьютеры для управления станками и промышленными роботами. Новый компьютер — НУКОН 400» **Б. Вейгбродт** (Швеция) и др.

По направлению «Вопросы теории, оптимизации параметров и структур автоматизации расчетов и проектирования электромеханических устройств» предстоит заслушать и обсудить следующие доклады: «Математический анализ и моделирование полупроводниковых преобразователей для питания приводов переменного тока» **И. Рац** (Венгрия); «Закон оптимизации частоты и напряжения при питании асинхронного двигателя от инвертора» **В. Исастиа** и др. (Италия); «Оптимизация быстродействующих систем с тиристорными преобразователями» **А. Д. Поздеев** и др. (СССР); «Автоматизированные системы проектирования электрических машин» **Х. Ковалевски** (ПНР).

На секции № 7 «Специализированные электромеханические комплексы, вычислительная и микроэлектронная техника в системах управления», сопредседатели которой **Д. Заборский** — декан факультета системного анализа и математики Вашингтонского университета (США); **Г. Хаддад** — вице-президент ИБМ (США); **Н. Н. Шереметьевский** — председатель научно-технического Совета по электромеханике (СССР), предстоит заслушать и обсудить более 75 докладов по 8 направлениям.

По направлению «Специализированные электромеханические комплексы для летательных и космических аппаратов, орбитальных станций» намечены, в числе других, доклады: «Космос и источники энергии» **К. Эрике** (США); «Проблемы создания шарового двигателя — машины для управления угловым положением орбитальных станций» **Н. Н. Шереметьевский** и др. (СССР).

По направлению «Специализированные электромеханические комплексы для систем электродвижения с магнитным подвесом» запланированы доклады: «Исследование характеристик транспортных средств с магнитной левитацией» **С. Ямамура** (Япония); «Системы управления с магнитным подвесом для высокоскоростных наземных средств передвижения» **Э. Готтзайн, Л. Миллер** (ФРГ) и др.

По направлению «Комплексные системы на основе машин, использующих эффект сверхпроводимости» будут обсуждены доклады: «Вибрация электромагнитных экранов криогенных генераторов переменного тока» **П. Туллен** и др. (США); «Аспекты конструирования и регулирования криогенных генераторов переменного тока» **Д. Смит** (Англия) и др.

По направлению «Специализированные электромеханические комплексы для атомных электростанций и других энергетических объектов» представлены доклады: «Управление с помощью вычислительной техники ядерными установками в Канаде — опыт, имеющийся в настоящее время, и перспективы» **А. Пирсон** (Канада); «Вычислительные системы на атомной станции «Ловинза» **Я. Саастомойнен** (Финляндия); «Управление работой тепловых станций с помощью вычислительной техники» **А. Де Марко** и др. (Италия) и др.

По направлению «Архитектура и схемотехника управляющих вычислительных комплексов» предстоит заслушать доклады: «Проблемы создания управляющих вычислительных комплексов повышенной живучести» **В. М. Долкарт** и др. (СССР); «Организация базы данных в гибких системах пря-

мого цифрового управления на базе ЭВМ РДР-11 с операционной системой PSX—MV2» **М. Мадду** (США) и др.

По направлению «Перспективы применения больших интегральных схем, микропроцессоров и микроЭВМ в системах управления» представляют интерес следующие доклады: «Использование микроЭВМ в качестве многоконтурного регулятора» **Р. Аксельссон** (Швеция); «Гибридные миниатюрные микропроцессоры для автоматизации промышленности» **М. Отала** (Финляндия) и др.

По направлению «Автоматизированная контрольно-испытательная аппаратура, использующая вычислительные машины» в числе других будут обсуждены доклады: «Использование миниЭВМ для дистанционного управления лабораторией большой мощности» **Ж. Л. Хоуле, Г. Мас** (Канада).

По направлению «Комплексная микроминиатюризация электронных устройств для систем управления» будут заслушаны доклады: «Тенденции в разработке технологии интегральной электроники и микропроцессоров» **Р. Причард** (США); «Программа исследований и разработок по микроэлектронике» **С. Джавалекар** (Индия); «Мощные интегральные схемы для электротехники» **Д. Купер** (США) и другие доклады.

Секция № 8 «Электротехника в доме и медицине» состоит из двух подсекций. Подсекция № 8А «Бытовое электрооборудование» [сопредседатели подсекций: **Н. Миронова** — руководитель Программы по электробытовым приборам Минэлектротехпрома (СССР); **Г. Рац** — заместитель директора Испытательного центра, Будапештского технического университета (Венгрия); **Л. Эльфстрем** — президент СЕЕ (Швеция)] обсудит более 30 докладов по 3 направлениям.

По направлению «Комплексная электрификация быта и тенденции ее развития» предусматриваются доклады: «Настоящее и будущее бытового электрооборудования» **Д. Бейлман** (США); «Прогнозирование электрификации быта» **И. В. Бестужев-Лада, В. С. Лутовинин** (СССР); «Экономия электроэнергии в быту и оптимизация срока службы бытовых электроприборов» **Дж. Бозола, Ф. Тессароло** (Италия) и др.

По направлению «Проблемы стандартизации и безопасности использования электроэнергии в быту» предстоит заслушать доклады: «Опыт национальных и международных испытаний бытового электрооборудования и тенденции их развития» **Г. Рац** (Венгрия); «Проблемы безопасности использования электроэнергии в быту» **Л. Эльфстрем** (Швеция) и др.

По направлению «Новые технические решения в области бытовой электротехники» большой интерес вызовут доклады: «Применение интегральных схем и микропроцессоров в бытовой технике» **М. Е. Слоан** (США); «Характеристики электрических плит с индукционным нагревом» **М. Хибино, Т. Ито, Т. Койя** (Япония) и др.

Подсекция № 8Б «Электротехника в медицине» [сопредседатели подсекции: **И. Мартон** — генеральный директор объединенных заводов «Медикор» (Венгрия); **У. Робб** — вице-президент и генеральный директор, Отделение медицинских систем фирмы Дженирал Электрик (США); **И. Рубашов** — руководитель Программы по электрооборудованию для медицины Минэлектротехпрома (СССР)] обсудит 50 докладов по 6 направлениям.

По направлению «Автоматизированные системы сбора данных» предусматриваются доклады: «Тенденция развития современной медицинской электроники» **Д. Мортон** (США); «Настоящее и будущее регистрирующих приборов биоизмерительной техники» **Иоахим** (ГДР); «Система для исследований пациента» **Л. Нидрах** и др. (США), **В. С. Гигаури** и др. (СССР) и др.

По направлению «Новое в рентгене» представлены доклады: «Компьютерный томограф. Разработка и клинические исследования» **Р. Рэдингтон** и др. (США); «Современные достижения в разработках схем для телевизионной передачи рентгеновских снимков» **Ф. В. Хоффман** (ФРГ); «Перспективы развития медицинской рентгеновской техники» **И. Мартон** (Венгрия) и др.

По направлению «Источники энергии и электротехническое оборудование в медицине и биологии» представляют интерес доклады: «Электротехника в медицине» **Хирана** (Япония); «Достижения и проблемы, связанные с новым биомедицинским оборудованием» **Боккато, Черутти, Пинциролли** (Италия) и др.

По направлению «Электrostимулирование и электротерапия» планируется обсудить следующие доклады: «Экспериментальное ядерное медицинское оборудование», разрабаты-

ваемое в США» **Л. Кауфман** (США); «Биологическое воздействие сильных электростатических и магнитных полей и механизм аэроионизации» **И. Цине** (ВНР) и др.

По направлению «Искусственные органы» намечены доклады: «Искусственные органы — достижения техники в медицине» **Л. Харрисон** (США); «Электромеханическое искусственное сердце» **Ф. Лойе** и др. (Франция); «Применение микроэлектроники при разработке конструкций искусственных органов» **В. Доббел** (США) и др.

По направлению «Настоящее и будущее ультразвука» представлены доклады: «Эхотомограф, работающий в реальном масштабе времени» **М. Накашика, И. Такемура** (Япония); «Качество серого изображения при эхо-сонографических исследованиях» **Х. фон Бенау** (ФРГ) и другие доклады.

Доклады на секции № 8 характеризуют развитие бытового электрооборудования и электротехники в медицине, в области которых научно-технический прогресс в будущем имеет большие перспективы.

Международный оргкомитет представил право программной комиссии Всемирного электротехнического конгресса дополнять научную программу. Это право было использовано для включения ряда зарубежных докладов, поступивших с опозданием, но представляющих интерес для конгресса.

Академик ГЛЕБОВ И. А., инженеры ГРИШИН В. Ф., СОКОЛОВСКИЙ С. М.



## Из истории международных электротехнических конгрессов

В конце прошлого и начале нашего века регулярно созывались международные конгрессы электриков, на которых встречались специалисты, осуществлялся обмен техническими идеями, подводились итоги и намечались перспективы очередных этапов развития науки и промышленности. На конгрессах были достигнуты международные соглашения по единицам измерения.

С периодичностью менее трех лет с 1881 по 1911 г. было проведено девять конгрессов и две международные конференции.

Каждый из конгрессов оставил заметный след в науке об электричестве. Научно-технические журналы того времени, в том числе и отечественный журнал «Электричество», первый номер которого датируется июлем 1880 г., подробно освещал ход подготовки и решения, принятые на конгрессах.

В октябре 1880 г. те, кто занимался электричеством или интересовался его будущностью, узнали, что министр почт и телеграфов Франции г-н Кошери обратился с докладом к Президенту Республики, в котором обосновал необходимость организации конгресса электриков. В частности, он писал, что... «в настоящее время никакая наука, кроме науки об электричестве, не достигает таких быстрых успехов, не решает задач, столь важных для экономической жизни нации и, наконец, не оказывает нам таких неоценимых услуг во всей нашей деятельности». Далее г-н Кошери отмечал, что «в течение около сорока лет, с тех пор, как наука об электричестве получила такое широкое развитие, накопилось бесчисленное множество работ... Двадцать лет назад из науки возникла промышленность, которая с каждым днем подвигается исполненными шагами вперед на пути полезных приложений. Нужен общепонятный язык, нужна определенная измерительная система, принятая обязательнно всеми. Хотя успехи, достигнутые наукой об электричестве очень важны, но есть очень много непонятного и неясного. Представляет большой интерес уточнить состояние электрической науки и ее применения, сопоставить и сравнить методы исследования, а также объединить усилия для достижения и обеспечения успеха».

К съезду ученых и специалистов организовали электротехническую выставку, так как вместе с Конгрессом, они должны были «представить всем желающим благоприятные возможности высказать свои идеи и подвергнуть их наиболее верному и беспристрастному суду под всеобщим контролем».

Все нации были приглашены принять участие в Конгрессе и выставке, которые были приурочены к пятидесятилетию открытия М. Фарадеем явления и законов электромагнитной индукции.

Конгресс электриков, собравшийся в Париже в период электротехнической выставки, работал с 15 сентября по 5 октября 1881 г.

В его работе приняли участие крупнейшие мировые ученые и специалисты: Гельмгольц, Кирхгоф, А. Г. Столетов, Р. Э. Ленц, Клаузиус, Сименс, Видеман, сэр В. Томсон, лорд Рейли, Беккерель, Дюма, Жубер, Липпман, Маскар, Потье, М. Депре, Грамм и другие.

Было проведено шесть общих (plenарных) заседаний. Специальные вопросы обсуждались секциями и затем утверж-

дались на общих заседаниях. На Конгрессе были учреждены и работали три секции: научная; телеграфия и железные дороги; прочие приложения электричества.

Первая секция по важности рассматриваемых вопросов и своему составу являлась ядром Конгресса. На ней под председательством академика Дюма (Франция) рассматривался вопрос «Об электрических единицах». Актуальность этой проблемы подтверждается тем, что тогда насчитывалось пятнадцать различных единиц измерения сопротивлений, двенадцать — для измерения электродвижущей силы, десять — для силы тока и т. п. Ради нее в основном съехались в Париж крупнейшие ученые французской, английской, немецкой, русской науки. Решение этого вопроса вызвало учреждение при секции особой комиссии, в работе которой самое активное участие принял глава русской физической школы профессор А. Г. Столетов.

Окончательные положения, выработанные комиссией единиц и одобренные Конгрессом, установили принятие для электрических измерений основных метрических единиц: сантиметр (длина), грамм (масса), секунда (время) и эта система получила название CGS.

Принятая система логично и просто связала учение об электричестве с другими частями механики и физики. Были также определены и получили наименование в память знаменитых деятелей в области электричества следующие единицы: ом, вольт, ампер, кулон и фарада.

Конгресс принял решение об учреждении трех международных комиссий по определению точной высоты ртутного столбика сечением в 1  $\text{мм}^2$  при температуре 0°C, соответствующего 1 Ом; наблюдению и защите от атмосферного электричества; определению нормального источника света и выработке фотометрических методов сравнения.

Одновременно с Конгрессом работала первая международная электротехническая выставка, на которой было представлено более 1760 экспонатов. Из 29 экспонатов, представленных русскими учеными и изобретателями, 21 получил награду.

В 1882 и 1884 г. в Париже состоялись две международные конференции электриков, на которых были приняты некоторые практические решения по изучению атмосферного электричества и земных токов. На второй конференции высота ртутного столбика, сечением 1  $\text{мм}^2$  и при 0°C соответствующего теоретическому ому, была принята равной 106,0 см. Единицей света был признан свет, испускаемый в нормальном направлении поверхностью расплавленной платины при температуре отвердения площадью в 1  $\text{см}^2$ .

Второй международный Конгресс электриков проходил с 24 по 31 августа 1889 г. в Париже во время Всемирной выставки, к началу работы которой было закончено строительство Эйфелевой башни.

Программа конгресса не претендовала на всестороннее рассмотрение всех интересных проблем, а наоборот, ставила своей целью ограничить поле деятельности участников конгресса, привлекая их внимание только к самым злободневным и насущным из них.

На приглашения отклинулось 600 человек, в том числе такие известные ученые и специалисты, как Пьер Кюри, Маскар, Липпман, Потье, Меркадье, Виолль, Жубер, Крове, Бенуа, Рариэль, Бодо, Фонтен, Госпиталье Карпантье (Франция); Сэр В. Томсон, С. Томсон, Форбс, Юз, Прис, Кромптон (Великобритания); Эдисон, Тесла (США); Ронти, Феррарис (Италия); Г. Ф. Вебер, Гагенбах (Швейцария); Аррениус, Бьёркнес (Швеция, Норвегия) и др. Из России приехали профессор А. Г. Столетов, П. А. Зилов и др.

На первом общем заседании было принято решение об учреждении четырех секций: научная или измерительная; промышленная; телеграфия, сигналы; электрофизиология.

Главной научной новостью Конгресса явились знаменные опыты немецкого физика Г. Герца, наглядно подтверждавшие теорию Максвелла о единстве явлений света и электричества. Опыты были у всех на устах, повторялись и варьировались, в течение Конгресса их показывали дважды. Со стороны технической отмечался некоторый возврат к машинам переменного тока и возрастающее распространение трансформаторов для осуществления передач электрической энергии.

В работе Конгресса на первом плане стояли вопросы терминологии, выбора наименования единиц, т. е. вопросы более всего нуждающиеся в международном соглашении. Были определены период, частота, среднее и эффективное значение переменного тока; эффективное значение э. д. с., кажущееся сопротивление и др. Приняты электрические единицы: джоуль; ватт; десятичная свеча, равная  $1/10$  абсолютного эталона света, определенного на международной конференции электриков 1884 г. в Париже.

Третий международный электротехнический конгресс, состоявшийся с 7 по 15 сентября 1891 г. во Франкфурте-на-Майне (Германия), собрал более 700 участников из 12 государств. Всего было проведено три общих собрания делегатов, работало пять секций: теория измерений; техника силовых токов; сигнализация, телефония, телеграфия; электрохимия и особенности применения электрического тока; законодательство в электротехнике, на которых всего было сделано 45 докладов. В докладах на секциях освещались самые различные вопросы, велась оживленная дискуссия.

Особенно интересными были сообщения: Г. Вебера «Общая теория ламп накаливания»; В. Приса «Прогресс в телеграфии и телефонии в Англии». М. О. Доливо-Добровольского «Электрическая передача работы посредством переменного тока». Конгресс работал одновременно с международной электротехнической выставкой, к открытию которой под руководством М. О. Доливо-Добровольского была спроектирована и построена самая большая в мире передача электрической энергии трехфазным током на расстояние 170 км. Для ее осуществления им же были сконструированы трехфазные генератор, трансформатор, электродвигатель. Началась эра трехфазного тока.

Решения четвертого конгресса электриков, созванного в период с 21 по 24 августа 1893 г. в Чикаго (США), внесли существенный вклад в развитие электросвязи и электротехники.

На общем заседании были заслушаны доклады В. Пирса (Великобритания) «Сигнализация через пространство посредством электромагнитных колебаний», С. Томсона (Великобритания) «Телефония через океан и др.». Далее заседания проходили по трем секциям: чистая теория; теория и практика; чистая практика, на которых был сделан ряд интересных докладов, в том числе Линдена (Германия) «О материалах для проволочного эталона электрического сопротивления», англичанина С. Дж. Форбса «О Ниагарской электростанции», в котором сообщалось о постройке величайшей электростанции и передачи ее электроэнергии по проводам и др.

Конгресс определил и принял способы выполнения главных единиц измерения в виде конкретных образцов (эталонов), которые можно было бы легко воспроизводить, установил для них название: ампер, вольт, ом, ватт, образцовая свеча; обсудил международную систему обозначений и символов для обозначения различных количеств.

Конгресс проводился в период работы Всемирной (Колумбовой) выставки в Чикаго, посвященной четырехсотлетию открытия Х. Колумбом Нового Света.

На пятом конгрессе электриков, собранном в конце мая — начале июня 1896 г. в Женеве (Швейцария), были установлены фотометрические величины и единицы: освещения (люкс), светового потока (люмен), яркости, светоспособности. Кроме секции — фотометрические единицы и величины на кон-

грессе работали еще три секции: магнитные единицы и величины; ограждение сетей сильных токов от атмосферных разрядов; влияние сильных токов на телефонные сети.

Важным вопросом, обсуждавшимся на состоявшемся в августе 1900 г. в Париже шестом конгрессе электриков, был вопрос о новых электрических и магнитных единицах. На общем заседании всех членов конгресса было рекомендовано единицу напряженности магнитного поля впредь именовать гаусс, а единицу силы магнитного потока максвелл. Отдавая должное вопросам теории, Конгресс все же главное свое внимание посвятил обсуждению вопросов промышленности и экономического характера. На Конгрессе работали следующие секции: научные методы измерения и измерительные приборы; производство электрической энергии и применение ее для двигателей и освещения; электрохимия; телеграфия и телефония; электрофизиология. Это был наиболее представительный из всех предшествующих конгрессов: более 1200 участников собралось на его заседания.

Часть докладов носила характер обзора современного состояния того или иного научного вопроса или какого-либо раздела электротехники, другие касались частных проблем и исследований. Конгресс ходатайствовал перед правительствами: о принятии законодательства, ограничивающего права собственности на электрическую энергию и о принятии мер, которые бы способствовали развитию электрической передачи энергии.

Конгресс работал одновременно со Всемирной Парижской выставкой, на которой русские специалисты по разделу «Электричество» получили высшую награду (Гран При). Всего русские экспонаты получили три высших награды: одну золотую, одну серебряную и шесть бронзовых медалей.

Седьмой международный конгресс электриков работал с 12 по 17 сентября 1904 г. в Сент-Луисе (США). Конгресс проходил одновременно с электротехнической выставкой. Количество участников конгресса составило 2046 человек из 24 стран.

Работали следующие восемь секций: основная теория, основное применение, электрохимия, передача электрической энергии, распределение электрической энергии и линии электропередач, электрический транспорт, электрическая связь, электротерапия. В общей сложности было проведено 99 заседаний, на которых было сделано 158 докладов. На конгрессе правительственными делегатами была принята резолюция об образовании Международной электротехнической комиссии (МЭК) — первой международной организации для осуществления стандартизации номенклатуры и технических характеристик электрической аппаратуры и электрических машин.

Восьмой международный электротехнический конгресс в Марселе (Франция) работал с 14 по 20 сентября 1908 г.

Целью конгресса явились решения ряда технических и административных задач, поставленных практикой за последние годы. Работало девять секций: регламентация, конструкции и защита электрических сетей, техническая и коммерческая эксплуатация, освещение и применение в быту, применение в промышленности и пропага, электрохимия и электрометаллургия, телефония и телеграфия, преподавание и измерение, применение электричества в медицине. В работе конгресса участие представители 12 стран, было сделано 60 докладов. На конгрессе было принято решение организовать постоянное Международное бюро по организации и подготовке конгрессов.

Конгресс работал, что стало уже традицией, одновременно с международной электротехнической выставкой.

Девятый международный электротехнический конгресс заседал с 10 по 16 сентября 1911 г. в Турине, в котором по случаю пятидесятилетия объединения Италии была устроена промышленная выставка. На конгрессе работало восемь секций: машины и трансформаторы (заслушано 5 докладов и 3 сообщения); установки, центральные станции, распределительные устройства, канализация (4 и 10); измерительные приборы и методы измерений; защита установок, разнос (2 и 7); электрическое освещение и отопление; электрическая тяга (3 и 4); телеграфия и телефония (9 и 5); аккумуляторы, электрохимия, электрометаллургия, разные применения (4 и 5); тарифы, налоги, законодательство (7 и 2).

На Туринском конгрессе отсутствовали доклады об электрических или магнитных единицах. Это явилось результатом передачи этих вопросов в специальную международную комиссию, образованную по инициативе конгресса в Сент-Луисе одновременно с МЭК.

Конгресс в Турине работал одновременно с заседаниями МЭК. На нем было предложено МЭК выполнять обязанности постоянного органа между конгрессами, а также продолжить работы, начатые на конгрессах. МЭК приняла эти предложения, однако первая мировая война помешала их выполнению.

Десятый международный электротехнический конгресс работал с 5 по 12 июля 1932 г. в Париже и был посвящен пятидесятилетию первого конгресса электротехников (1881 г., Париж).

В конгрессе приняли участие 1300 представителей из 35 стран, в том числе 26 официальных делегаций.

Президентом конгресса являлся Поль Жане, директор Центральной электротехнической лаборатории Высшей электротехнической школы, почетный президент Французского общества электриков.

Почетным президентом конгресса был избран г-н А. Ф. Энштрем, президент МЭК.

Советская делегация состояла из следующих ученых и специалистов: А. М. Николаев, руководитель делегации, член президиума Госплана СССР, члены делегации: академики: И. Г. Александров, А. Ф. Иоффе, Л. И. Мандельштам, В. Ф. Миткевич; профессора: В. П. Вологдин, М. А. Шателен; инженеры: А. Е. Алексеев и С. А. Векшинский.

В общей сложности на всех тринадцати секциях было заслушано 330 докладов.

Из перечня секций можно представить круг рассмотренных проблем: общая теория электричества и магнетизма (43 доклада); электротехнические измерения (39 докладов); производство и трансформация электрической энергии (47 докладов); передача и распределение электрической энергии (25 докладов); механическое использование электрической энергии (19 докладов); электрическое освещение, фотометрия (12 докладов); электрохимия, электрометаллургия, аккумуляторы (23 доклада); проводная связь (12 докладов); явления высокой частоты, радиосвязь и радиовещание (26 докладов); радиобиология и электробиология (14 докладов); атмосферное электричество и земной магнетизм (20); различные применения электричества (26 докладов); история электричества и преподавание (21 доклад).

Несмотря на то, что прения по некоторым вопросам проходили довольно вяло и конгресс был заполнен огромным

количеством представителей коммерческих организаций и фирм, конкурирующих между собой, что наложило отпечаток на работу конгресса и мешало многим договариваться до конца, все же конгресс имел большое информационное значение в смысле обмена опытом и освещения множества вопросов.

На 39 Пленарной сессии МЭК в сентябре 1974 г. в Бухаресте (Румыния) советская делегация предложила провести в 1977 г. в СССР очередную пленарную сессию МЭК и тогда же созвать в нашей стране Всемирный электротехнический конгресс.

Созываемый после сорока пятилетнего перерыва Всемирный электротехнический конгресс призван отразить новый этап в развитии электротехники, включающий реализацию основ квантовой физики, явления сверхпроводимости, МГД-генерирования электроэнергии, а также создание термоядерных электростанций.

Примечательно, что в год Всемирного электротехнического конгресса исполнилось 175 лет (1802 г.), когда первый русский электротехник Василий Владимирович Петров (1761—1834 гг.) открыл явление электрической дуги и указал на возможность ее применения для освещения. Он впервые осуществил параллельное соединение приемников электрического тока. В этот же год исполняется 150 лет (1827 г.) с тех пор, как немецкий физик Георг Симон Ом опубликовал свою работу «Гальваническая цепь, математически разработанная доктором Г. С. Омом», в которой он изложил основной закон (Закон Ома) зависимости тока от приложенного напряжения и сопротивления цепи.

Сто пятьдесят лет прошло с того времени, как французский математик и физик Андре Мари Ампер (1775—1836 гг.) опубликовал «Теорию электродинамических явлений, выведенную исключительно из опыта», в которой была изложена электродинамика.

При написании статьи использованы следующие источники:

Столетов А. Г. Собрание сочинений. Под ред. А. К. Тимирязева. М.—Л., ГИТТЛ, 1939.

Журнал «Электричество», 1880, № 10; 1889, № 13, 14; 1893, № 11, 12, 13, 15, 17, 18, 20; 1896, № 13, 14, 17, 20; 1900, № 10, 11, 21, 22, 23, 24; 1911, № 18; 1932, № 19.

ТРУБНИКОВА С. Г., СОКОЛОВСКИЙ С. М., ПУРКИНА Л. Я.,  
ГРИШИН В. Ф., БЕРЕСТОВА Н. Г.



УДК 621.3.064.4.061.3

## Семинар по физике гашения дуги в выключателях высокого напряжения

(29 июня — 1 июля 1976 г., Москва)

Второй семинар по физике гашения дуги в выключателях высокого напряжения был организован Научно-исследовательским центром по испытанию высоковольтной аппаратуры Минэнерго СССР (НИЦ ВВА). В семинаре приняли участие специалисты ВЭИ, НПО «Электроаппарат», СибНИИЭ, ЛПИ, МЭИ, Куйбышевского политехнического института (КПИ) и Московского института радиоэлектроники и автоматики (МИРЭА). Было заслушано 18 докладов, посвященных как экспериментальным, так и теоретическим исследованиям. В большей части экспериментальных работ исследовалась процессы гашения в конкретных типах выключателей.

Семинар открылся докладом директора НИЦ ВВА Н. В. Шилина о результатах экспериментальных исследований процесса гашения дуги в масляных выключателях. Было обращено внимание на анализ статистических закономерностей этого процесса, отработку методики и проведения расчетов изменения давления в воздушной подушке и сравнение их с экспериментальными результатами, определение температуры в дугогасительной камере. Тема доклада является продолжением и развитием работы, доложенной на первом семи-

наре. Результаты работы позволили описать феноменологию гашения дуги в масле.

Доклад В. П. Игнатко (НИЦ ВВА) был посвящен исследованию статистических вольт-амперных характеристик и приэлектродных падений в сильноточной дуге переменного тока. Показано, что в установлении квазистационарного режима неодуваемой дуги (время установления примерно 1 мс) определяющую роль играют эрозионные процессы на электродах. Исследования проводились при токах от 10 до 150 кА при межэлектродных промежутках 0,5—20 см. Обнаружен резкий рост приэлектродных падений напряжения, доходящий до сотен вольт, при превышении некоторого критического значения плотности тока на электроде.

В докладе А. К. Курочкина, Д. П. Лепера, Ю. А. Никуева и Н. В. Шилина (НИЦ ВВА) предложена методика сравнительного исследования дугогасительной способности воздушных выключателей на установке малой мощности. В этой методике выключатели сравниваются по величине предельной скорости роста напряжения, прикладываемого после принудительного среза малого тока.

Методике и результатам исследования восстанавливающейся электрической прочности в аппаратах управления был посвящен доклад **И. С. Таева и Е. Г. Егорова** (МЭИ). Предложено зондировать исследуемый промежуток кратковременными импульсами напряжения, наложенными на возвращающееся напряжение промышленной частоты. Разработанная установка пригодна для инженерного использования.

В докладе **В. А. Воздвиженского** (ВЭИ) впервые на семинаре рассматривались особенности процесса отключения тока вакуумными дугогасительными камерами. Этот анализ позволил автору сделать вывод о появлении в скором времени вакуумных дугогасительных камер с отключаемым током 100 кА при рабочем напряжении 100 кВ. Подчеркнуты преимущества использования таких выключателей для отключения постоянного тока до десятков килоампер с принудительным переходом тока в дуге через нуль. Перспективным является также применение элегазового дутья.

В докладе **Ю. Я. Быковца** (ВЭИ) было сообщено о результатах экспериментального исследования спада проводимости принудительно обрываемой свободно горящей дуги постоянного тока в атмосфере SF<sub>6</sub>. Проводились спектральные измерения средней по сечению температуры дуги, степени ионизации и диаметра проводящего канала дуги. Об исследованиях на физических моделях процесса гашения электрической дуги в системе продольного элегазового дутья доложили **Г. А. Кукеков, Ю. И. Вишневский, Г. С. Каплан и В. А. Соснин** (ЛПИ). В результате этой работы найдены оптимальные геометрические параметры дутьевых систем продольного одностороннего, двустороннего симметричного и двустороннего несимметричного дутья. Установлены преимущества двустороннего несимметричного дутья в сравнении с другими системами.

Продолжаются исследования коммутации тока в цепях с индуктивными накопителями. Этому вопросу был посвящен доклад **В. Л. Будовича, И. П. Кужекина и С. Г. Гончарова** (МЭИ). В нем рассматривалась возможность отключения тока в таких цепях с помощью серийного выключателя ВМГ-10 в комбинации со взрывающейся проволочкой. Исследованы условия координации работы этих двух устройств, что позволило довести их отключающую способность до 10 кА.

Теоретические доклады второго семинара в основном продолжали тематику первого. В докладе **А. В. Авдонина, К. И. Серякова и И. П. Щеглова** (ВЭИ) предложена методика расчета процесса отключения в сетях высокого напряжения, основанная на полуэмпирической модели дуги в выключателе вблизи нуля тока. В докладе рассматривалось построение методики расчета процесса отключения тока в линии с учетом ее конечной длины и волновых процессов в ней, а также наличия шунтирующих выключатель элементов. Методика учитывает все требования, предъявляемые к переходным процессам в таких цепях на тех участках кривой восстанавливающегося напряжения, где возможен тепловой пробой.

В докладе **В. В. Каплана** (ЛПИ) даны дополнения к предложенным им ранее уравнениям электрического баланса в дуге, составленным отдельно для электронов и тяжелых частиц. При этом сделана гипотеза о периодическом обмене энергией между плазмой дуги и окружающим ее непроводящим газом.

Построению нескольких теоретических моделей дугового разряда переменного тока в продольном потоке газа посвящен доклад **С. М. Крижанского, Г. Я. Бородянского и Н. С. Промышлянской** (НПО «Электроаппарат»). Модели строятся путем последовательного упрощения общих уравнений газодинамики. Простейшая модель сведена к обыкновенному дифференциальному уравнению, коэффициенты которого явным образом связаны с геометрией дугового промежутка, свойствами газа, его расходом и давлением. Результаты расчетов ряда характеристик на этой модели согласуются с опытными данными.

В работе **М. Е. Заруди** (МИРЭА) на основе динамического уравнения дуги, учитывающего нелинейные свойства плазмы, получены критерии устойчивости стационарных режимов в индуктивной цепи переменного тока с дугой и достаточные условия гашения дуги при сколь угодно сложной схеме, шунтирующей дуговой промежуток цепи.

В группе докладов сотрудников КПИ (**О. Я. Новикова, П. А. Кулакова, В. В. Танаева, Н. Г. Бабенко, В. М. Егорова, В. К. Степанова**) рассмотрены вопросы, связанные с динамикой и пространственной устойчивостью дуги, устойчивостью электрических цепей с дугой. При этом исследовались свободногорящие дуги с изложенным магнитным полем и без него, дуги, горящие в продольном потоке газа, дуги, представленные математическими моделями. Исследования проводились как теоретическими методами, так и экспериментально.

В докладе **Б. И. Ковалева и И. Е. Наумкина** (СибНИИЭ) предложена обобщенная модель дуги, которая непрерывным образом переходит в модель Майра около нуля тока и в модель Касси при больших токах. Для этого параметры модели прияты определенным образом зависящими от тока.

Следует отметить, что второй семинар характеризовался большей концентрацией внимания на проблемах, непосредственно связанных с гашением дуги в выключателях. Было высказано пожелание и в дальнейшем проводить более строгий отбор представляемых докладов, однако замыкаться только в круге вопросов, традиционных при исследовании коммутационных процессов, тоже, по-видимому, нельзя. Знакомство с работами по исследованию устойчивости дуг, плазменных процессов в них, их газодинамики и т. п., проведенное в близких к выключателям условиям, несомненно является полезным. Следует пожелать будущим авторам таких докладов теснее увязывать результаты своей работы с проблемами, стоящими в коммутационной науке и технике.

Отрадным является также тот факт, что на втором семинаре по сравнению с первым экспериментальные работы пользовались существенно большим вниманием. Следует приветствовать эту тенденцию.

Однако необходимо отметить, что большая часть этих работ основывалась, если можно так выразиться, скорее на электротехническом, чем на физическом подходе к исследованию рассматриваемых явлений и процессов. Большее внимание к физическим процессам — вот пожелание авторам докладов будущих семинаров.

Проведение второго семинара по физике дуги подтвердило плодотворность проведения таких встреч. Следующий семинар намечается провести летом 1977 г. в НИЦ ВВА.

Канд. техн. наук **ШИЛИН**, канд. физ.-мат. наук  
**СЕРЯКОВ К. И.**

## РОБЛЕН ХОРЕНович БАЛЬЯН

(К 50-летию со дня рождения)

4 марта 1977 г. исполнилось 50 лет со дня рождения известного ученого-электротехника, доктора технических наук, профессора Роблена Хореновича Бальяна.

Первые научные работы Р. Х. Бальяна, посвященные отдельным вопросам теории и проектирования электрических машин, были опубликованы на страницах журнала «Электричество».

Большой вклад внесен Р. Х. Бальяном в теорию и практику проектирования магнитных усилителей. Им предложена и исследована ставшая широко известной эффективная схема двухтактного магнитного усилителя с внутренней обратной связью с выходом на постоянном токе, позволившая создать высококачественные следящие приводы постоянного тока с магнитными усилителями.

Одним из главных направлений научной деятельности Р. Х. Бальяна стали вопросы оптимизации электромагнитных устройств, широко применяемых в современной автоматике, радиоэлектронике, приборостроении.

Им созданы фундаментальные работы в области теории проектирования трансформаторов малой мощности промышленной, повышенной и высокой частот, разработаны теория их электромагнитной и геометрической оптимизации, основы технико-экономического анализа на базе обобщенных удельных показателей эффективности, созданы инженерные методы проектирования.

В этих работах получен целый ряд оригинальных решений и выводов (например, новые законы роста, соотношения плотностей тока обмоток и др.), обоснованы практически реализованные методы создания размерных рядов унифицированных магнитопроводов. Результаты работ обобщены в двух монографиях: «Трансформаторы малой мощности» (1961 г.) и «Трансформаторы для



радиоэлектроники» (1971 г.). Р. Х. Бальян является также одним из авторов популярного «Краткого справочника конструктора РЭА» (1973 г.).

Новые взгляды реализованы Р. Х. Бальяном в области проектирования феррорезонансных стабилизаторов напряжения, что привело, в частности, к созданию высокоэффективных телевизионных стабилизаторов напряжения типа «Вега», отличающихся исключительно малой массой и высокими энергетическими показателями. Заложенные в этих стабилизаторах новые решения запатентованы во многих ведущих в техническом отношении зарубежных странах.

Широки научные интересы Р. Х. Бальяна. Это и специальные вопросы

проектирования тиристорных преобразователей и их источников питания (многофазных выпрямителей), методы исследования и расчет нестационарных режимов в цепях с распределенными параметрами (кабельных линиях), и исследование электрических цепей с пьезокерамическими трансформаторами для современных вторичных источников питания радиоаппаратуры.

В 1955 г. Р. Х. Бальян защитил кандидатскую, а в 1965 г. докторскую диссертации. В 1968 г. ему присвоено ученое звание профессора. Напряженную научную и производственную деятельность он постоянно совмещает с преподавательской работой: с 1958 г. в Ленинградском институте авиационного приборостроения, а в настоящее время в Ленинградском электротехническом институте им. В. И. Ульянова (Ленина).

Р. Х. Бальян является автором более 100 научных работ, 17 изобретений и 12 зарубежных патентов.

Научная деятельность Р. Х. Бальяна тесно связана с практикой. За работы в области трансформаторов малой мощности и феррорезонансных стабилизаторов напряжения он трижды награжден золотыми медалями ВДНХ.

Р. Х. Бальян — член КПСС с 1946 г. Он постоянно ведет большую общественную и партийную работу, оказывает помощь молодым специалистам, научным работникам, щедро делится с ними своими богатыми знаниями и опытом. Человек широкой научной эрудиции и высокой культуры, крупный ученый, Р. Х. Бальян пользуется заслуженным авторитетом среди широких кругов инженерно-технической общественности.

За заслуги перед Родиной Р. Х. Бальян награжден орденом Трудового Красного Знамени и медалями.

Группа товарищей



## Р. А. ЛЮТЕР

10 декабря 1976 г. после тяжелой болезни скончался заслуженный деятель науки и техники РСФСР, лауреат Государственных премий, доктор технических наук, шеф-электрик Ленинградского производственного электромашиностроительного объединения «Электросила» имени С. М. Кирова Роберт Андреевич Лютер.

Р. А. Лютер — один из основоположников советского электромашиностроения, с его именем связаны становление и развитие ЛПЭО «Электросила» — ведущего предприятия по выпуску энергооборудования для многих отраслей промышленности Советского Союза и ряда зарубежных стран.

Еще в 1919 г. Р. А. Лютер впервые в практике отечественного энергомашиностроения провел расчеты гидрогенераторов для Волховской ГЭС, в то время крупнейших машин в Европе; эти машины по своим техническим данным оказались лучше генераторов, поставленных крупнейшей зарубежной фирмой.

Электромагнитные, тепловые, вентиляционные расчеты многих крупных гидрогенераторов для электростанций, строящихся по плану ГОЭЛРО, велись лично Р. А. Лютером или под его непосредственным руководством. Это во многом способствовало досрочному осуществлению плана ГОЭЛРО и позволило отказаться от импорта энергетического оборудования.

В дальнейшем под руководством Р. А. Лютера были созданы серии турбогенераторов с непосредственным водородно-водяным охлаждением мощностью от 150 до 800 тыс. кВт и выше. Применение новой системы охлаждения машин этой серии позволило резко под-



нять их мощность в единице без существенного увеличения габаритов и массы. На этих же принципах изготовлен генератор мощностью 1 млн. 200 тыс. кВт.

Большая заслуга принадлежит Р. А. Лютеру в создании первого советского электропривода для блюмингов Златоустовского и Криворожского металлургических заводов, а также ряда крупных машин постоянного и переменного тока для различных прокатных станов. «Электросила» стала основным поставщиком электроприводов разных ти-

пов для металлургической, угольной, химической, судостроительной и других отраслей промышленности.

Р. А. Лютер — признанный глава советской теоретической школы крупного электромашиностроения. Литературное наследство Р. А. Лютера сравнительно невелико — оно охватывает немногим более полусотни статей в отечественных периодических изданиях, но каждая статья в чрезвычайно сжатой и в то же время совершенно законченной форме дает исчерпывающее исследование рассматриваемого вопроса. Большинство печатных трудов Р. А. Лютера по справедливости следует считать классическими, не теряющими своей значимости и поныне. Большой интерес представляют его труды по теории чисел.

Научные работы Р. А. Лютера легли в основу методик расчетов электрических машин, принятых не только проектными организациями Советского Союза, но и рядом ведущих фирм зарубежных стран.

Р. А. Лютер явился воспитателем замечательной плеяды крупных ученых — специалистов — электромашиностроителей, среди которых пользовался незыблым авторитетом. Он активно участвовал в работе энергетической общественности, был одним из основателей Научно-технического общества энергетиков, членом ряда ученых и научно-технических советов, научным редактором сборника «Электросила», соавтором и редактором многих теоретических и научных трудов, руководителем и рецензентом диссертаций.

Память о Р. А. Лютере навсегда останется в наших сердцах.

## Группа товарищей и учеников



## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Петров И. И. (зам. главного редактора), Рабинович С. И., Слежановский О. В., Соловьев С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шаталов А. С.

Научные редакторы: Б. Н. Евсеев (зав. редакторским отделом), Л. С. Кудинова, А. Б. Желдыбин

Адрес редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.  
101000, Москва, Главный почтamt, абонентский ящик № 648

Адрес для телеграмм: Москва, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 15/III 1977 г.  
Усл. печ. л. 12,0

Подписано к печати 28/IV 1977 г.  
Уч.-изд. л. 14,80

Тираж 9275 экз.

Т-08280  
Цена 80 коп.

Формат 60×90<sup>1/8</sup>  
Зак. 100

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10  
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР  
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

## СОДЕРЖАНИЕ

Веников В. А., Солдаткина Л. А., Плотников Э. А. — Особенности прогнозирования при анализе развития электроэнергетических систем . . . . .	1	
Ирлахман М. Я., Рудаков А. И., Черняков В. Н., Шнелль Р. В. — Принципы управления автоматизированной системой проектирования электросетевых объектов . . . . .	6	
Фархадзаде Э. М. — Расчет гарантированных оценок безаварийности энергосистем . . . . .	10	
Кудрявцев Е. П., Долин А. П. — Методика расчета электродинамической стойкости токопроводов напряжением 110 кВ и выше с учетом податливости опор . . . . .	15	
Жежеленко И. В., Липский А. М. — Анализ электромагнитных потерь при колебаниях напряжения в сетях промпредприятий . . . . .	19	
Околович М. Н., Шигин А. Г., Федин В. А. — Автоматизированная система проектирования электроустановок собственных нужд блочных КЭС . . . . .	23	
Верещагин И. П., Литвинов В. Е., Васяев В. И. — Сопоставление методов расчета электрических характеристик внешней области униполярного коронного разряда для систем с плоскопараллельным полем . . . . .	27	
Аксенов Ю. П., Левитов В. И., Ляпин А. Г. — Пробой сжатого азота при криогенных температурах . . . . .	33	
Михайлов В. М. — Электромагнитные и тепловые процессы в проводниках при получении сильных импульсных магнитных полей . . . . .	36	
Шакиров М. А. — Расчет линейных электрических цепей по частям . . . . .	41	
Попов Д. А. — «Точные» якорные обмотки машин переменного тока . . . . .	48	
Жемчугов Г. А., Погосов А. А. — Полная система дифференциальных уравнений вентильного двигателя постоянного тока . . . . .	55	
◆◆◆◆◆		
СООБЩЕНИЯ		
Лычкоина Г. П. — О моделировании переходных процессов в цепях с иррациональными передаточными функциями . . . . .	75	
Кофман Д. Б. — Выбор оптимального отношения потерь в трансформаторах малой мощности . . . . .	77	
Багин В. В., Важов В. Ф., Сотников В. Г., Ушаков В. Я. — Исследование «времени жизни» полиэтиленовой изоляции при воздействии импульсного напряжения . . . . .	79	
Авруцкий В. А., Борисов Р. К., Прохоров Е. Н. — Влияние материала электродов на характеристики сильноточных разрядников . . . . .	81	
Моргунов В. Н. — Характеристики магнитоуправляемых контактов с возбуждением разряда в рабочем зазоре . . . . .	83	
ХРОНИКА		85

## CONTENTS

Special Aspects of Forecasting in Analysis of the Development of Power Systems — V. A. Venikov, L. A. Soldatkina, E. A. Plotnikov . . . . .	1	
Fundamentals for Operating an Automatized System for Designing Elements in Networks — M. J. Irlachman, A. I. Rudakov, V. N. Cherniakov, R. V. Shnell . . . . .	6	
Determining the Guaranteed Estimate for Faultless Operation of Power Systems — E. M. Farhadzade . . . . .	10	
A Method for Calculating the Electrodynamical Withstand Strength of Conductors for 110 kV and Higher With Account Taken of the «Give» in the Towers — E. P. Kudriavtsev, A. P. Dolin . . . . .	15	
Analysis of Electromagnetic Losses for Voltage Fluctuations in Industrial Power Supply Networks — I. V. Djedjelenko, A. M. Lipski . . . . .	19	
An Automatized System for Designing Elements in the Auxiliaries of Unit Connected Condensing Power Stations — M. N. Okolovitch, A. G. Shigin, V. A. Fedin . . . . .	23	
Comparison of Methods for Calculating the Electrical Characteristics of the Outer Region of Unipolar Corona for Systems With a Plane-Parallel Field — I. P. Vereshagin, V. E. Litvinov, V. I. Vasyaev . . . . .	27	
Breakdown in Compressed Nitrogen at Cryogenic Temperatures — U. P. Aksenov, V. I. Levitov, A. G. Liapin . . . . .	33	
Electromagnetic and Thermal Processes in Conductors When Obtaining Strong Magnetic Pulse Fields — V. M. Mikhailov . . . . .	36	
Calculation of Linear Electric Circuits by Parts — M. A. Shakirov . . . . .	41	
«Accurate» Armature Windings for A. C. Machines — D. A. Popov . . . . .	48	
The Complete System of Differential Equations for an Electronic D. C. Motor — G. A. Djemchugov, A. A. Pogosov . . . . .	55	

Conversion of Information From a Multi-purpose Transducer for Automated Micro-Drives — E. I. Usishkin, V. S. Zeldin . . . . .	59	
---	----	--

## FROM OPERATING EXPERIENCE

Recording Leakage Currents Over Insulator Strings on 110—220 kV Lines in Industrial Contaminated Atmospheres — K. D. Volpov, A. S. Maikopar . . . . .	65	
The Electrical Withstand Strength of the External Phase-to-Phase Insulation of Transformers for Perturbances Simulating Switching Surges — B. P. Kokurkin . . . . .	67	
Measuring the Recovery Withstand Strength in Electrical Apparatus — I. S. Tayev, E. G. Egorov . . . . .	70	
Frequency Characteristics of Inductor Exciters — M. N. Shusterman . . . . .	72	

## REPORTS

On Simulation of Transients in Circuits With Irrational Transfer Functions — G. P. Lichkina . . . . .	75	
Selecting the Optimum Relationship for Losses in Small Transformers — D. B. Kaufman . . . . .	77	
A Study of the «Life» of Polyethylene Insulation Subjected to Pulse Voltages — V. V. Bagin, V. F. Vadgov, V. G. Sotnikov, V. J. Ushakov . . . . .	79	
How the Electrode Material Influences the Characteristics of Power Arresters — V. A. Avrutski, R. K. Borisov, E. N. Prokhorov . . . . .	81	
Characteristics of Magnetically Controlled Contacts With a Discharge Stimulated in the Working Gap — V. N. Morygunov . . . . .	83	
CHRONICLE		85

# Рефераты публикуемых статей

УДК 621.311.1.001.18

**Особенности прогнозирования при анализе развития электроэнергетических систем.** Веников В. А., Солдаткина Л. А., Плотников Э. А. — «Электричество», 1977, № 5.

Обосновывается необходимость разработки прогнозирующих систем для определения направлений развития электроэнергетических систем (ЭЭС). Приведены основные аспекты подхода к разработке прогнозирующих систем, описан предложенный математический аппарат, приведены принципы агрегирования исходной информации и метод решения данной задачи, разработаны модели прогнозирования показателей развития ЭЭС, дающие сектор прогнозов. Предложен метод выбора моделей прогнозирования по критериальным оценкам. На примере одной из ЭЭС показан подход к разработке прогнозирующей системы с учетом конкретных условий функционирования ее. Доказана возможность снижения объема исходной информации без снижения точности расчетов. Библ. 6.

**Принципы управления автоматизированной системой проектирования электросетевых объектов.** Ирлахман М. Я., Рудаков А. И., Черняков В. Н., Шнелль Р. В. — «Электричество», 1977, № 5.

Рассмотрены особенности процесса проектирования электросетевых объектов, приводящие к появлению циклическости. Показано, что такие особенности вытекают из сущности процесса проектирования, как процесса управления. Поставлен вопрос о создании средств управления, адекватных процессу. Даются предложения о структуре языка общения человека и ЦВМ, носящего многоуровневый характер, адекватный иерархической структуре процесса проектирования. Делается вывод о возможности распространения предложенных принципов общихния человека и ЦВМ на автоматизированные системы управления электросетевыми объектами. Библ. 8.

УДК 621.311.1.019.34.001.24

**Расчет гарантированных оценок безаварийности энергосистем.** Фархадзаде Э. М. — «Электричество», 1977, № 5.

Одним из основных направлений повышения эффективности функционирования энергосистем является текущий количественный контроль обеспечиваемой безаварийности. Основные трудности объективной оценки безаварийности сводятся к необходимости учета случайного характера оценок показателей надежности элементов, снижения громоздкости.

Приводятся особенности разработанного комбинированного метода расчета, описание алгоритма, результаты оценки безаварийности действующей подстанции. Библ. 5.

УДК [621.316.35+621.315.623].016.352.001.24

**Методика расчета электродинамической стойкости токопроводов напряжением 110 кВ и выше с учетом податливости опор.** Кудрявцев Е. П., Долинин А. П. — «Электричество», 1977, № 5.

Излагается методика расчетов сил, действующих на изоляторы и напряжений в материале шин при коротких замыканиях с учетом упругих колебаний системы «шина — изоляторы». Приводятся облегчающие вычисления расчетные графики. Обсуждаются результаты исследований влияния отдельных составляющих электродинамических нагрузок, некоторых параметров токопроводов, фазы замыкания и постоянной времени тока короткого замыкания на электродинамическую стойкость шин и изоляторов. Библ. 8.

УДК 621.316.1.015.2.001.24

**Анализ электромагнитных потерь при колебаниях напряжения в сетях промпредприятий.** Жежеленко И. В., Липский А. М. — «Электричество», 1977, № 5.

Спектральное представление детерминированных и случайных функций, описывающих процесс колебаний напряжения в промышленных электросетях, позволяет определить средние значения потерь в элементах систем электроснабжения; эти потери оказываются незначительными при колебаниях напряжения, находящихся в пределах допустимых согласно ГОСТ 13109-67. Библ. 8.

УДК 621.311.22.001.2

**Автоматизированная система проектирования электроустановок собственных нужд блочных КЭС.** Околович М. Н., Шаггин А. Г., Федин В. А. — «Электричество», 1977, № 5.

Изложены принципы построения автоматизированной системы проектирования электроустановок с. н. блочных КЭС на базе математической модели процесса проектирования. Приведены структурная схема модели, график конструирования, номенклатура математического обеспечения. Модель отлажена и успешно работает в режимах синтеза и анализа.

УДК 621.3.015.532.001.24

**Сопоставление методов расчета электрических характеристик внешней области унипольярного коронного разряда для систем с плоскопараллельным полем.** Верещагин И. П., Литвинов В. Е., Васяев В. И. — «Электричество», 1977, № 5.

В работе проанализированы известные приближенные аналитические методы решения уравнения коронного разряда. Особое внимание уделено наиболее распространенным методам — методу Дейча — Попкова и методу разложения в ряд. Учтено влияние переменного характера подвижности ионов на параметры унипольярного коронного разряда, которая обычно при расчетах принимается постоянной. Определена погрешность и диапазон возможного применения приближенных аналитических методов путем их сопоставления с результатами численных решений на ЦВМ, а также при сравнении с результатами экспериментов известных авторов и собственных экспериментов. Расчеты проведены для следующих систем электрородов: «провод между плоскостями», «провод — плоскость», «ряд проводов между плоскостями» и «ряд проводов — плоскость». Библ. 20.

УДК 537.327.546.291

**Пробой сжатого азота при криогенных температурах.** Аксенов Ю. П., Левитов В. И., Ляпин А. Г. — «Электричество», 1977, № 5.

Представлены результаты измерений пробивных напряжений азота в газовой фазе в интервале давлений 0,1—3,5 МПа и температур 77—130 К. Показано, что при определенных условиях подготовки опыта возможно получить высокую и достаточно стабильную электрическую прочность газовой изоляции при криогенных температурах. Показана справедливость закона подобия разряда для определенного диапазона плотности среды и межэлектродного расстояния. Приведено сравнение полученных результатов с известными для нормальных температур. Библ. 8.

УДК 621.372.061.001.24

**Расчет линейных электрических цепей по частям.** Шакиров М. А. — «Электричество», 1977, № 5.

Рассматривается метод расчета линейных электрических цепей по частям на основе замены подцепей многомерными источниками, называемыми дизъюнктивными генераторами. Это позволило сформулировать обобщенные алгоритмы диакоптии, не наязывая каких-либо определенных методов расчета подцепей и объединенных схем. Рассмотрены два способа расчленения цепей: методом расщепления узлов сопряжения и методом замыкания узлов сопряжения. Разработаны конкретные алгоритмы расчета по частям цепей, которые могут быть представлены как однотипными, так и разнотипными ветвями. Указано, что предлагаемый подход может быть использован для выявления физического смысла тензорно-матричных процедур, применяемых Г. Кроном и Х. Хэппом, и выявления их связей с методом Г. Е. Пухова. Описанный метод иллюстрируется примерами. Библ. 10.

УДК 621.313.3.045.5

**«Точные» якорные обмотки машин переменного тока.** Попов Д. А. — «Электричество», 1977, № 5.

Рассматриваются принципы образования, электрические схемы и характеристики «точных» якорных обмоток, обладающих высокими фильтрующими свойствами.

Кроме известных в литературе концентрических синусных обмоток двухфазного исполнения, рассмотрены равнокатушечные «точные» обмотки двух типов: синусные с полным шагом и веерные с укороченным шагом. Показано, что обмотки обеспечивают подавление всех высших пространственных гармоник н. с. и временных гармоник э. д. с., кроме гармоник порядка  $v = kN_L \pm 1$ . По коэффициенту использования «точные» обмотки незначительно уступают обычным равновитковым обмоткам. Библ. 5.

УДК [62—83:621.313.12—181.4] 001.2

**Преобразование информации многоцелевого датчика для автоматизированных электроприводов.** Усышкин Е. И., Зельдин В. Ш. — «Электричество», 1977, № 5.

Показано, что для усовершенствования систем автоматизированного микропривода необходимо создание нового датчика, способного вырабатывать информацию, объем которой достаточен для управления приводами во всех режимах их работы.

В качестве такого датчика предложено использовать конструкцию специализированную электромашину типа бесконтактного сельсина в режиме обращенного питания от источника высокой частоты.

Сигнал датчика имеет высокую частоту и фазу, функционально связанные с угловым положением ротора. Предложен метод преобразования сигнала датчика — стробообразование, позволяющий с помощью логических устройств получить от МЦД систему фазных сигналов, шаговый и кодовый позиционный сигнал, а также осуществить все операции, которые могут быть необходимы для управления микроприводами. Библ. 9.

УДК 621.315.623.5.027.8:621.317.333.6

**Регистрация токов утечки по гирляндам изоляторов линий 110—220 кВ в районах с промышленными загрязнениями.** Вольпов К. Д., Майкопар А. С. — «Электричество», 1977, № 5.

Приведены результаты измерений ферромагнитных регистраторов тока утечки по гирляндам изоляторов линий 110—220 кВ в районах с промышленными загрязнениями.

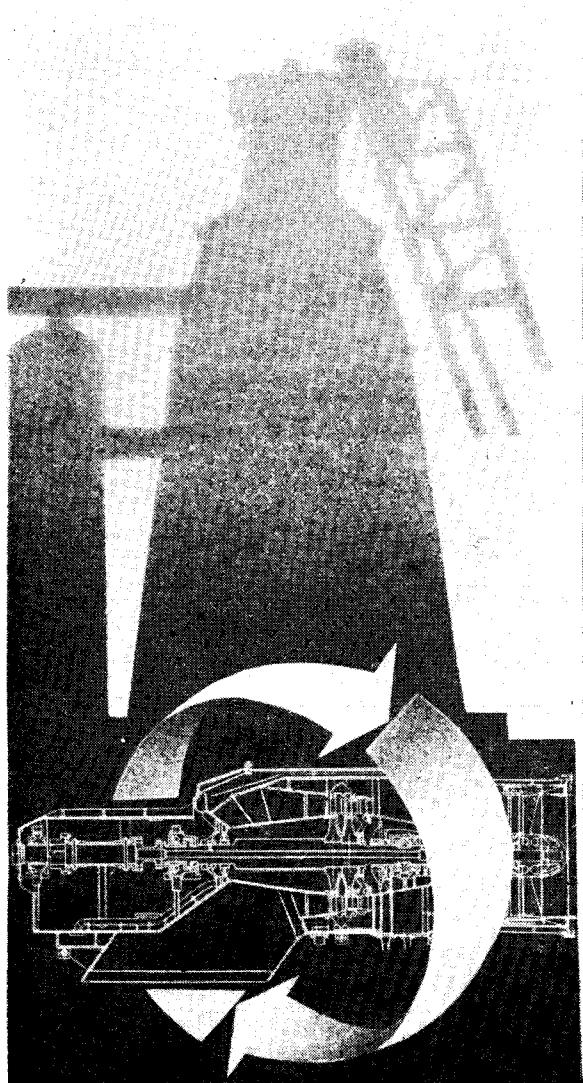
По регистрациям проведен экстремальный вероятностный анализ, обнаруживший удовлетворительное соответствие расчетных и действительных относительных длин путей утечки. Библ. 5.

УДК 621.314.21:621.317.333.8

**Электрическая прочность внешней междуфазной изоляции трансформаторов при воздействии, имитирующем коммутационные перенапряжения.** Кокуркин Б. П. — «Электричество», 1977, № 5.

Разрядные характеристики воздушного промежутка между экранами при воздействии коммутационных импульсов противоположной полярности одновременно изнутри оба электрода. Исследованы промежутки длиной 2,5—5,5 м при высоте подвеса электродов 3—8 м над плоскостью, либо 3,0—4,2 м над моделью бака трансформатора. Установлена связь зависимости разрядного напряжения от соотношения амплитуд импульсов на электродах с отношением высоты подвеса электродов к длине межэлектродного промежутка. Выбраны междуфазовые промежутки силовых трансформаторов 330—500 кВ исходя из испытательных напряжений коммутационного и грозового импульсов. Библ. 4.

## САМЫЙ ДЕШЕВЫЙ ИСТОЧНИК ПОЛУЧЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ



Газовая утилизационная бескомпрессорная турбина типа ГУБТ использует энергию уходящих доменных газов на металлургических предприятиях.

Конструкцию турбины выгодно отличают: компактность, экономичность, быстрая самоокупаемость, надежность и простота в эксплуатации при полной автоматизации турбоагрегата, транспортабельность.

Мощность, МВт 6—12

Давление доменного газа на входе, кгс/см<sup>2</sup> 1,6—2,5

Расход доменного газа, м<sup>3</sup>/ч 240 000—360 000

Турбина легко встраивается в технологический цикл действующего доменного производства вместо дроссельных устройств и обеспечивает улучшение технологии и повышение экономичности производственного цикла.



### ENERGOMACHEXPORT

ЭКСПОРТЕР — В/О «ЭНЕРГОМАШЭКСПОРТ» СССР, 117330, Москва,  
Мосфильмовская, 35. Телефон: 147-21-77.

Телекс: 7565.

## СЕБА—ДИНАТРОНИК Д 8601 БАУНАХ ФРГ

Приглашаем посетить нашу экспозицию на выставке ЭЛЕКТРО-77 в Москве 9—23 июня 1977 г.

В состав наших экспонатов входят приборы, служащие для предварительного и точного определения поврежденных мест силовых кабелей и кабелей связи, и оборудование для высоковольтных испытаний.

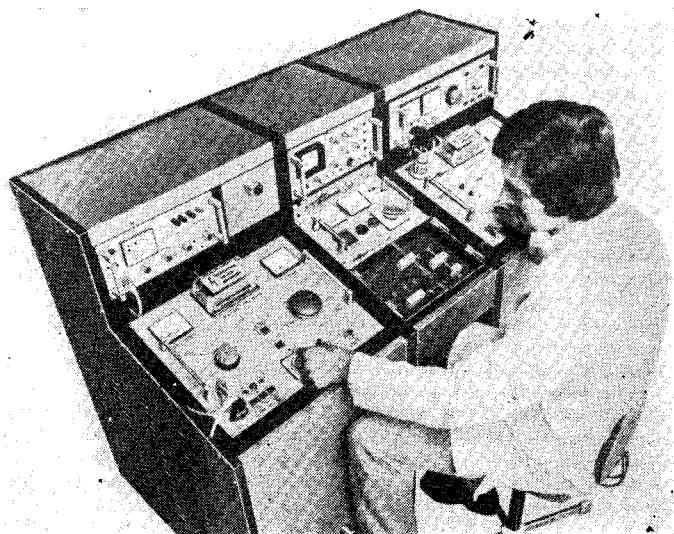
Наша производственная программа: генераторы звуковой частоты, импульсные волновые генераторы, приборы для прожигания мест повреждений кабеля, приборы для предварительного обнаружения дефектов в кабелях (радар) и источники испытательного напряжения до 350 кВ.

Нашим новейшим экспонатом является комплект приборов, вставленных в панели, которые легко монтируются в любом автофургоне.

Среди экспонатов — измерительный автофургон Даймлер — Бенз Л 508 Д, оборудованный источником испытательного напряжения до 140 кВ, который может быть дополнен комплектом элементов, обеспечивающих испытательное напряжение 260 или 350 кВ [два подобных измерительных автофургона с успехом работают в Мосэнерго].

Информация о приборах и установках содержится в проспектах на русском языке. Более подробную информацию можно получить у наших специалистов.

Местонахождение нашей экспозиции — перед главным входом в павильон ФРГ.



СЕБА — ДИНАТРОНИК  
Д 8601 БАУНАХ ФРГ

Приобретение товаров у иностранных фирм осуществляется организациями и предприятиями в установленном порядке через МИНИСТЕРСТВА и ВЕДОМСТВА, в ведении которых они находятся.

Запросы на проспекты и каталоги следует направлять по адресу: 103074, Москва, пл. Ногина, 2/5. Отдел промышленных каталогов Государственной публичной научно-технической библиотеки СССР.

Ссылайтесь на № 3707—610/117/114

В/О «Внешторгреклама»

Электричество, 1977, № 5, 1—96