

# ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1975



ИЗДАТЕЛЬСТВО · ЭНЕРГИЯ ·

6

# ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

6  
1975  
ИЮНЬ

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

*В этом номере редакция публикует ряд докладов, которые будут сделаны на VII Всесоюзном научно-техническом совещании по высоковольтному электроаппаратостроению (г. Великие Луки, 7—10 июля 1975 г.).*

*Публикуемые доклады оформлены в виде статей для нашего журнала.*

УДК 621.3.014.31.001.57

## Теоретическая модель дуги переменного тока в продольном потоке газа

КРИЖАНСКИЙ С. М.

Ленинград

Разработка теоретической модели и методов расчета процесса гашения электрической дуги в дугогасительных устройствах коммутационных аппаратов остается важнейшей проблемой аппаратостроения. Предложенные в [Л. 1—3] более тридцати лет назад модели и последующее развитие идей их авторов позволили прояснить многое в качественной картине процесса гашения дуги и явились большим шагом вперед в понимании особенностей дуги переменного тока. Однако несмотря на многочисленные попытки, модели этого типа не стали рабочим инструментом отработки отключающей способности аппаратов на стадиях разработки, испытания, а также при оценке допустимости установки аппарата в тех или иных точках сети при известной по данным испытаний в лаборатории отключающей способности.

Причины такого положения лежат в особенностях моделей [Л. 1—3].

Во-первых, в основу этих моделей положено допущение об однородности, неизменности в любой

точке дугового промежутка состояния плазмы в данный момент времени. При этом игнорируются хорошо известные факты о резкой пространственной неравномерности температуры, плотности тока, электрического поля и других локальных характеристик дуги как в силу природы дугового разряда, являющегося контрагированной, саморегулирующейся формой разряда, так и в силу огромного влияния, оказываемого на дуговой столб воздействием газового дутья, электродов, стенок дугогасительной камеры и других факторов.

Во-вторых, особенностью моделей этого типа является невозможность установления связи между внутренними характеристиками дуги (температура и др.) и внешними регулируемыми параметрами, определяющими ее состояние, — геометрия дугового промежутка, род газа, давление и расход газа и т. п. Предполагалось, что удастся обойти этот недостаток, определяя коэффициенты уравнений модели дуги из опыта. Однако оказалось, что, например, постоянная времени дуги — очень плодот-

ворное понятие, введенное в [Л. 1], при опытным определении не остается постоянной при изменении условий опыта и зависит от тока дуги, времени и других факторов, что одной постоянной времени вообще не удастся описать процесс гашения дуги и т. д.

Указанные особенности анализируемых моделей являются следствием стремления к слишком большой общности, желания описать с помощью модели гашение дуги в дугогасительном устройстве любого типа. В то же время хорошо известно, что даже внутри отдельных классов аппаратов, будь то воздушные или масляные выключатели, различаются множество вариантов или типов, существенно отличающихся по методам воздействия на дугу дугогасящих факторов, особенностям поведения дуги и другим важным факторам.

В статье предлагается модель электрической дуги переменного тока для дугогасительных камер продольного газового дутья, свободная от отмеченных выше недостатков. Модель основана на общих уравнениях динамики газа при высоких температурах.

Разработке такой модели предшествовало решение ряда промежуточных задач по описанию дуги постоянного тока в продольном потоке газа [Л. 4], дуги переменного тока в покоящемся газе [Л. 5 и 6]; выяснялась также роль продольных потоков тепла на электроды в энергетическом балансе дуги [Л. 7]. Решение этих задач позволило выявить особенности и существенные моменты в поведении дуги при различных внешних воздействиях, выявить и обосновать ряд разумных допущений, существенно упрощающих описание сложных процессов в дуге за счет пренебрежения второстепенными факторами. Были разработаны также точные и приближенные методы решения уравнений модели, выявлены связи между ними. Отрабатывались также методы применения ЭВМ при решении ряда задач.

Плазма дуги переменного тока в продольном потоке газа рассматривается в статье как находящаяся в состоянии локального термодинамического равновесия и квазинейтральная. Как это обычно бывает в камерах выключателей, поток газа считается дозвуковым и заданным, т. е. пренебрегается обратным влиянием дуги на расход газа (не рассматривается явление «закупорки»). Кинетическая энергия потока газа в этом случае мала по сравнению с его тепловой энергией. Как показано в [Л. 5], радиальное движение газа, возникающее под действием изменения тока во времени, несущественно, если частота переменного тока не превышает 500 Гц, при этом давление по поперечному сечению разрядной трубы можно считать постоянным. При этих основных предположениях дуга переменного тока в продольном потоке газа, расположенная по оси круглого цилиндра радиуса  $r_w$ , может быть описана уравнениями энергии, закона Ома, полного расхода и состояния газа в виде:

$$\rho \frac{\partial W}{\partial t} + \rho u \frac{\partial h}{\partial x'} = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial S}{\partial r} \right) + \sigma_c E^2 - \varepsilon_c; \quad (1)$$

$$i(t) = 2\pi \int_0^{r_w} E_c \sigma_c r' dr'; \quad (2)$$

$$Q = 2\pi \int_0^{r_w} \rho u r' dr'; \quad (3)$$

$$\rho = \rho R \psi. \quad (4)$$

$$\text{Здесь } W = \int_0^T c_v dT; \quad h = \int_0^T c_p dT; \quad S = \int_0^T \lambda_c dT \text{ — внутрен-$$

няя энергия газа, его теплосодержание, связанные общим термодинамическим соотношением  $W = h - p/\rho$ , и тепловой потенциал плазмы дуги;  $R$ ,  $c_p$ ,  $c_v$ ,  $\lambda_c$ ,  $\sigma_c$ ,  $\varepsilon_c$  — газовая постоянная, теплоемкости при постоянном давлении и объеме, тепло- и электропроводность газа и объемные потери на излучение (модель не учитывает поглощения излучения внутри газа);

$\psi = T/\mu$ ;  $\rho$ ,  $p$ ,  $T$ ,  $\mu$ ,  $u$  — плотность, давление, температура, молекулярная масса и продольная скорость газа;

$i(t)$ ,  $E_c(x', t)$  — полный ток дуги и электрическое поле в столбе дуги, предполагаемое постоянным по сечению разряда;

$Q$  — полный расход газа через сечение разрядной трубы;

$x'$ ,  $r'$  — осевая и радиальная координаты.

При описании дугового разряда существенно учесть резкую неравномерность распределения температуры и плотности газа по сечению разряда при постоянстве полного расхода газа по его длине. Уравнения (1) — (4), несмотря на ряд упрощающих предположений, позволяют это сделать. Преобразуем уравнение (1) с помощью (3) и (4), выразив переменный по сечению удельный расход  $q(r) = \rho u$  через средний по сечению удельный расход  $q_{cp}$ .

Подставляя в (1)  $\rho = \frac{p}{R\psi}$  из (4), выражая из (3)

$$\rho u = \frac{q_{cp} R \psi_*}{2\psi^{-1}} \quad (\text{в предположении неизменности скорости}$$

по сечению разряда — оценка этого допущения может быть произведена на основе более сложной модели, изложенной нами в [Л. 4]), вводя новые функции

$$N_{1c} = \int_0^W \frac{dW}{\psi}, \quad N_{2c} = \int_0^h \frac{dh}{\psi}$$

и обозначая

$$q_{cp} = \frac{Q}{\pi r_w^2}, \quad \bar{\psi}^{-1} = \int_0^1 \frac{r dr \psi_*}{\psi},$$

получаем:

$$\frac{p}{R} \frac{\partial N_{1c}}{\partial t} + \frac{q_{cp} \psi_*}{2\bar{\psi}^{-1}} \frac{\partial N_{2c}}{\partial x'} = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial S}{\partial r} \right) + \sigma_c E^2 - \varepsilon_c. \quad (5)$$

Уравнение (5) содержит параметры  $p$  и  $q_{cp}$ , которые будем считать известными из опыта и постоянными. Принимая  $p = \text{const} = p_0$ , хотя  $\frac{\partial p}{\partial t} \neq 0$ , мы учитываем опытный факт о малости колебаний давления в сопле, модулированных дугой переменного тока. Для решения системы (5) и (2) приведем ее к безразмерному виду, введя одновременно степен-

ные аппроксимации от теплофизических характеристик среды в виде:  $A_k = A_{k0} + A_{k1}(S - S_0)^{n_k}$ , где при  $k=1, 2, 3, 4, 5, 6$  значение  $A_k$  равно соответственно  $\sigma_c, N_{2c}, \psi, \epsilon_c, N_{1c}$ .

Окончательно уравнения модели столба электрической дуги в продольном потоке газа принимают вид:

$$K_0 \delta'_1 \frac{\partial y^{n_1}}{\partial t} + \delta'_2 \frac{\partial y^{n_2}}{\partial x} = \left[ \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial y}{\partial r} \right) + E^2 y^{n_1} + \beta'_0 y^{n_1} \right] K_0; \quad (6)$$

$$I(\tau) = E(\tau, x) \int_0^1 y^{n_1} r dr; \quad (7)$$

$$K_0 = 2 \int_0^1 \frac{\psi_* r dr}{\psi_0 + \psi_1 (S - S_0)^{n_3}}; \quad (8)$$

где

$$x = \frac{x'}{l}; \quad \tau = \omega t; \quad r = \frac{r'}{r_w}; \quad y = \frac{S - S_w}{S_*};$$

$$E = \frac{E_c}{E_*}; \quad \delta'_1 = \frac{pr^2 \omega N_{11} S_*^{n_1-1}}{l};$$

$$\delta'_2 = \frac{q_{cp} r^2 \omega \psi_0 N_{21} S_*^{n_2-1}}{l}; \quad \beta'_0 = r^2 \omega \epsilon_1 S_*^{n_1-1};$$

$$I = \frac{i}{I_*}; \quad \psi_* = \psi_1 S_*^{n_3}; \quad \sigma_* = \sigma_1 S_*^{n_1}.$$

Базисные значения  $E_*$  и  $S_*$ , как и в [Л. 4—6], определяются из соображений теории подобия и размерности и выражаются через базисный ток (за который целесообразно принять амплитуду тока дуги  $I_* = I_m$ ):

$$S_*^{n_1+1} = \frac{I_*^2}{4\pi^2 r^2 \sigma_1};$$

$$E_* = \left( \frac{2\pi}{I_*} \right)^{\frac{n_1-1}{n_1+1}} (r_w \sqrt{\sigma_1})^{\frac{2}{n_1+1}}.$$

В качестве граничных условий для решения уравнения в частных производных (6) зададим постоянную температуру на стенке трубы и распределение температуры в начальном сечении; на оси трубы температура ограничена. В безразмерном виде эти условия запишутся так:

$$y(1, x, \tau) = y_w = 0; \quad \frac{\partial y(0, x, \tau)}{\partial r} = 0; \quad (9)$$

$$y(r, x_n, \tau) = \alpha_2 \varphi_n(r). \quad (10)$$

Дуговой разряд «опирается» на два электрода и, вообще говоря, для его описания необходимо задать два граничных условия. Однако ввиду незначительности продольной теплопроводности по сравнению с переносом энергии потоком газа, вторая производная по  $x$  в (1) отсутствует, поэтому достаточно задать одно условие. При этом модель дуги не описывает явлений вблизи второго электрода. Этот вопрос требует дальнейших исследований. Задание граничного условия на электроде в форме (10) не отражает теплового взаимодействия между столбом дуги и электродом, вследствие которого температура электрода в дуге переменного тока меняется во времени. Для учета этого существенно фактора наряду с условием первого ряда (10)

рассматривалось более общее граничное условие на электроде, учитывающее теплообмен между столбом дуги и электродом. В безразмерном виде это условие записывается в виде:

$$\frac{\partial y}{\partial x} = \kappa'_0 y_{n_r}^{n_r}, \quad (11)$$

где  $\kappa'_0$ ,  $n_r$  — коэффициент и показатель степенной аппроксимации функции, характеризующей теплообмен между дугой и электродом и включающей в себя ряд механизмов теплообмена (теплопроводность, испарение материала электрода, излучение, работа выхода и др.). Условие (11) можно назвать обобщенным нелинейным условием третьего ряда.

Ограничимся рассмотрением периодического решения уравнений модели дуги, когда начальные условия заменяются условиями периодичности известных функций с периодом 2л. Отметим, что решая совместно (6) и (11), можно условие (11) свести к виду (10), где функции справа будут уже заданы не произвольно, а определены с учетом теплового взаимодействия между дугой и электродом.

При решении (6)—(8) с учетом условий (9) и (10 или (9) и (11) возможны два пути. Считая аппроксимации теплофизических величин [кроме  $\psi(S)$ ] линейными, т. е. предельно упрощая задачу, можно получить ее точные решения методом разделения переменных, обобщающие решения, полученные в [Л. 6 и 8]. Сохраняя аппроксимации нелинейными, можно, следуя разработанному ранее [Л. 5 и 7] методу, найти приближенное решение задачи, структура которого аналогична структуре точного решения.

В обоих случаях решение представляется в виде:  $y = a(x, \tau) \varphi(r)$ , где при точном решении  $\varphi(r) = J_0(\mu, r)$  — функция Бесселя, а при приближенном решении  $\varphi(r)$  — заданная функция, заранее удовлетворяющая граничным условиям на стенке и оси трубы и отражающая реальное относительное радиальное распределение температуры, полагаемое в первом приближении неизменным по длине канала. Это приближение отражает известный факт относительной стабильности контрагированного столба дуги по ее длине и позволяет закладывать в решение приближающиеся к реальным наблюдаемые профили дуги, не поддающиеся в настоящее время точному расчету из-за неясного влияния турбулентности и поглощения излучения на эффективные коэффициенты тепло- и электропроводности. Как при точном, так и при приближенном решении функция  $a(x, \tau)$  может быть представлена одинаково. Приведем для простоты ее выражение для частного случая периодического синусоидального тока дуги при добавочном допущении  $K_0 = \text{const}$ ,  $\epsilon_c = 0$ :

$$\alpha^{n_1+1}(x, \tau) = F(\beta_1, \tau) \cdot e^{-2\beta_2(x-x_n)} \times \times \{F[\beta_1, \tau - \text{Ho}(x-x_n)] - \alpha_2[\tau - \text{Ho}(x-x_n)]\}, \quad (12)$$

где

$$F(\beta_k, \eta) = \beta_k + \frac{1}{\beta_k} - \beta_k \cos 2\eta - \sin 2\eta;$$

$$\beta_1 = \frac{1}{2\delta_1}; \quad \beta_2 = \frac{1}{2\delta_2};$$

$$\delta_1 = \frac{\delta'_1 m_{n_1} n_5}{\gamma_1 (n_1 + n_5)}; \quad \delta_2 = \frac{\delta'_2 m_{n_2} n_2}{\gamma_1 (n_1 + n_2)};$$



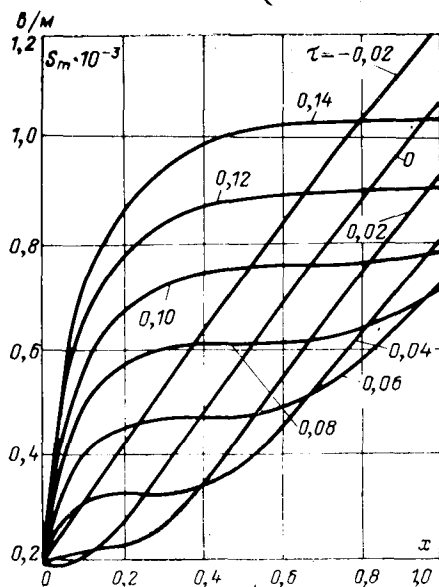


Рис. 1.

$$\gamma_1 = |\varphi'(1)|; \quad m_n = \int_0^1 \varphi^n(x) x dx.$$

Выражение (12) для  $a(x, \tau)$  примечательно во многих отношениях.

Во-первых, при задании на электроде условия (10) функция  $\alpha_2(\tau)$  вырождается в постоянную величину, что соответствует постоянной, не зависящей от тока дуги температуре на электроде. При задании условия (11) температура на электроде меняется вместе с током дуги. Это дает при совместном решении (6) и (11) для функции  $\alpha_2(\tau)$  выражение:

$$\alpha_2^{n_1+1} = F(\beta_2, \tau),$$

где  $\tau' = \tau - \text{Ho}(x - x_n)$ ;  $\text{Ho} = \delta_1/\delta_2$  — критерий гомохронности;  $\beta_2 = \frac{\delta_2 x_n + 1}{2\delta_1}$ .

Во-вторых, при  $x_n \rightarrow -\infty$  либо при  $x \rightarrow \infty$  решение (12) стремится к установившемуся по  $x$  решению, ранее для точного случая полученному в [Л. 6].

В-третьих, выражение для  $a(x, \tau)$  содержит в качестве аргументов периодических функций выражение вида:  $\tau - \text{Ho}(x - x_n)$ . Появление такого аргумента означает, что решение имеет «волнообразный» характер и это представляет особенный интерес. Ясно, что возникновение волн температуры в дуге является следствием взаимодействия переменного тока и потока газа. Хотя при исследовании периодического решения нельзя получить условия гашения дуги, есть основание утверждать, что именно наличие волн создает предпосылки для гашения дуги.

На рис. 1 приведена картина волн в  $S_m(x, \tau)$  на оси разряда при условии (10), токе дуги 100 а,  $n_1 = 2$  (остальные  $n_k = 1$ ). Расчет проводился для азота, температура на электроде принималась равной

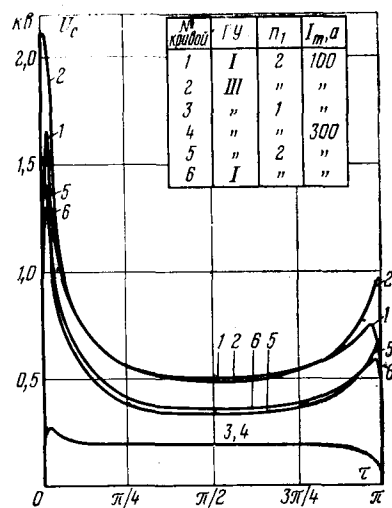


Рис. 2.

2500 К, длина дуги  $l = 5$  см,  $r_w = 1$  см,  $Q = 56 \text{ э} \times \text{см}^{-2} \cdot \text{сек}^{-1}$ .

На рис. 2 приведена зависимость напряжения на дуге за полупериод, вычислявшаяся по формуле  $u = E_* l \int_0^1 \alpha^{-n_1} dx$ , от вида аппроксимации электропроводности и типа граничного условия.

При точном решении ( $n_1 = 1$ ) форма напряжения на дуге оказалась практически не зависящей от тока, пик зажигания выражен слабо, а пик гашения отсутствует. Значение напряжения на дуге существенно меньше опытных значений, наблюдаемых при таких токах. Все это говорит о неприменимости точного решения для количественных расчетов, хотя его значение сохраняется при определении формы приближенного решения.

При приближенном решении ( $n_1 = 2$ ) выявились сильные зависимости напряжения на дуге от тока, а также пиков гашения и зажигания и их формы от вида граничного условия. Последнее указывает на важность правильного учета граничного условия на электроде в моделях гашения дуги. Напряжение на дуге при  $n_1 = 2$  в целом соответствует опытным наблюдениям, хотя точное сопоставление затруднено отсутствием подробных экспериментальных данных.

Таким образом, предложенная модель электрической дуги в продольном потоке газа учитывает ряд существенных свойств и особенностей процесса горения дуги, в том числе при переходе тока дуги через нулевое значение.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Mayr O. Über die Theorie des Lichtbogens und seiner Löschung. — «ETZ», 1943, 645.
2. Mayr O. Beitrag zur Theorie der Statischen und dynamischen Lichtbogen. — «Archiv f. Elektrotechnik», 1943, 37, 12.
3. Cassie A. M. A New Theory of Arc Rupture and Circuit Severity. CIGRE, 1939, № 102.
4. Крижанский С. М., Кривоборская Т. В. Расчет теплового взаимодействия столба дугового разряда с продольным потоком сжимаемого газа. — В сб.: Тепло- и массоперенос, Минск, 1972, т. I, ч. 2.

# Математическое моделирование электрической дуги отключения

АВДОНИН А. В., ЕГОРОВ В. Г., СЕРЯКОВ К. И.

Москва

Обычной математической моделью выключателя является представление его сопротивления функцией, имеющей нулевое значение до отключения тока и бесконечное после отключения. Это позволяет в большинстве случаев провести анализ переходных процессов в электрической цепи, но ничем не способствует решению вопросов когда и при каких условиях произойдет успешное отключение, а когда возможен отказ.

Построение модели, описывающей внутренние процессы в выключателе, встречает значительные трудности. Это обусловлено многообразием различных видов выключателей, а главным образом сложностью и многообразием самих процессов, протекающих в дугах отключения. Так, например, в выключателях с газовым дутьем необходимо учитывать и нестационарные уравнения газовой динамики с переходом скорости через скорость звука и с интенсивно идущим процессом теплопередачи, и уравнения химических и ионизационных процессов, и уравнения физической кинетики, и уравнения электродинамики. К настоящему времени предложены различные модели дуги в выключателях. Однако в практике они почти совсем не используются в основном потому, что не согласуются с опытом подчас не только количественно, но и качественно.

Расчет дуги отключения можно упростить, если ограничиться рассмотрением наиболее важного этапа ее гашения, а именно: моментами времени вблизи нуля тока. Такая модель пригодна для тех весьма напряженных условий работы выключателя, когда возможен тепловой пробой. Как показано в [Л. 1—3], в выключателях с газовым дутьем характерное время изменения проводимости дуги на несколько порядков меньше естественного масштаба времени, определяемого частотой переменного тока, и меньше времени движения газа через дугогасительные сопла. В этом случае можно не учитывать продольное движение газа (а это является одним из наиболее сложных обстоятельств, поскольку течение происходит с переходом через скорость звука), что равносильно допущению о цилиндрической симметрии дуги. Таким образом, в предположении локального термодинамического равновесия дуга описывается следующей системой уравнений:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (\rho V r) = 0; \quad (1)$$

$$\rho \left( \frac{\partial V}{\partial t} + \frac{V}{r} \frac{\partial (Vr)}{\partial r} \right) + \frac{\partial P}{\partial r} = 0; \quad (2)$$

$$\rho \left( \frac{\partial h}{\partial t} + V \frac{\partial h}{\partial r} \right) - \frac{\partial P}{\partial t} =$$

$$= \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\lambda}{C_p} \frac{\partial h}{\partial r} \right) + \sigma E^2; \quad (3)$$

$$I = 2\pi \int_0^\infty \sigma E r dr, \quad (4)$$

где  $\rho$  — плотность газа;  $P$  — давление;  $V$  — его радиальная скорость;  $h$  — энтальпия;  $E$  — напряженность электрического поля;  $\lambda$  — теплопроводность;  $C_p$  — теплоемкость;  $\sigma$  — проводимость.

Ввиду того, что в задаче рассматривается тот этап горения дуги, когда в ней относительно малы и ток, и температура, в (2) не учитываются электромагнитные силы, а в (3) — радиационный теплообмен. Для того, чтобы система (1) — (4) была замкнутой, надо задать явную зависимость  $I$  или  $E$  от времени либо добавить систему уравнений Кирхгофа для электрической цепи.

Уравнения (1) — (3) имеют первый порядок по времени, и для решения системы необходимы начальные условия. Эти начальные условия, прежде всего распределение энтальпии (или температуры) по радиусу в некоторый начальный момент, предшествующий нулю тока, могут быть получены экспериментально с помощью спектральных и иных оптических методов. В этом смысле предлагаемый метод является полумэмпирическим.

В (1) — (4) отсутствуют члены, обусловленные продольным движением газа. Однако это вовсе не означает, что продольное движение не оказывает никакого влияния на охлаждение дуги. Учет этого влияния в системе (1) — (4) происходит прежде всего через начальные условия, которые определяются полной картиной течения газа, обдувающего дугу, и находятся экспериментальным путем. Из-за большого различия в плотностях горячего газа дуги и холодного окружающего газа должна иметь место большая разница в скоростях продольного движения. Это является причиной турбулизации газа в дуге, при которой эффективная теплопроводность  $\lambda$ , входящая в уравнение (3), перестает быть функцией  $h$  и  $P$  и определяется величиной турбулентности потока. Поэтому перед эксперимен-

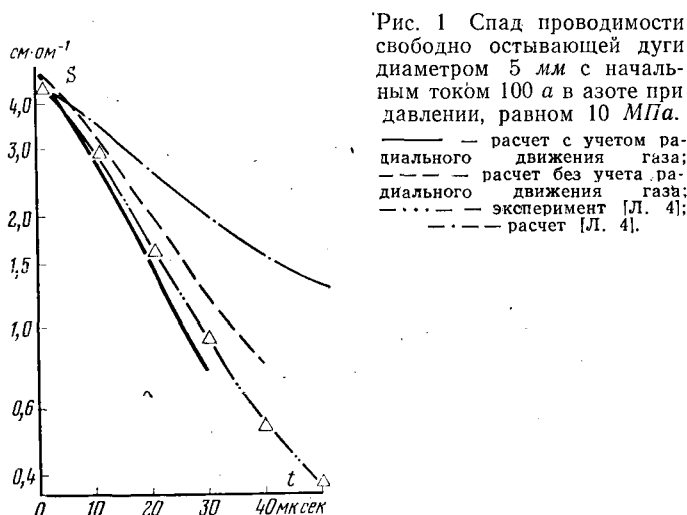
5. Крижанский С. М. К теории вольт-амперной характеристики столба нестационарного дугового разряда высокого давления. — «ЖТФ», 1965, 35, № 10.

6. Крижанский С. М., Кривоборская Т. В. Точные решения задачи о нестационарном дуговом столбе. — «ЖТФ», 1971, 41, № 1.

7. Крижанский С. М. Расчет теплового взаимодействия дугового столба и электродов. — «ИФЖ», 1971, 20, № 2.

8. Даутов Г. Ю. Положительный столб электрической дуги в потоке. — «ЖПМТФ», 1963, № 4.





том должна ставиться также задача определения эффективной теплопроводности в дуге.

Для решения системы (1)–(4) были разработаны две программы расчета: методом сеток применительно к ЦВМ «Наири-2», другая методом прямых на ЦВМ «Минск-22». Проведен анализ возможности дальнейшего упрощения системы, для чего проводились расчеты при различных ее модификациях. Эти расчеты показали, что упрощение уравнения (2) до вида

$$\frac{\partial p}{\partial r} = 0 \quad (2a)$$

практически не влияет на точность расчета, в то же время значительно упрощая процедуру расчета, которая становится более устойчивой и допускающей значительное увеличение вычислительного шага.

Расчеты также показали важность учета конвективного теплообмена, связанного с радиальной скоростью  $V$ . В частности, постоянная времени свободно остывающей дуги, полученная без учета уравнения (1), почти в 2 раза превышает значение, полученное при учете радиального движения газа.

На рис. 1 и 2 представлены некоторые результаты расчетов дуги диаметром 5 мм в азоте. На рис. 1 показано изменение проводимости дуги при ее свободном остывании после обрыва тока 100 а. Приводится сравнение темпов остывания с учетом конвективного теплообмена и без учета. Здесь же дается сравнение с результатами экспериментов и расчетов, приведенных в [Л. 4]. Видно, что предложенная здесь методика лучше согласуется с результатами эксперимента. Имеющиеся расхождения объясняются некоторой неточностью в знании теплофизических свойств газа, а также некоторыми особенностями эксперимента — в [Л. 4] рассмотрен случай горения дуги в цилиндрической трубке. На рис. 2 приведен расчет дуги с линейно изменяющимся и переходящим через нуль током.

Отметим еще одну область применимости описанной методики расчета дуги. Так как в процессе расчета можно получить весьма детальную информацию об эволюции дуги (гораздо более детальную, чем это можно получить в эксперименте), то эту информацию можно использовать для оценки

справедливости иных, более простых, моделей дуги. Такой анализ был проведен в [Л. 5]. Ниже результаты этих расчетов используются для построения модели, основанной уже не на уравнениях в частных производных, а на одном уравнении в полных производных.

Систему уравнений (1)–(3) можно упростить, если использовать самое главное из них — уравнение энергетического баланса (3). Еще большим упрощением будет уравнение, получаемое из (3) путем интегрирования по радиусу. Принимая, что между  $h$  и  $\sigma$  существует функциональная связь, интегрированием получаем уравнение:

$$A_1 \frac{dR}{dt} = A_2 + EI, \quad (5)$$

где  $R$  — сопротивление единицы длины дуги. Здесь  $A_1$  и  $A_2$ , вообще говоря, — некоторые интегро-дифференциальные соотношения, получаемые из системы (1)–(4). Упрощением этого уравнения будет служить предположение, что  $A_1$  и  $A_2$  являются функциями макроскопических параметров дуги — сопротивления, тока, их производных, интегралов и т. п. Уравнение (5) с этим предположением учитывает основную закономерность охлаждения дуги. Ее детализацию можно получить, вводя в функции  $A_1$  и  $A_2$  неопределенные параметры, которые будут находиться из условия наилучшего согласия уравнения (5) с результатами эксперимента. Таким образом, и эта модель является полуэмпирической. Ее отличие от описанной выше заключается в том, что от эксперимента теперь требуются не локальные микроскопические данные, но обычные электрические параметры (ток, напряжение). Кроме того, для нахождения функциональных зависимостей  $A_1$  и  $A_2$  требуется статистическая обработка целой группы экспериментов по гашению дуги выключателем.

Эта задача аналогична задаче поиска аналитических выражений, аппроксимирующих экспериментальные точки. Отличие заключается в том, что в данном случае аппроксимируется не семейство экспериментальных точек, а семейство экспериментальных кривых, и аппроксимация производится не функциями, содержащими варьируемые параметры, а дифференциальными уравнениями, содержащими варьируемые функции или функционалы. Поэтому

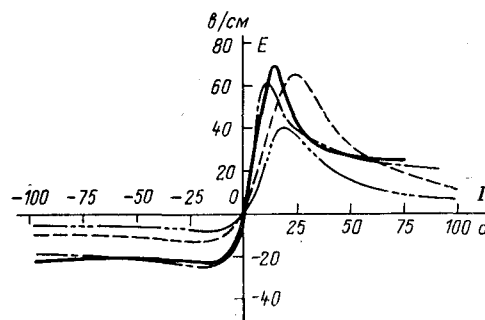


Рис. 2. Вольт-амперная характеристика дуги с линейно изменяющимся и переходящим через нуль током, начальный ток 100 а.

— расчет по уравнениям (1)–(4); - - - аппроксимация уравнением (6), рассчитанная по минимуму абсолютных и относительных отклонений; — — — аппроксимация уравнением Майра, рассчитанная по минимуму относительных отклонений; ····· аппроксимация уравнением Майра, рассчитанная по минимуму абсолютных отклонений.

здесь не могут быть применены стандартные методы регрессионного анализа [Л. 6].

Поиск неопределенных параметров в  $A_1$  и  $A_2$  производится по методу [Л. 7 и 8] путем повторного интегрирования по времени уравнения (5) при подстановке в него экспериментально полученных зависимостей сопротивления и напряжения от времени. В результате получаются алгебраические уравнения, вообще говоря, нелинейные относительно искомых параметров. Для аппроксимации рассматривался один из простейших вариантов, когда функции  $A_1$  и  $A_2$  являются степенными функциями сопротивления дуги. В этом случае уравнение (5) принимает вид:

$$\frac{d \ln R}{dt} + a_1 R^{b_1} + a_2 R^{b_2} EI = 0, \quad (6)$$

в котором  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$  и  $b_2$  — неизвестные параметры, определяемые из условия наилучшего описания некоторой совокупности опытных данных. Уравнение (6) можно рассматривать как обобщение известных уравнений Майра и Касси. А именно, оно переходит в уравнение Майра при  $b_1=0$  и  $b_2=0$  и в уравнение Касси при  $b_1=0$  и  $b_2=1$ .

Для нахождения параметров  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$  и  $b_2$  воспользуемся полученными экспериментально или на основании теоретических расчетов [например, с помощью уравнений (1)–(4)] зависимостями тока и напряжения дуги от времени. Таких данных желательно иметь большее число, чтобы они охватывали возможно больший диапазон изменения сопротивления дуги. Но в принципе аппроксимацию можно провести и по одной экспериментальной осциллограмме. Так как во время процесса отключения сопротивление может изменяться весьма значительно, такие осциллограммы целесообразно разделить на отдельные отрезки, в которых это изменение было бы относительно небольшим. Интегрирование по этим отрезкам уравнения (6) или любого другого, полученного из (6) преобразованиями, дает систему уравнений типа

$$R(t_i + \Delta t_i) - R(t_i) + a_1 \int_{t_i}^{t_i + \Delta t_i} R^{b_1+1} dt + a_2 \int_{t_i}^{t_i + \Delta t_i} R^{b_2+1} I E dt = \varepsilon_i, \quad (7)$$

где индексом  $i$  обозначен номер рассматриваемого отрезка;  $\Delta t$  — его длительность. Член  $\varepsilon$ , стоящий в правой части, должен быть в точности равным нулю, если принятая аппроксимация в точности описывает динамическую дугу, а результаты эксперимента не содержат ошибку. Отыскание параметров  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$  и  $b_2$  может быть основано на условии, чтобы величина  $F = \sum \varepsilon_i^2$  была наименьшей для всей совокупности уравнений (7).

Очевидно, при таком поиске определяющую роль будут играть те из уравнений (7), которые соответствуют участкам осциллограммы с наибольшими сопротивлениями. Уравновесить роль каждого из уравнений (7) можно путем перехода к относительным выражениям, разделив (7), например, на  $[R(t_i) + R(t_i + \Delta t_i)]$ . В этом случае необходимо

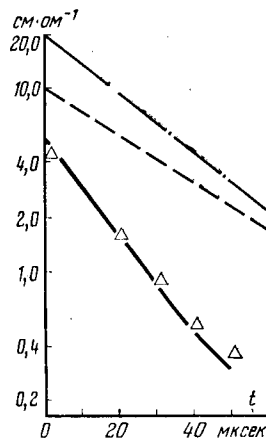


Рис. 3. Спад проводимости свободно остывающей дуги, начальный ток 100 а.

— аппроксимация уравнением (6), рассчитанная по минимуму абсолютных и относительных отклонений; — — — аппроксимация уравнением Майра, рассчитанная по минимуму относительных отклонений; — · — · — аппроксимация уравнением Майра, рассчитанная по минимуму абсолютных отклонений;  $\Delta$  — эксперимент [Л. 4].

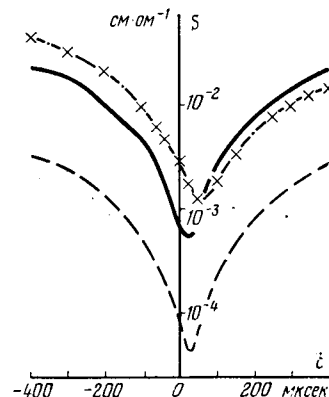


Рис. 4. Изменение проводимости дуги переменного тока с амплитудой 16 а вблизи нуля тока.

— аппроксимация уравнением (6), рассчитанная по минимуму абсолютных и относительных отклонений; — — — аппроксимация уравнением Майра, рассчитанная по минимуму относительных отклонений; \*\* — эксперимент Н. Fung (см. [Л. 9]).

искать такие параметры  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$  и  $b_2$ , при которых была бы наименьшей величина  $F = \sum \varepsilon_i^2 / [R(t_i) + R(t_i + \Delta t_i)]^2$ .

Аналогичная процедура может быть предложена и для других более простых или более сложных математических моделей дуги, например, поиска параметров уравнения Майра, для чего  $b_1$  и  $b_2$  полагаются равными нулю.

Процедура поиска минимума величины  $F$  может быть построена различными способами. В данной статье использован градиентный метод [Л. 7]. Отметим, что в результате расчета получаются не только оптимальные значения параметров уравнения (6), но и производится оценка того, насколько хорошо принятая модель дуги описывает ее истинное поведение.

Для отработки методики были использованы результаты расчета по уравнениям (1)–(4). На рис. 2 представлена зависимость напряжения от тока для дуги, горящей в азоте в трубке диаметром 5 мм, рассчитанная с помощью уравнений (1)–(4). Ток изменялся линейно во времени от —100 до 100 а. Скорость изменения тока составляла 0,5 а/мкс. В качестве начального распределения энтальпии бралось распределение для стационарной дуги с током 100 а. Результаты этого расчета использовались в качестве опытных данных для отыскания параметров уравнения (6). Были определены также параметры уравнения Майра. Минимизировались функции абсолютных и относительных квадратов отклонений. В расчете взятая в качестве опытной вольт-амперная характеристика разбивалась на 11 отрезков.

По вычисленным параметрам была снова воссоздана вольт-амперная характеристика дуги. Результаты этого также представлены на рис. 2. Сравнение исходной и воссозданных характеристик по-

казывает, что модель (6) гораздо лучше описывает процесс, чем модель Майра. При этом параметры уравнения (6) практически не зависят от того, какая процедура принята для их поиска. Расчет для модели Майра, проведенный тремя методами (на рис. 2 показаны только результаты, полученные двумя методами), дает большое различие между аппроксимирующими кривыми.

На рис. 2 сравниваются аппроксимирующие кривые и кривая, которая является исходной для них. Для иллюстрации степени точности модели (6) целесообразно провести сравнение на каких-то иных процессах (рис. 3 и 4). На рис. 3 показано изменение проводимости во времени для свободно остывающей дуги, начальный ток которой равнялся 100 а. Здесь же для сравнения приведены экспериментальные результаты, полученные в [Л. 4]. Уравнение (6) достаточно точно описывает процесс остывания дуги, чего нельзя сказать об уравнении Майра, которое гораздо хуже описывает и начальное значение, и скорость изменения проводимости. Причем кривые, полученные при использовании различных критериев, достаточно сильно отличаются как от экспериментальной кривой, так и друг от друга.

Изменение проводимости дуги переменного тока частотой 50 гц с амплитудой 16 а представлено на рис. 4. Рассматриваемый период горения дуги охватывает 400 мкс до перехода и 400 мкс после перехода тока через нуль. Здесь представлены также экспериментальные данные (см. [Л. 9]) для воздушной дуги с амплитудным значением тока 16 а и частотой 50 гц. Этот режим представляет особый интерес, поскольку значение сопротивления дуги в нем приблизительно на два порядка больше в сравнении с тем процессом, который послужил исходным для построения моделирующего уравнения. Несмотря на это, модель (6) достаточно хорошо описывает процесс, тогда как модель Майра значительно хуже.

Модель, близкая к (5) и названная обобщенной моделью Майра, была предложена ранее [Л. 10]. Ее отличие от предложенной здесь модели заключается в том, что модель [Л. 10] допускает представление  $A_1$  и  $A_2$  только в виде функции сопротивления,

а это по-видимому, иногда может быть весьма неточным. Например, результаты испытаний магнитных выключателей показывают, что к ним она не применима. Поэтому возможности модели (5) гораздо более широкие. Другое отличие заключается в том, что в [Л. 10] для получения искомых зависимостей  $A_1$  и  $A_2$  от сопротивления требуется весьма большое число специально поставленных опытов, тогда как модель (5) в принципе может основываться даже на одной осциллограмме.

Расчет дал следующие значения параметров:  $b_1 = -0,12$ ,  $b_2 = 0,34$ . На языке обобщенного уравнения Майра это означает, что постоянная времени  $\Theta \sim R^{0,12}$ , мощность потерь  $P \sim R^{0,46}$ . Сходная зависимость была получена и в [Л. 10] для условий обдуваемой дуги в модели воздушного выключателя. Это позволяет надеяться, что такой результат является достаточно общим и что его можно использовать при анализе работы воздушного выключателя.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Topham D. R. A dynamic equation for an electric arc in an axial flow nozzle.—In: 10 th Int. Conf. Phenomena Ioniz. Gases, Oxford, 1971, p. 200.
2. Swanson B. W., Roidt R. M., Browne T. E. A thermal arc model for short—line fault interruption.—«ETZ—A» 1972, 93, № 7, S. 375.
3. Thiel H. G. Turbulence controlled high—power arcs with different electron and gas temperatures.—«Proc. IEEE», 1971 59, № 4, p. 508.
4. Hertz W. Messung und Deutung des Leitwertabklingens zylindrischen Bögen.—«Z. Phys.», 1971, 245, № 2, S. 105.
5. Авдонин А. В., Егоров В. Г., Серяков К. И. The cooling and thermal breakdown of dynamic arc.—In: 11 th Int. Conf. Phenomena Ioniz. Gases, Prague, 1973.
6. Румшицкий Л. З. Математическая обработка результатов эксперимента, справочное руководство. М., «Наука» 1971.
7. Химмельблау Д. Анализ процессов статистическими методами. М., «Мир», 1973, 665 с.
8. Himmelblau D. M., Jones C. R., Bischoff K. B. Ind. Eng. Chem. Fundamentals, 1967, 6, p. 539.
9. Fang M. T. C., Edels H. Current zero behavior of wall stabilized arcs.—In: 2 nd Int. Conf. Gas Discharges, 1972 p. 373.
10. Shwarz J. Berechnung von Schaltvorgängen mit einer zweifach modifizierten Mayr—Gleichung.—«ETZ—A», 1972 93, № 7, S. 375.

[25.2.1975]



УДК 621.316.064.

## Об энергетической теории гашения электрической дуги в воздушных выключателях высокого напряжения

КАПЛАН В. В.

Ленинград

Уравнение для динамической дуги в [Л. 1] составлено, как известно, для дуговой плазмы в целом, без учета процессов обмена энергией между электронами и тяжелыми частицами внутри плазмы. В [Л. 2] показано, что результаты исследования поведения динамической дуги в районе нуля пере-

менного тока плохо согласуются с теорией [Л. 1] и разработана теория динамической дуги в условиях отсутствия теплового равновесия внутри дуговой плазмы. Однако уравнения, составленные авторами [Л. 2], исходят из предположения, что энергия, получаемая свободными электронами за время

их свободного пробега, не намного меньше их средней кинетической энергии. Это предположение вряд ли можно считать достаточно обоснованным, так как напряжение на дуге одного разрыва воздушного выключателя в районе нуля тока находится в пределах от 2 до 10 кВ, что соответствует сравнительно низким градиентам внутри дуговой плазмы.

Вместе с тем, не выходя за пределы обычных представлений, что энергия, получаемая электронами за время их среднего свободного пробега много меньше их средней кинетической энергии, можно также составить уравнение динамической дуги с учетом обмена энергией внутри плазмы между электронами и тяжелыми частицами. При этом можно исходить из следующего допущения: состояние плазмы у нестационарной дуги рассматривается как измененное состояние плазмы стационарной дуги таких же геометрических размеров, при котором энергия  $Q_d$ , запасенная тяжелыми частицами (молекулами, атомами и ионами), не изменена, но изменена энергия  $Q_e$ , запасенная электронами плазмы.

Энергия, поступающая в плазму от источника тока за время  $dt$  и равная  $UIdt = U^2 g dt$ , где  $U$ ,  $I$ ,  $g$  — мгновенные значения напряжения, тока и проводимости нестационарной дуги, практически вся воспринимается электронами, так как ионный ток незначителен по сравнению с электронным.

В стационарном режиме при неизменном токе эта энергия при тех же размерах плазмы была бы равна  $U_s I_s dt = U_s^2 g_s dt$ , где  $U_s$ ,  $I_s$  и  $g_s$  — значения напряжения, тока и проводимости стационарной дуги, и покрывала бы все потери энергии электронов плазмы, в том числе и той энергии, которую электроны передавали бы тяжелым частицам плазмы для компенсации потерь энергии вследствие их уноса из плазмы и взаимодействия с окружающим газом.

У нестационарной дуги в общем случае нарушен энергетический баланс как электронного газа, так и тяжелых частиц плазмы ( $g \neq g_s$ ). Однако при этом в частных случаях возможно установление кратковременного состояния энергетического баланса электронного газа (квазистационарный режим), при котором энергия источника тока покрывает потери энергии электронов плазмы и сохраняется неизменной ее проводимость  $g$ . Вместе с тем при этом значении напряжения на дуге  $U = U_e$  оказывается нарушенным энергетический баланс для плазмы в целом, которая за время  $dt$  теряет энергию, близкую по значению к  $U_s^2 g_s dt \neq U_e^2 g dt$ , вследствие чего происходит изменение геометрических размеров плазмы, а следовательно, и изменение  $g_s$  и  $U_s$ . Это неравенство может стать равенством лишь при  $g = g_s$  и  $U_e = U_s$ , т. е. в условиях, которые соответствуют только стационарной дуге.

Для того чтобы иметь возможность сравнительно просто осуществить математическое моделирование энергетических процессов в плазме при гашении дуги в районе нуля тока, примем дополнительно еще следующие допущения: энергия электронного газа  $Q_e = k_e g$ ; изменение энергии  $Q_d$  тяжелых частиц плазмы  $dQ_d = k_d dg_s$ , причем  $k_e$  и  $k_d$  не зависят от  $g$ , но зависят от  $U_s$ .

Уравнение энергетического баланса для электронного газа плазмы примет вид:

$$dQ_e = g dk_e + k_e dg = U^2 g dt - U_e^2 g dt, \quad (1)$$

следовательно,

$$\frac{d \ln g}{dt} = \frac{U_e^2}{k_e} \left[ \left( \frac{U}{U_e} \right)^2 - 1 \right] - \frac{d \ln k_e}{dt}. \quad (2)$$

Уравнение для изменения энергии  $Q$  плазмы в целом ( $Q = Q_d + Q_e$ ):

$$dQ = dQ_d + dQ_e = U^2 g dt - U_s^2 g_s dt \frac{Q_d + Q_e \frac{g}{g_s}}{Q_d + Q_e}; \quad (3)$$

так как есть основание полагать, что  $Q_d \gg Q_e$ , то

$$dQ = U^2 g dt - U_s^2 g_s dt. \quad (4)$$

Если из (4) вычесть (1), то получим уравнение энергетического баланса для тяжелых частиц плазмы:

$$dQ_d = U_e^2 g dt - U_s^2 g_s dt = k_d dg_s, \quad (5)$$

и соответственно

$$\frac{d \ln g_s}{dt} = \frac{U_s^2}{k_d} \left[ \left( \frac{U}{U_s} \right)^2 \frac{g}{g_s} - 1 \right]. \quad (6)$$

Для дальнейшего упрощения полученных выражений можно принять  $U_e = U_s$ . Допустимость этого была подтверждена проведенными в ЛПИ опытами, тогда уравнения (6) и (2) примут вид:

$$\frac{d \ln g_s}{dt} = \frac{U_s^2}{k_d} \left( \frac{g}{g_s} - 1 \right); \quad (7)$$

$$\frac{d \ln g}{dt} = \frac{U_s^2}{k_e} \left[ \left( \frac{U}{U_s} \right)^2 - 1 \right] - \frac{d \ln k_e}{dt}. \quad (8)$$

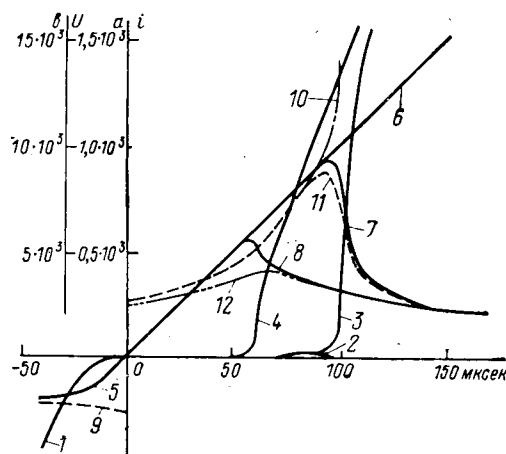
Из полученной опытным путем вольт-амперной статической характеристики стационарной дуги можно получить зависимость  $g_s$  от  $U_s$  путем ее аппроксимации. Примем следующий вид этой зависимости:

$$g_s^{\frac{1}{2}} = \frac{\alpha_1}{U_s^2 \left[ 1 - \left( \frac{\alpha_2}{U_s} \right)^2 \right] \left[ 1 + \left( \frac{\alpha_3}{U_s} \right)^2 \right]^4}. \quad (9)$$

Выражение (9) обеспечивает достаточно точную аппроксимацию опытной кривой, если значения  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  и  $\alpha_3$  определять по трем точкам этой кривой.

Выражения (7) — (9) полностью характеризуют свойства энергетической модели дуги в районе нуля тока, если известны зависимости  $k_d$  и  $k_e$  от  $U_s$ . Определение этих зависимостей является предметом дальнейших исследований. Проведенные в ЛПИ эксперименты позволили лишь определить в первом приближении средние значения этих коэффициентов для дугогасительного разрыва с односторонним продольным дутьем модуля воздушных выключателей серии ВВБ завода «Электроаппарат».

Для этого были проведены следующие опыты. Через оба разрыва модуля выключателя пропускался переменный ток промышленной частоты в несколько десятков килоампер. Одновременно от колебательного контура через один из разрывов пропускался дополнительно ток с частотой 10 Гц. К моменту гашения дуги вторым разрывом через первый разрыв продолжал протекать ток колебательного контура, который к этому времени дости-



Кривые токов и напряжений в районе нуля тока, полученные при применении математической модели дуги: 1, 2, 3, 4 — ток  $i$ ; 5, 6, 7, 8 — напряжение на дуге  $U$ ; 9, 10, 11, 12 — напряжение соответствующей стационарной дуги  $U_s$ .

гал амплитудного значения около 100 а. При этом переход от быстрого уменьшения тока в дуге со скоростью примерно 20 а/мксек к практически постоянному току 100 а сопровождался весьма быстрым (в течение нескольких микросекунд) подъемом напряжения на дуге до значения, в 2,5 раза большего, чем падение напряжения на дуге до этого момента, с переходом затем к сравнительно медленному нарастанию напряжения (в течение нескольких сот микросекунд) до значения, в 7 раз превышающего начальное значение падения напряжений на дуге, т. е. до значения  $U_s$  при токе  $I_s = 100$  а по статической вольт-амперной характеристике дуги.

Таким образом, результаты этих опытов подтверждают правильность качественной стороны протекания энергетических процессов в разработанной модели дуги.

Первый подъем напряжения на дуге соответствует установлению энергетического баланса электронного газа (квазистационарному режиму) без существенного изменения размеров плазмы, а дальнейшее сравнительно медленное увеличение напряжения уже связано с уменьшением размеров плазмы.

Обработка электронных осциллограмм, полученных при опытах, позволила также дать ориентировочную количественную оценку для коэффициентов  $k_d$  и  $k_e$ . Это позволило провести расчеты на ЦВМ процессов в районе нуля тока применительно к гашению дуги одним разрывом выключа-

теля ВВБ-110, шунтированным резистором 5 ом при токе 45 ка, с использованием уравнений (7) — (9).

Результаты проведенных на ЦВМ расчетов приведены на рисунке.

Расчеты были выполнены для трех режимов работы дугогасительного устройства, которым в математической модели дуги соответствовали изменяющиеся в пределах до 20% значения коэффициента  $k_d$  и одинаковые значения всех остальных параметров и начальных условий.

Оказалось, что изменения  $k_d$  в указанных пределах не оказывают существенного влияния на ход кривых тока  $i$  и напряжений  $U$  и  $U_s$  до перехода тока через нуль (кривые 1, 5 и 9); они оказываются почти одинаковыми для всех трех режимов. Вместе с тем после нуля тока выявляются существенные различия между этими режимами.

Первый режим (кривые 2, 6 и 10) соответствует гашению дуги с остаточным током, достигающим максимального значения около 20 а через 85 мксек после нуля тока. При расчете второго режима (кривые 3, 7 и 11) значение  $k_d$  было увеличено по сравнению с первым режимом всего на 0,1%, что уже привело к перелому в кривой остаточного тока и к последующему быстрому его нарастанию, т. е. к негашению дуги. Третий режим (кривые 4, 8 и 12) был рассчитан при значении  $k_d$ , увеличенном на 20%, что привело к негашению дуги при меньшей длительности паузы тока.

Перерывы в протекании тока после его перехода через нуль (паузы тока) являются кажущимися, так как в течение этих периодов времени ток в модели дуги продолжает протекать, но значение его очень мало и составляет несколько десятых ампер в течение 5—10 мксек после нуля тока, а затем еще больше уменьшается и доходит до минимальных значений  $10^{-2}$ — $10^{-3}$  а.

Таким образом, разработанная модель дуги позволяет воспроизводить характерные для воздушных выключателей энергетические процессы в районе нуля тока, в том числе и условия возникновения остаточных токов. Выяснение степени точности такого воспроизведения является задачей дальнейших исследований.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Mayr O. Beiträge zur Theorie des statischen and des dynamischen Lichtbogens. — Archiv für Elektrotechnik, 1943, № 37.
2. Rieder W., Urbanek J. New aspects of current — zero research on circuit — breaker reignition. A theory of thermal non — equilibrium conditions CIGRE, Paris, 1966, № 107.

[25.2.1975]

◇ ◇ ◇



# Спектрографические исследования дуги в элегазе вблизи перехода тока через нуль

Канд. техн. наук БРОНШТЕЙН А. М., инж. БЫКОВЕЦ Ю. Я.

Москва

Статья посвящена экспериментальному исследованию состояния плазмы свободно горящей дуги в элегазе вблизи перехода тока через нуль и влиянию давления элегаза на характеристики дуги. При исследовании намечалось установить: как изменяются температура, диаметр дуги, концентрация электронов и напряжение на дуге с изменением тока, а также, как влияет давление элегаза на эти параметры.

Температуру дуги можно определять по интенсивности излучения определенных линий спектра, концентрацию электронов — по значениям полуширины определенных линий, а диаметр дуги — по сплошному фону дуги на спектрограмме в определенном диапазоне частот излучения.

В качестве источника тока для исследуемой дуги служил колебательный контур. Дуга возбуждалась в герметически закрытой вертикальной цилиндрической металлической камере диаметром 310 и высотой 470 мм. Торцы камеры были закрыты изоляторами, на одном из которых был закреплен неподвижный, а на другом установлен подвижный электроды; последний приводился в движение электромагнитным приводом, воздействующим на шток, вводимый в камеру через герметизирующее уплотнение. Электроды были выполнены из графита и имели диаметр 8 мм; ход подвижного электрода, т. е. длина исследуемой дуги, был выбран равным 10 мм. Для обеспечения возможностей спектрографических измерений в цилиндрической стенке камеры на уровне разъема электродов под углом в 90° друг к другу были сделаны четыре окна, герметически закрытые оптическими стеклами. Перед опытами воздух из камеры удалялся с помощью форвакуумного насоса, и камера заполнялась элегазом до заданного давления (1; 5 и 10 ата)\*.

Для инициирования дуги специальная многоканальная электронная схема управления выдает команду электромагнитному приводу, с помощью которого электроды разводятся на расстояние 10 мм при протекании по ним тока около 10 а. При достижении заданного расстояния между электродами от схемы управления поступает вторая команда, которая обеспечивает разряд колебательного контура ( $C=1,8 \cdot 10^{-2} \text{ ф}$ ,  $L=0,2 \text{ мГн}$ ,  $U=600 \text{ в}$ ) на межэлектродный промежуток с предварительно горящей дугой 10 а. Колебательный контур при заряде его емкости до 600 в обеспечивает полуволну тока через дугу с амплитудой 4000 а и длительностью около 7,5 мсек. Ток дуги регистрируется катодным осциллографом с помощью малоиндуктивного омического шунта и усилителя постоянного тока. Для регистрации тока вблизи его перехода через нуль в диапазоне от 150 а и ниже между измерительным

шунтом и входом усилителя устанавливается ограничитель уровня сигнала, который срезает уровень выходного сигнала с шунта при мгновенных значениях тока, больших 150 а. Напряжение на дуге регистрируется тем же катодным осциллографом. Оптическое изучение дуги регистрируется спектрографом ИСП-51 с длиннофокусной камерой УФ-84.

Изображение середины вертикально горящей дуги с помощью специального поворотного зеркала разворачивается на 90° и фокусируется на горизонтально расположенную щель спектрографа. Для регистрации излучения дуги не во все время ее горения, а только в области перехода тока через нуль, спектрограф был снабжен специально разработанным быстродействующим затвором. Затвор представляет собой легкую шторку с прорезью, перемещаемую электродинамическим приводом с большой скоростью перед щелью спектрографа. Команда на электродинамический привод поступает от электронной схемы управления и по времени может регулироваться так, что излучение на щель спектрографа начинает попадать от любого наперед заданного времени по отношению к моменту перехода тока через нуль. При этом, если затвор открыть после перехода тока через нуль, можно регистрировать излучение последующего промежутка, разумеется, при достаточной чувствительности регистрирующей аппаратуры и фотоматериалов.

Другой вариант прорези в шторке позволяет из всего диапазона времени горения дуги или последующего излучения выделять участки длительностью около 30 мсек, в течение которых излучение попадает на щель спектрографа. Таким образом, регистрируя момент подачи команды на электродинамический привод катодного осциллографа и точно зная собственное время действия привода (запаздывание времени открытия затвора по отношению к моменту подачи команды), можно установить связь регистрируемого излучения с мгновенным значением тока или с моментом перехода тока через нуль. Приемниками (регистраторами) излучения являлись либо высокочувствительная фотопленка марки ТП15-1000, либо фотоприставка, состоящая из фотоумножителя ФЭУ-79 и регулируемой щели УФ-2, устанавливаемые в кассетной части камеры УФ-84. Фотоприставка могла регистрировать интенсивность отдельных линий атомов и ионов в диапазоне 4000—8000 Å.

На рис. 1 приведен стилизованный вид осциллограммы одного из опытов. Как видно из этой осциллограммы, изменяя время подачи команды на затвор, можно проследить за ходом интенсивности излучения, начиная с любого значения тока (включая и область после перехода тока через нуль). Такие осциллограммы были получены для разных мгновенных значений тока дуг, горящих в элегазе

\* 1 ата ≈ 0,1 МПа.



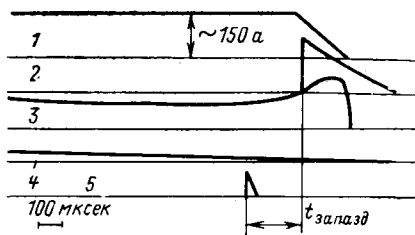


Рис. 1. Стилизованная осциллограмма.

1 — нулевая линия луча регистрации тока; 2 — нулевая линия луча регистрации интенсивности излучения фотоумножителем ФЭУ-79; 3 — нулевая линия регистрации напряжения; 4 — нулевая линия регистрации тока без ограничителя; 5 — нулевая линия луча регистрации командного импульса на открытие затвора.  $t_{\text{запазд}}$  — время запаздывания открытия затвора.

при давлениях 1, 5 и 10 ата. В части опытов спектры излучения дуг были зарегистрированы на фото-пленках.

Предварительное изучение спектров дуг в области нуля тока показало, что при указанных давлениях элегаза, начиная с мгновенных значений тока 150—100 а, они содержат в основном линии атомов и ионов серы и фтора; интенсивность линий материала электродов (углерода) очень слабая. Далее было установлено, что в составе спектров отсутствуют подходящие пары линий, по относительной интенсивности которых можно вычислять температуру плазмы. Пришлось воспользоваться более трудоемкой и менее надежной методикой измерения температуры по абсолютной интенсивности излучения [Л. 1 и 2]. Для этой цели были выбраны присутствующие в спектрах во всем диапазоне измеряемых токов (от 150 а до 0) линии атома фтора FI 6239,6 Å и иона серы SII 5454 Å. Эти линии обладают приблизительно одинаковыми потенциалами возбуждения, поэтому их излучение локализовано в областях источника с приблизительно одинаковой температурой; расчеты температуры по этим линиям удобны для контрольных сопоставлений.

При опытах с регистрацией интенсивности излучения фотоумножители устанавливались в кассетной части спектрографа так, что регистрировали интенсивность излучения заранее выбранной для целей измерения линии спектра. В одной серии опытов регистрировалась интенсивность линии атома фтора, а в другой — иона серы.

Методика измерения температуры по абсолютной интенсивности линий атомов и ионов освещена в [Л. 2 и 3] и заключается в следующем: абсолютная интенсивность выбранной линии вычисляется с помощью сравнения интенсивности этой линии с интенсивностью излучения абсолютно черного тела в этой же области частот. В качестве эталона абсолютно черного тела взята ленточная вольфрамовая лампа, для которой известен закон распределения интенсивности как функции длины волны и температуры. Температура определялась по формуле:

$$I_{\lambda} = \frac{1}{4\pi} A_{mn}^m N_0 \frac{g_m}{g_0} \exp\left(-\frac{E_m}{KT}\right) h \nu_{mn} l, \quad (1)$$

где  $I_{\lambda}$  — абсолютная интенсивность данной линии;  $A_{mn}^m$  — вероятность перехода с уровня  $n$  на уровень

$g_m$  — статистический вес возбужденного состояния;  $g_0$  — статистический вес основного состояния;  $E_0$  — энергия ионизации (возбуждения);  $T$  — температура;  $\nu_{mn}$  — частота излучения;  $l$  — глубина излучения;  $h$  — постоянная Планка;  $K$  — постоянная Больцмана;  $N_0$  — концентрация частиц данного сорта.

Значения  $A_{mn}^m$ ,  $g_m$ ,  $g_0$  для линий серы и фтора можно найти в [Л. 4]; а  $N_0$  определить, воспользовавшись рассчитанным составом плазмы<sup>1</sup> (продуктов разложения элегаза) при различных температурах и давлениях 1; 5 и 10 ата. Расчеты температуры плазмы дуги при различных значениях токов и при разных давлениях элегаза проводились по зарегистрированному с помощью ФЭУ изменению интенсивности линий с изменением тока (рис. 1). При этом в большинстве случаев свечение выбранных линий наблюдалось не только до момента достижения током нулевого значения, но и некоторое время после перехода тока через нуль. При данной чувствительности ФЭУ послесвечение длилось 200—250 мксек.

Определение температуры по (1) предполагает существование в плазме локального термодинамического равновесия (ЛТР). Хотя совпадение измеренных температур по разным линиям (FI 6239,6 Å и SII 5454 Å) само по себе является подтверждением надежности полученных данных, тем не менее решено было проверить существование ЛТР по известным из литературы критериям.

Критерий существования ЛТР согласно [Л. 5]

$$n_e \geq 1,6 \cdot 10^{12} T_e^{1/2} \chi(p; q), \text{ см}^{-3}, \quad (2)$$

где  $T_e$  — температура электронов, К;  $\chi(p; q)$  — потенциал возбуждения от уровня  $p$  до уровня  $q$ , эв.

Аналогичные выражения для критериев ЛТР получены Гримом и Вильсоном [Л. 5], но они приводят коэффициенты в правой части уравнения  $9,2 \times 10^{11}$  и  $1,3 \cdot 10^{12}$  соответственно. Для линий FI 6239 Å и SII 5454 Å, по которым определялась температура значения  $\chi(p; q)$ , равны 2 и 1,12 эв соответственно.

Если в (2) подставить наибольшее из полученных значений температуры  $T_e = 14\,000$  К и наибольшее значение  $\chi(p; q) = 2$ , то получим:

$$n_e \geq 1,6 \cdot 10^{12} \sqrt{14\,000} (2)^2 = 1,5 \cdot 10^{15}, \text{ см}^{-3}.$$

<sup>1</sup> Работа выполнена на кафедре «Теоретические основы теплотехники» МЭИ.

P, ата	i, а	$n_e, \text{ см}^{-3}$	
		SI 4696 Å	SI 6052 Å
5	150	$9 \cdot 10^{16}$	$5,8 \cdot 10^{16}$
	180	$8 \cdot 10^{16}$	$6 \cdot 10^{16}$
	110	$6,8 \cdot 10^{16}$	$4,9 \cdot 10^{16}$
	33	$4 \cdot 10^{16}$	$2,8 \cdot 10^{16}$
10	86	$1 \cdot 10^{17}$	—
	50	$7 \cdot 10^{16}$	—
	30	$6 \cdot 10^{16}$	—

С целью проверки существования ЛТР по приведенному критерию для нескольких мгновенных значений токов по штарковскому уширению атомных линий серы Si4696 Å и Si6052 Å были определены концентрации электронов. Постоянные Штарка брались из [Л. 3]. Полученные значения концентрации приведены в таблице.

Как видно из данных таблицы, измеренные концентрации  $n_e$  более чем на порядок превышают значение  $n_e$ , при котором подтверждается существование ЛТР. Диаметр дуги определялся измерениями на микрофотометре по высоте сплошного спектра в диапазоне длин волн 6200—6500 Å.

В настоящее время нет еще общепринятой методики для определения диаметра дуги по ее оптическому изображению. Наиболее надежный результат можно получить, если измерить распределение тока в поперечном сечении столба дуги, однако такие измерения нами не проводились. Приведенные данные по измерению диаметра дуги следует рассматривать как приближенный результат, который позволяет судить об относительном изменении диаметра дуги при изменении тока или давления.

На рис. 2, 3 и 4 приведены экспериментально полученные значения температуры  $T$  и диаметра  $d_d$  при давлениях элегаза 1 и 10 атм соответственно.

Как видно из кривых, температура плазмы тем выше, чем выше давления элегаза, и монотонно снижается с уменьшением тока. В момент перехода тока через нуль температура имеет значение  $8,7 \times 10^3$  К и  $10^4$  К соответственно при давлениях 1 и 10 атм.

После перехода тока через нуль температура весьма быстро падает, однако измерить ее ход в этой области при примененной нами методике не представлялось возможным; можно было только зафиксировать время высвечивания остаточного столба дуги. По проведенным справа от нулевой оси пунктирным кривым учитывать температуру нельзя, поскольку они только дают представление о времени послесвечения. Диаметр дуги при одних и тех же мгновенных значениях тока тем меньше,

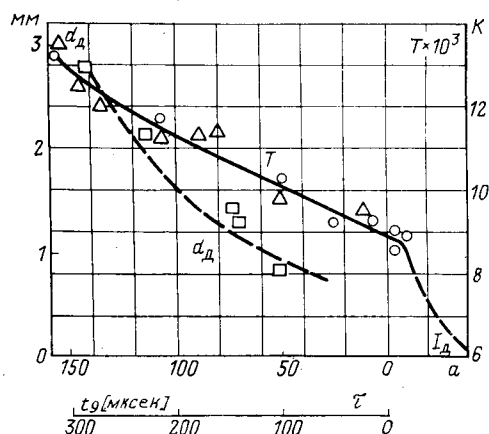


Рис. 2. Зависимость температуры дуги и ее диаметра от мгновенного значения тока при давлении элегаза 1 атм.

О — 6239 · 6 Å; Δ — 5454 Å; □ — сплошной фон.

чем выше давление элегаза, и уменьшается с уменьшением тока.

На основании проведенных экспериментов на рис. 5 построены зависимости  $d_d$  и  $E_d$  от давления элегаза. Обработка экспериментальных материалов

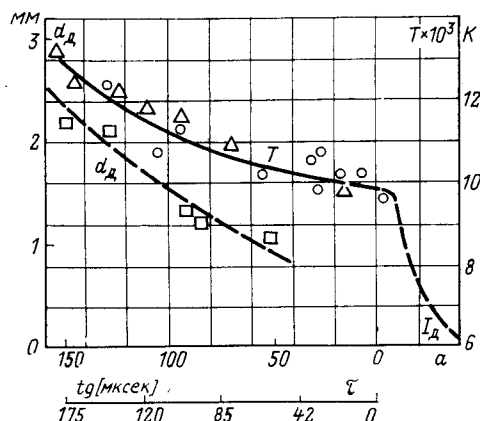


Рис. 3. Зависимость температуры дуги и ее диаметра от мгновенного значения тока при давлении элегаза 5 атм.

О — 6239 · 6 Å; Δ — 5454 Å; □ — сплошной фон.

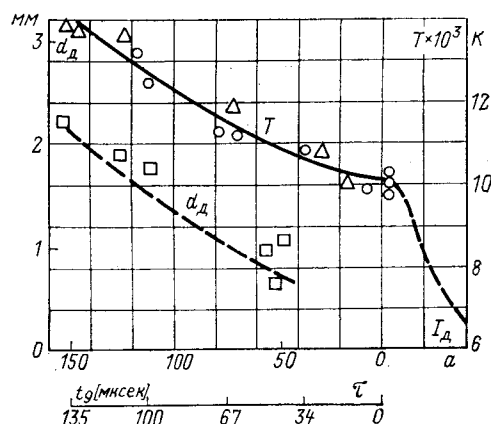


Рис. 4. Зависимость температуры дуги и ее диаметра от мгновенного значения тока при давлении элегаза 10 атм.

О — 6239 · 6 Å; Δ — 5454 Å; □ — сплошной фон.

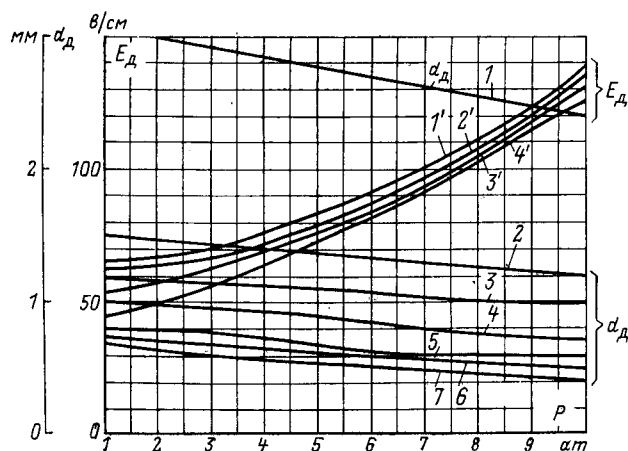


Рис. 5. Зависимость градиента напряжения и диаметра дуги от давления элегаза при разных мгновенных значениях тока. Для  $d_d$ : 1 — 150 а, 2 — 100 а, 3 — 80 а, 4 — 50 а, 5 — 30 а, 6 — 20 а, 7 — 10 а, для  $E_d$ : 1' — 10 а, 2' — 20 а, 3' — 50 а, 4' — 150 а.

для данных конкретных условий опыта позволяет установить следующие зависимости.

1. В диапазоне токов 10—150 а для давлений 1—10 ата градиент напряжения на дуге может быть выражен уравнением:

$$E_d = A P m i^{-n}, \text{ в/см}, \quad (3)$$

где  $A$ ,  $m$  и  $n$  — в общем виде также функции тока;  $P$  — давление элегаза, ата;  $i$  — ток дуги, а.

В диапазоне токов 10—150 а значение  $n$  изменяется от —0,65 до —0,4 соответственно,  $A \approx 300$ ,  $m = 0,22$ . В этом диапазоне токов вольт-амперная характеристика дуги отрицательна. При токах, больших 150 а, значение  $n$  постепенно уменьшается до нуля, начиная с 300—400 а значение  $n$  становится положительной величиной — вольт-амперная характеристика дуги положительна.

2. Диаметр дуги для токов от 0 до 150 а в том же диапазоне давлений может быть выражен уравнением:

$$d_d = B p^{-q} + \frac{i^2}{9000}, \text{ мм}, \quad (4)$$

где  $B$  — функция тока, в указанном диапазоне токов изменяется от 0,5 до 0,7;  $q = 0,2$ .

3. Температура дуги для токов от 0 до 150 а в том же диапазоне давлений может быть выражена уравнением:

$$T_d = 8700 P^{0,06} + 20 i^g, \text{ К}, \quad (5)$$

где  $g$  — функция давления, изменяется от 1,04 до 1,09 для давлений от 1 до 10 ата соответственно.

Из (4) и (5) следует, что диаметр дуги находится в квадратичной зависимости, а температура ее — почти в линейной зависимости от тока. Эти экспериментальные данные показывают, что предпосылки модели динамической дуги [Л. 6] ближе к условиям исследуемой дуги, нежели предпосылки модели [Л. 7]. Первая предполагает, что при подходе тока к нулю проводимость дуги изменяется за счет уменьшения диаметра, а температура практически остается неизменной. Вторая допускает, что изменение проводимости происходит за счет изменения температуры столба дуги, а его диаметр остается постоянным.

В заключение следует указать, что из-за относительно низкого напряжения колебательного контура (600 в) и изменения сопротивления дуги с изменением давления скорость изменения тока вблизи нуля не оставалась одинаковой при опытах с разными давлениями. Так, при давлении элегаза 1 ата скорость изменения тока равнялась приблизительно 0,5 а/мксек, а при давлении 10 ата — 1 а/мксек. Учитывая малую постоянную времени дуги в элегазе, можно полагать, что эта разница в скорости изменения тока не сильно скажется на сопоставлении полученных результатов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Подгорный И. М. Лекции по диагностике плазмы. М., Атомиздат, 1968.
2. Нагибина Н. М., Прокофьев В. К. Спектральные приборы и техника спектроскопии. Л., «Машиностроение», 1967.
3. Грим Г. Спектроскопия плазмы. М., Атомиздат, 1969.
4. Motschmann H. Vergleich verschiedener Temperaturverfahren in einem SF<sub>6</sub> Bogenplasma mit Reaktionsentsmischung. — «Zeitschrift für Physik», 1967, Bd 200, H. 1.
5. Диагностика плазмы. Под ред. Р. Ходдлстауна, С. Леонарда. М., «Мир», 1967.
6. Cassie A. M. Arc rupture and circuit severity, a new theory. CIGRE. Paris, 1939.
7. Mayr O. Beitrag zur theorie des stabilen und des dynamischen Lichtbogen. — «Archiv für Elektrotechnik», 1943, 37, № 12. [25.2.1975]



УДК 621.3.064.4.015.5(048)

## Восстанавливающаяся электрическая прочность выключателей при остаточной проводимости межконтактного промежутка

КУРОЧКИН А. К., ЛЕПЕР Д. П., ШИЛИН Н. В., ШЛЕЙФМАН И. Л.

Москва

Основные понятия теории соревнования [восстанавливающаяся электрическая прочность (ВЭП) и восстанавливающееся напряжение] были первоначально сформулированы для случая электрического пробоя в выключателе [Л. 2 и 3]. Далее понятие ВЭП было распространено на тепловые зажигания дуги [Л. 3]. Приведенное в [Л. 4] определение ВЭП выдержано также в духе первоначальных работ [Л. 3 и 5], однако, как мы увидим далее, имеется и некоторое отличие. Точка зрения [Л. 2 и 3] подвергалась критике в [Л. 6 и 7]. Наконец, в электроаппаратостроении существует еще одна упрощенная точка зрения, которую условно можно назвать практической. Хотя эта точка зрения нигде явно не

высказывалась, однако она явилась основанием для ряда измерений электрической прочности [Л. 1 и 8].

Основные положения теории теплового пробоя. Явление теплового пробоя (или погасания дуги в результате охлаждения) принято описывать с помощью уравнения динамической дуги. Это уравнение выводится из общего уравнения баланса мощности

$$\frac{dQ}{dt} = iu - P, \quad (1)$$

где  $Q$  — теплосодержание столба дуги;  $P$  — отводимая от дуги мощность;  $i$ ,  $u$  — ток и напряжение. Состояние дуги удобно характеризовать сопротив-

лением  $R$ . Тогда, подставляя в (1) зависимости  $Q(R)$  и  $P(R)$ , известные из теории или эксперимента по статической дуге, получим уравнение динамической дуги в следующем виде:

$$\varphi(R) \frac{dR}{dt} = iu - P(R), \quad (2)$$

где  $\varphi(R) = \frac{dQ}{dR}$ . Это уравнение по смыслу совпадает

с общим уравнением [Л. 5], являясь записью того же уравнения в других переменных. Уравнение, приведенное в [Л. 9]

$$\theta \frac{1}{R} \frac{dR}{dt} = \frac{i u}{P} - 1, \quad (3)$$

получается из (1) при  $Q(R) = Q_0 \ln \frac{R_0}{R}$ ,  $P(R) = P = \text{const}$ ,  $\theta = \frac{Q_0}{P}$  — постоянная времени дуги.

Поскольку при выводе (2) пользовались статическими зависимостями  $Q(R)$  и  $P(R)$ , то это уравнение носит приближенный характер и применимо только для описания квазистационарной дуги. Это проявляется, в частности, в том, что (2) содержит производную по времени только первого порядка. При более точном подходе динамическое уравнение должно было бы содержать производные более высоких порядков. Понятие квазистационарности является весьма важным для нашего рассмотрения, поскольку, как будет показано далее, различие между известными определениями электрической прочности обусловлено в основном именно тонкими неквазистационарными эффектами. Остановимся на этом подробнее.

Вудем считать, что изменение состояния дуги происходит квазистационарно, если в процессе изменения дуга проходит через ряд состояний, близких к стационарным состояниям. Другими словами, такой переход происходит по пути, достаточно близкому к статической вольт-амперной характеристике, а профиль температуры и распределение скоростей в потоке мало отличаются от стационарных.

Предположение о квазистационарности дуги играет основную роль в следующем явлении. Принято считать, что сопротивление дуги экстремально

( $\frac{dR}{dt} = 0$ ) в тот же самый момент, когда устанавливается равновесие между подводимой и отводимой мощностью [ $iu = P(R)$ ], что вывод следует непосредственно из (2). В действительности же, как показано в [Л. 7], моменты экстремума сопротивлений и баланса мощности совпадают лишь приближенно, с точностью до неквазистационарных эффектов.

**Определение электрической прочности по [Л. 3].** Согласно [Л. 3] напряженность электрического поля  $E_{\text{пр}}$ , при которой проводимость пространства поддерживается постоянной, называется напряженностью пробоя.

Это определение предполагает, что при  $E > E_{\text{пр}}$  проводимость плазмы должна возрастать (тепловой пробой), а при  $E < E_{\text{пр}}$  проводимость плазмы должна падать (остывание плазмы и погасание дуги). Однако такая формулировка еще не является опре-

делением электрической прочности в собственном смысле слова, так как она оперирует с локальными величинами (напряженностью поля и проводимостью плазмы). Когда же мы говорим об электрической прочности, то имеем в виду величину, характеризующую промежуток в целом, т. е. напряжение. Из приведенного выше определения напряженности пробоя вытекает следующее определение электрической прочности.

**Определение А (по [Л. 3]).** Под электрической прочностью промежутка  $U_{\text{пр}}$  при наличии остаточной проводимости следует понимать такое напряжение, которое поддерживает сопротивление дуги постоянным ( $R = \text{const}$ ). Такое определение предполагает следующий метод измерения электрической прочности.

**Метод А (метод ступеньки).** Для определения электрической прочности в данный момент времени после нуля тока необходимо произвести серию опытов, подавая на промежуток импульсы в виде ступеньки напряжения с разными амплитудами. То напряжение, при котором сопротивление промежутка остается неизменным, даст нам значение электрической прочности в данный момент.

**Определение Б (по [Л. 4]).** Под электрической прочностью промежутка понимают напряжение, при котором наступает равновесие между мощностью, подводимой к остаточному столбу и отводимой от него.

Прежде всего отметим, что приведенная выше формулировка [Л. 4] допускает неоднозначное толкование. Во-первых, определение Б можно понимать следующим образом.

**Определение Б<sub>1</sub>.** Под электрической прочностью промежутка понимают напряжение, при котором отношение подводимой мощности к отводимой постоянно и равно единице.

**Определение Б<sub>2</sub>.** Под электрической прочностью промежутка понимают значение напряжения на промежутке в тот момент времени, в который достигается равновесие между подводимой и отводимой мощностью.

**Определение Б<sub>1</sub>** полностью эквивалентно определению А [Л. 3], так как предполагается, что ступенька напряжения с  $U = U_{\text{пр}}$  поддерживает дугу в стационарном состоянии, а условия  $R = \text{const}$  и  $\frac{iu}{P(R)} = \text{const}$  в стационарном состоянии оба выполняются. Определению Б<sub>1</sub> соответствует по-прежнему метод ступеньки.

Попробуем сопоставить определение Б<sub>2</sub> с определением А [Л. 3]. Ограничимся сначала рамками квазистационарного приближения, считая, что дуга описывается уравнением (2). В этом приближении для электрической прочности по [Л. 3] можно получить формулу

$$U_{\text{пр}} = \sqrt{P(R) R}. \quad (4)$$

Действительно, именно при такой амплитуде ступеньки правая часть (2) равна нулю, и, следовательно,  $R = \text{const}$ . Формула (4) позволяет, зная поведение сопротивления  $R(t)$ , строить временную зависимость электрической прочности  $U_{\text{пр}}(t)$ . Между кривыми прочности и приложенным к проме-

жутку напряжением  $U(t)$ , как нетрудно усмотреть из (2), существуют следующие связи.

1. Если дуга остывает ( $\frac{dR}{dt} > 0$ ), то подводимая мощность меньше отводимой  $\left[\frac{U^2}{R} < P(R)\right]$  и напряжение на дуге меньше прочности ( $U < U_{пр}$ ).

2. Если происходит разогрев дуги ( $\frac{dR}{dt} < 0$ ), то подводимая мощность больше отводимой  $\left[\frac{U^2}{R} > P(R)\right]$  и напряжение на дуге больше прочности ( $U > U_{пр}$ ).

3. В момент, когда сопротивление дуги экстремально ( $\frac{dR}{dt} = 0$ ), подводимая мощность равна отводимой ( $\frac{U^2}{R} = P(R)$ ). В этот же момент времени происходит пересечение кривых напряжения дуги  $U(t)$  и электрической прочности  $U_{пр}(t)$ .

Другими словами, в момент  $\frac{dR}{dt} = 0$  измерение напряжения на дуге  $U(t)$  и применение метода ступеньки дадут один и тот же результат. Это, в первую очередь, позволяет сделать заключение об эквивалентности (в рамках квазистационарного приближения) определений А и Б<sub>2</sub>. Во-вторых, это приводит нас к следующему методу измерения.

Метод Б. На промежуток подается напряжение произвольной формы, например, линейно-растущий импульс. Осциллографируя ток и напряжение, можно определить момент, когда  $\frac{dR}{dt} = 0$ . Значение

напряжения в этот момент времени отождествляется с величиной электрической прочности<sup>1</sup>. Метод Б позволяет определить не всю кривую, но всего лишь одну точку кривой электрической прочности.

С учетом неквазистационарных эффектов эквивалентность определений А и Б<sub>2</sub> нарушается. Кроме того, необходимо помнить, что само определение А явно исходит из предположения о квазистационарном характере процесса остывания дуги. Действительно, в момент подачи ступеньки напряжения с  $U = U_{пр}$  происходит переход от нестационарного состояния (характеризующегося нестационарным профилем температуры) к стационарному состоянию (со своим стационарным профилем температуры). Такой переход связан с перестройкой столба дуги и требует определенного времени.

**Критика определения [Л. 3] в публикациях [Л. 6 и 7].** В [Л. 6] было экспериментально обнаружено, что при приложении ступенек напряжения к остаточному дуговому столбу имеется не одно критическое напряжение  $U_{пр}$ , а два критических напряжения  $U_R$  и  $U_L$ . Чтобы пояснить смысл напряжений  $U_R$  и  $U_L$ , приведем схематический рис. 1, изображающий поведение проводимости остаточного столба  $G$  при подаче на промежуток ступенек напряжения различной амплитуды. В [Л. 6] было экспе-

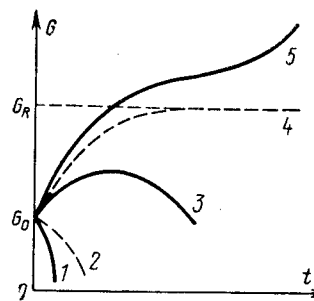


Рис. 1.

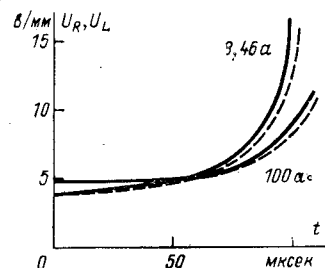


Рис. 2.

риментально найдено, что между областями монотонно падающих ( $U < U_L$ , кривая 1) и монотонно растущих ( $U > U_R$ , кривая 5) кривых проводимости лежит область немонотонных кривых ( $U_L < U < U_R$ , кривая 3), описывающих первоначальный рост проводимости с последующим ее падением до нуля. Кривые 2 и 4 являются пограничными кривыми, разделяющими перечисленные три области, и соответствуют напряжениям  $U_R$  и  $U_L$  соответственно.

Очевидно, именно напряжение  $U_R$ , которое называется в [Л. 6 и 7] напряжением зажигания, играет роль электрической прочности. Соответствующая этому напряжению кривая 4 характерна тем, что проводимость промежутка постоянна лишь при достаточно больших временах ( $G \rightarrow \text{const}$ ,  $R \rightarrow \text{const}$  при  $t \rightarrow \infty$ ). Поэтому, видоизменяя определение [Л. 3] с учетом результатов [Л. 6], можно определить электрическую прочность следующим образом.

**Определение В (по [Л. 6]).** Под электрической прочностью при наличии остаточной проводимости следует понимать такое напряжение, под действием которого по истечении некоторого времени устанавливается постоянное сопротивление промежутка.

Соответствующее изменение необходимо внести и в формулировку метода ступеньки.

**Метод В (модифицированный метод ступеньки).** Для определения значения электрической прочности требуется ступенька, амплитуда которой обеспечивает выход кривой сопротивления на постоянную величину.

Смысл напряжения  $U_L$  можно уяснить, если обратить внимание на то обстоятельство, что проводимость и сопротивление при  $U = U_L$  имеют экстремум в момент приложения ступеньки  $\frac{dR}{dt} = 0$  при  $t = 0$ . Как указывалось выше, момент  $\frac{dR}{dt} = 0$  при-

ближенно совпадает с моментом равновесия подводимой и отводимой мощностей. Таким образом, с точностью до неквазистационарных поправок  $U_L$  есть то напряжение, при котором в момент приложения импульса соблюдается баланс мощностей.

Отличие приведенной на рис. 1 картины поведения проводимости от той картины, которую мы должны были бы получить по упрощенным представлениям [Л. 3], можно характеризовать разницей напряжений  $U_R$  и  $U_L$ .

<sup>1</sup> В статье рассматриваются только тепловые пробы. При подаче на остаточный столб быстронарастающего импульса от мощного генератора пробой может принимать лавинообразный (электрический) характер.

Действительно, кривая 4 (при  $U=U_R$ ) имеет  $\frac{dG}{dt}=0$  при достаточно больших временах, кривая 2 (при  $U=U_L$  имеет  $\frac{dG}{dt}=0$  при  $t=0$ , в то время как по [Л. 3]  $\frac{dG}{dt}=0$ , начиная от момента приложеня ступеньки и до бесконечности (при  $U=U_{пр}$ ). Анализируя причины, приводящие к неравенству напряжений  $U_R$  и  $U_L$ , авторы [Л. 6 и 7] выделили два фактора. Во-первых, указывалось на роль приэлектродных зон в процессе восстановления электрической прочности. В качестве второго фактора назывались явления, связанные с перестройкой столба дуги, т. е. явления, которые мы выше охарактеризовали как неквазистационарные эффекты.

По приведенным в [Л. 6] экспериментальным данным сопротивление приэлектродных областей составляло значительную часть полного сопротивления промежутка, колеблясь от 10 до 50%. Было обнаружено также весьма существенное отличие  $U_R$  от  $U_L$ . Так, для дуги 10 а значение  $U_R/U_L$  изменялось от 1,13 при времени задержки начала зондирования  $\tau=10$  мксек до 1,29 при  $\tau=105$  мксек; для дуги 20 а  $U_R/U_L$  менялось от 1,33 при  $\tau=10,5$  мксек до 2,74 при  $\tau=105$  мксек.

В [Л. 7] были проделаны теоретические расчеты, в основе которых лежал учет неквазистационарных явлений. Результаты расчета значений  $U_R$ ,  $U_L$  в зависимости от времени задержки для дуг 8,46 и 100 а в азоте представлены на рис. 2. Как видно из рис. 2, расчеты дают гораздо меньшее различие между  $U_R$  и  $U_L$ , чем было обнаружено на эксперименте. Это свидетельствует о том, что в условиях [Л. 6] отличие  $U_R$  от  $U_L$  обусловлено в основном влиянием приэлектродных областей.

Полученные в [Л. 6 и 7] результаты относятся к слаботочным необдуваемым дугам ( $i < 40$  а,  $u < 100$  в). В высоковольтных выключателях токи и напряжения по крайней мере на два порядка больше, поэтому прямое перенесение результатов [Л. 6 и 7] на эту область невозможно, необходимы специальные теоретические и экспериментальные исследования. С ростом токов и напряжений роль приэлектродных областей будет падать и на первое место выдвинутся неквазистационарные эффекты. Что касается последних, то не видно каких-нибудь доводов в пользу того, что в высоковольтных выключателях влияние перестройки столба сказывается сильнее, чем в дугах, исследованных в [Л. 7].

Поэтому можно ожидать, что для остаточной дуги в выключателях высокого напряжения отличие  $U_R$  от  $U_L$  мало и картина в целом слабо отличается от квазистационарной картины [Л. 3].

Резюмируя все сказанное выше, можно сделать такие окончательные выводы: определение электрической прочности по [Л. 6] (определение В) представляется в настоящее время наиболее обоснованным; однако есть основания предполагать, что в условиях высоковольтных выключателей упрощенное определение [Л. 3] (определение А) мало отличается от точного определения и потому на практике сохраняет свою ценность.

**Практическая точка зрения на электрическую прочность** исходит из того, что метод определения электрической прочности при электрическом пробое вполне пригоден и для пробоев, имеющих тепловую природу.

Метод Г. Подавая на промежуток импульс любой формы (например, линейно-нарастающий), можно электрическую прочность отождествить с высотой пика зажигания. Этот метод соответствует следующему истолкованию электрической прочности.

Определение Г. Под электрической прочностью проводящего промежутка понимается, как и в случае холодного промежутка, максимальная величина приложенного напряжения  $\bar{U}$ .

Различие между методами Б и Г связано с тем, что если по методу Б электрическая прочность отождествляется с напряжением в момент  $\frac{dR}{dt}=0$ , то

по методу Г с напряжением в более поздний момент  $\frac{dU}{dt}=0$ . Заметим, что именно условие  $\frac{dR}{dt}=0$

(а не  $\frac{dU}{dt}=0$ ), естественно, отождествить с началом развития теплового пробоя, поскольку оно выполняется одновременно с условием минимальности температуры ( $\frac{dT}{dt}=0$ ). Таким образом, начиная с момента  $\frac{dR}{dt}=0$ , начинается разогрев оста-

точного дугового столба, однако из-за инерционного характера этого процесса, напряжение еще продолжает подниматься до своего максимального значения  $\bar{U}$ .

Превышение пика зажигания  $\bar{U}$  по отношению к напряжению в момент пробоя  $U_{пр}$  можно охарактеризовать коэффициентом  $K=\bar{U}/U_{пр}$ , который имеет аналогию с коэффициентом импульса при электрическом пробое. Зависимость коэффициента  $K$  от безразмерной скорости роста зондирующего напряжения

$$\alpha = \sqrt{2} \frac{\theta}{V P R_0} \frac{dU}{dt},$$

рассчитанная для линейно-нарастающих импульсов, представлена на рис. 3. Расчет производился на основе применения уравнения Майра. Как следует из рисунка, коэффициент  $K$  имеет минимальное значение, равное приблизительно 1,4 при  $\alpha=1$ . Значения  $\alpha < 1$  невозможны, так как в этой области повторные зажигания не возникают. Таким образом, минимальная ошибка в определении прочности по методу Г соответствует примерно 40%, а при

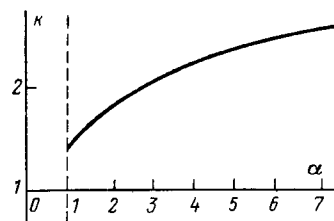


Рис. 3.

зондировании крутыми импульсами ( $\alpha \approx 3-5$ ) мы можем ошибаться в 2—2,5 раза.

Наконец, весьма важным аргументом в пользу понимания электрической прочности согласно [Л. 3] (в противовес практическому) является следующий. Можно показать, что именно кривая ВЭП по [Л. 3] обладает тем свойством, что от ее пересечения (или непересечения) с кривой восстанавливающегося напряжения зависит, произойдет или не произойдет повторное зажигание дуги.

Таким образом, сопоставление определения [Л. 3] с «практическим» определением Г показывает необоснованность последнего. Тем не менее было бы неверным полностью отказаться от метода Г. Основной его привлекательной чертой является то, что для измерения высоты пика зажигания достаточно осциллографировать одно лишь напряжение, тогда как при использовании методов А, Б, В необходимо одновременно осциллографировать еще и ток зондирования. Можно было бы попытаться использовать метод Г для сопоставления электрической прочности двух разных аппаратов, подавая на них импульсы с одним и тем же  $\frac{dU}{dt}$ . Положение осложняется тем, что коэффициент превышения  $K$  сам зависит от свойств зондируемого промежутка через величины  $\Theta$ ,  $P$ ,  $R_0$ , входящие в безразмерную величину

$$\alpha = \sqrt{2} \frac{\Theta}{\sqrt{PR_0}} \frac{dU}{dt}.$$

Однако ввиду того, что зависимость коэффициента  $K$  от  $\alpha$  согласно рис. 3 является слабой, то

такое изменение параметров зондируемых аппаратов может изменить коэффициент  $K$  не слишком сильно. Поэтому при зондировании импульсом с одним и тем же  $\frac{dU}{dt}$  двух аппаратов 1 и 2 можно считать, что отношение пиков зажигания  $\bar{U}_1/\bar{U}_2$  позволяет грубо судить об отношении электрических прочностей исследуемых аппаратов  $U_{пр1}/U_{пр2}$ .

Метод Г, таким образом, сохраняет определенную ценность как метод, позволяющий производить приближенное качественное сопоставление электрической прочности различных выключателей.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Таев И. С. Электрическая дуга в аппаратах низкого напряжения. М., «Энергия», 1965.
2. Slepian J. Extinction of an A-C Arc. — «Trans. AIEE», 47, 1398, 1928.
3. Slepian J. Extinction of a Long A-C Arc. — «Trans. AIEE», 49, 421, 1930.
4. Буткевич Г. В. Дуговые процессы при коммутации электрических цепей. М., «Энергия», 1973.
5. Brown T. E. A Study of A-C Arc Behavior Near Current Zero by Means of Mathematical Models. — «Trans. AIEE», 67, 141, 1948.
6. Edels H., Ettinger Y. Arc Interruption and Thermal Reignition. — «Proc. IEE», 109A, 89, 1962.
7. Edels H., Fenlon F. H. A Theory of Interruption and Thermal Arc Reignition. «Proc. IEE», 110A, 2082, 1963.
8. Бронштейн А. М., Янбухтина С. Д. Влияние шунтирующих дуговой промежуток емкостей и сопротивлений на отключающую способность. — «Электричество», 1970, № 7.
9. Mayr O. Beitrag zur Theorie der statischen und dynamischen Lichtbogen. — «Archiv für Elektrotechnik», 37, 588, 1943.

[25.2.1975]



УДК 621.316:621.317.333.6

## Влияние внешних очертаний аппаратной изоляции на ее электрическую прочность при загрязнении

Канд. техн. наук ЛЕБЕДЕВ Г. А., инженеры ГОДУЛЯН В. В., ОСТАПЕНКО Е. И.

Москва

Электрическая прочность аппаратной изоляции в загрязненном и увлажненном состоянии изучена все еще недостаточно, особенно при напряжениях в сотни киловольт на постоянном токе. Вместе с тем правильный выбор размеров внешней изоляции оборудования высоковольтных преобразовательных подстанций имеет большое практическое значение.

При выборе размеров внешней изоляции обычно исходят из удельной длины пути утечки (путь утечки  $L$ , отнесенной к рабочему напряжению  $U$ ). Но удельная длина пути утечки, как показали обширные и систематические лабораторные исследования, а также опыт эксплуатации, не является единственным критерием. Большое значение имеет форма изоляции, рациональная конструкция которой должна обеспечить наибольшую электрическую прочность при наименьшей строительной высоте.

В связи с этим исследования загрязненной аппаратной изоляции при воздействии постоянного на-

пряжения были направлены на получение информации по следующим вопросам:

а) каковы сравнительные характеристики крупногабаритной изоляции с различной конфигурацией ребра;

б) пропорциональна ли электрическая прочность изоляции строительной высоте;

в) эффективно ли увеличение отношения  $L/H$  (после определенного предела) с точки зрения повышения прочности изоляции.

Кроме того, рассматривались сравнительные характеристики однотипной изоляции на переменном и постоянном токе, решались методические вопросы о соотношении разрядных градиентов при увлажнении загрязненной изоляции в атмосфере тумана и пульверизатором, а также при различных способах приложения напряжения.

Для этих целей в качестве объекта испытаний были выбраны покрышки, профили ребер которых



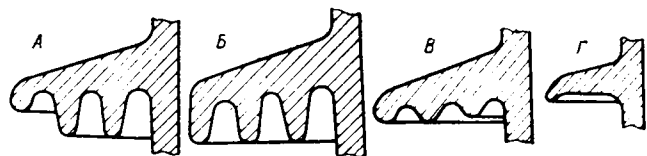


Рис. 1. Профили ребер исследуемых типов покрышек.

представлены на рис. 1 со следующими типами изоляции:

Профиль ребра	А	Б	В	Г
Тип изоляции	1	II-1 II-2 II-3	III	IV-1 IV-2

Следует отметить, что покрышки типа I, II-2 и III имеют примерно одинаковую строительную высоту. Покрышки I и II-2 имеют, кроме того, примерно одинаковую длину пути утечки. Все покрышки типа II — цилиндрические и отличаются друг от друга строительной высотой. Покрышки типа I и III — конические. Конфигурация ребер покрышек типа II выполнена так, что действительные расстояния между верхними и нижними поверхностями соседних ребер меньше на высоту внешнего ребра.

Покрышки типа IV имеют наиболее распространенную простую форму ребра с отношением  $L/H$ , равным 1,75, что удобно при сравнении электрической прочности изоляции со сложной конфигурацией ребра.

Испытания проводились в соответствии с ГОСТ 10390-71 и были сосредоточены главным образом на методе соленого тумана (метод СТ) и предварительного загрязнения (метод ПЗ), так как эти методики воспроизводят условия двух совершенно различных примеров работы изоляции в загрязненной атмосфере.

При испытании по методу СТ соленый туман создавался путем распыления поваренной соли в специально оборудованной полиэтиленовой камере. В камере устанавливались две вертикальные колонны распылителей, расположенные с противоположных сторон от испытуемого объекта. Каждая колонна распылителей состоит из семи стандартных сопел. Соленый раствор заданной концентрации приготавливался путем растворения в воде соли (количество NaCl в граммах на литр) и контролировался в течение опыта и от опыта к опыту путем измерения удельной объемной проводимости. Испытания проводились при изменении концентрации от 1,0 до 5,0 г/л соли в растворе.

При испытаниях по методу ПЗ в качестве загрязняющего вещества использовался раствор цемента, распыляемый пульверизатором на заданную площадь покрышки в определенном количестве. Плотность запыления контролировалась снятием счисток с характерных участков изоляции. Испытания проводились при плотности запыления  $3 \text{ мг/см}^2$ , что соответствует условиям работы изоляции в районах с умеренной степенью запыления. Часть опытов была проведена также при плотности запыления  $1 \text{ мг/см}^2$ .

Испытуемая изоляция увлажнялась в камере тумана, который в этом случае создавался при распылении водопроводной воды проводимостью 200—250  $\text{мксм} \cdot \text{см}^{-1}$ . Кроме того, для сравнения методик

увлажнения испытания проводились также при увлажнении изоляции пульверизатором до насыщения.

В качестве источников постоянного тока высокого напряжения использовался каскадный генератор и выпрямительное устройство, состоящее из трансформатора на 300 кВ (300 кВ·а), однополупериодного выпрямителя и сглаживающих конденсаторов емкостью 0,35 мкф, 600 кВ.

При испытании изоляции переменным напряжением использовались две ступени каскадного трансформатора типа ИОМ по 750 кВ (длительный ток 1 а).

Электрическая прочность изоляции определялась в соответствии с ГОСТ-10390-71 при длительном воздействии напряжения постоянного тока (способ ПД) и плавным подъемом до перекрытия (способ ПП).

Предварительные опыты с образцами строительной высоты 1,2 м показали, что электрическая прочность при положительной и отрицательной полярностях (в пределах погрешности измерений) была примерно одинаковой. Поэтому все испытания на постоянном токе проводились при положительной полярности.

При длительном воздействии постоянного напряжения способом ПД испытания проводились методом «вверх—вниз» при непрерывном увлажнении изоляции в атмосфере тумана. На каждой ступени напряжения изолятор выдерживался в течение 20—30 мин либо до перекрытия объекта, и по результатам 6—8 воздействий определялось 50%-ное разрядное напряжение. При испытании способом ПП изоляция увлажнялась пульверизатором и для каждого цикла снимались U-образные разрядные характеристики. За величину разрядного напряжения принималось среднее значение из минимальных, полученных в каждой из серий измерений.

В табл. 1 приведены сравнительные данные, полученные при испытании изоляции, загрязненной цементом, а в табл. 2 — в атмосфере соленого тумана, отнесенные к разрядному напряжению по-

Таблица 1

Тип покрышки	Вид напряжения	Способ ПП. Увлажнение пульверизатором				Способ ПД. Увлажнение в камере тумана	
		1 мг/см²		3 мг/см²		3 мг/см²	
		$U_p/U_p(t)$	мксм	$U_p/U_p(t)$	мксм	непрерывное увлажнение	при 100%-ной влажности
I	Постоянное	1,22*	2,8	1,0	7,3	1,21	1,12
II-1	Переменное			0,98	7,7		
II-2	Постоянное	1,1*	2,9	0,40	5,2	1,11	1,07
II-3	Переменное			0,87	7,1		
III	Постоянное			0,92	6,0		
IV-1	Переменное	1,01*	3,1	1,27	7,7	0,94	0,88
IV-2	Постоянное			0,84	8,6		
				0,87	6,2		
				0,25	9,5	0,24	
				1,03	—		

\* Результаты отнесены к разрядным напряжениям покрышки типа I при плотности запыления  $3 \text{ мг/см}^2$ .



Таблица 2

Результаты испытаний изоляции в атмосфере соленого тумана способом ПД (отнесенные к результатам покрышки типа I при запылении цементом плотностью  $3 \text{ мг/см}^2$ )

Тип покрышки	Концентрация соли		
	1 г/л	3 г/л	5 г/л
I	1,27	1,09	1,02
II-2	1,04	0,93	—
III	1,06	0,91	0,85

крышки ввода типа I при плотности запыления  $3 \text{ мг/см}^2$ . Разрядные напряжения на переменном токе для удобства сравнения были отнесены к эффективным значениям.

Из табл. 1 видно, что электрическая прочность исследуемой изоляции со сложным профилем ребер получается существенно выше при испытании способом ПД, чем способом ПП.

Вместе с тем опыты, проведенные на покрышке с простой формой ребра (тип IV-1), показали примерно одинаковую электрическую прочность при обоих способах испытаний. Изменение плотности тумана за счет увеличения расхода поступающей воды, а также перемешивание его вентилятором, не привело к заметному снижению прочности покрышек сложной конфигурации. Однако выдерживание изоляции в течение 30—40 мин в атмосфере 100%-ной влажности без напряжения с последующим приложением напряжения вызвало перекрытие покрышек уже через 1—2 мин. Причем разрядные напряжения в этом случае были на 5—8% ниже, чем при непрерывном увлажнении.

Опыты, проведенные по определению влияния свойств тумана на увлажнение изоляции показали, что туман из водопроводной воды при одинаковых условиях образования состоит из капелек гораздо больших размеров, чем в случае использования соленой воды. Анализ размеров капелек, проведенный по скорости осаждения, показал, что туман из водопроводной воды имеет средний радиус капелек порядка 25 мкм, а из соленой воды — 10 мкм. Столь большие размеры капелек тумана из водопроводной воды вызывают повышенное смачивание верхних поверхностей изоляции, в то время как нижние, особенно для покрышек со сложной конфигурацией ребра, остаются практически сухими.

Использование воды повышенной проводимости ведет к образованию густого тумана, который хорошо смачивает всю поверхность изоляции. За-

служивает быть отмеченным, что видимость в испытательной камере при использовании водопроводной воды в несколько раз лучше, чем при создании атмосферы соленого тумана.

Поэтому при определении разрядных характеристик покрышек, загрязненных цементом, исходили в основном из испытаний, полученных способом ПП при увлажнении пульверизатором.

Сравнение результатов, полученных при твердом загрязнении с испытаниями в соленом тумане (рис. 2), показало, что в среднем загрязнению  $1 \text{ мг/см}^2$  соответствует концентрация раствора  $1,5 \text{ г/л}$  и соответственно загрязнению  $3 \text{ мг/см}^2$  — концентрация  $5,0 \text{ г/л}$ .

Из сравнения характеристик однотипной изоляции на переменном и постоянном токе при испытании методом ПЗ (способ ПП) можно видеть, что разрядное напряжение на постоянном токе близко к эффективному разрядному напряжению на переменном токе. Сопоставляя разрядные характеристики покрышек типа II и IV, видно, что их электрическая прочность растет примерно пропорционально строительной высоте.

На рис. 2 приведены сравнительные характеристики исследуемых типов покрышек в виде зависимостей разрядных градиентов по строительной высоте от концентрации соли в растворе и плотности запыления, отнесенные к покрышке типа I. Из рисунка видно, что наибольшую электрическую прочность имеет покрышка типа I. Разрядные градиенты по высоте покрышек типа II примерно на 10% ниже покрышки I. Но, следует отметить еще раз, конструктивно сравниваемая изоляция выполнена различно: покрышка типа I — коническая, типа II — цилиндрическая. По этой причине изоляция между собой отличается эквивалентным диаметром примерно на 35%. Однако изучение на цилиндрических образцах влияния диаметра объекта на разрядные характеристики показало, что в интересующей области диаметров снижение электрической прочности изоляции незначительное. Поэтому есть основания предполагать, что основное снижение прочности покрышек типа II идет за счет конструкции ребер.

На рис. 3 приведены разрядные градиенты по длине пути утечки от концентрации соли в растворе и плотности запыления, отнесенные к покрышке типа I, где видно, что использование длины пути утечки у покрышек типа II по сравнению с другими типами наихудшее. Этот факт говорит о целесообразности в дальнейшем детального изучения влияния конфигурации ребер на разрядные напряжения.

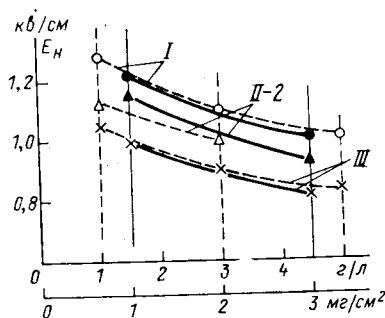


Рис. 2. Зависимость разрядных градиентов от концентрации соли в растворе и плотности запыления, отнесенные к данной покрышке типа I.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

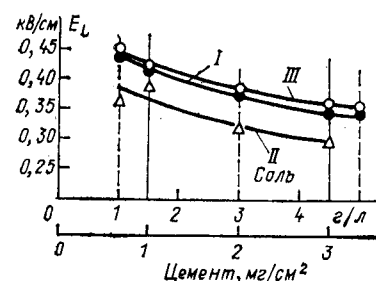


Рис. 3. Зависимость разрядных градиентов от длины пути утечки от концентрации соли в растворе и плотности запыления, отнесенные к данной покрышке типа I.

**Выводы. 1.** Оборудование, в качестве внешней изоляции которого используются покрышки с профилем ребра А, имеет наибольшую электрическую прочность при одних и тех же условиях эксплуатации.

**2.** Усложнение конфигурации ребер, как это выполнено у покрышек типа II, не приводит к повышению электрической прочности. Необходимо вести дальнейшие исследования по влиянию конфи-

гурации ребер на разрядные напряжения для выявления наиболее рациональной конструкции.

**3.** Разрядные напряжения на постоянном токе для испытанных типов изоляции примерно равны эффективному разрядному напряжению на переменном токе (при плотности запыления  $3 \text{ мг/см}^2$ ).

**4.** Электрическая прочность изоляции постоянного тока пропорциональна строительной высоте вплоть до 5,5 м.

[25.2.1975]



УДК 621.314.224

## Оптические трансформаторы для систем сверхвысокого напряжения

АФАНАСЬЕВ В. В., ЗУБКОВ В. П., КРАСТИНА А. Д.

Ленинград

**Введение.** Создание мощных сверхвысоковольтных линий электропередачи переменного и постоянного тока поставило перед электроаппаратостроением задачу создания высоковольтных измерительных устройств, удовлетворяющих целому ряду новых требований. Работы, проводимые в этой области электроаппаратостроения у нас в стране и за рубежом, направлены как на улучшение электромагнитных трансформаторов тока (ТТ, ТПТ) и напряжения (ТН, ТПН), так на разработку и создание принципиально новых устройств для измерения тока и напряжения в линиях и установках сверхвысокого напряжения.

При разработке новых принципов измерения тока и напряжения в линиях сверхвысокого напряжения основное внимание сейчас уделяется оптико-электронным (ОЭ) методам, в основе которых лежит использование световых лучей и оптического канала связи для передачи информации из зоны высокого потенциала на потенциал земли.

Впервые сначала в СССР, а затем и за рубежом начали заниматься новыми методами измерения в линиях электропередачи, когда наметился переход к классам напряжений выше 330 кВ. В 1956 г. Г. В. Голодолинским была исследована, а затем и практически доказана принципиальная возможность измерения тока в цепях высокого напряжения с помощью магнитооптического эффекта Фарадея [Л. 1 и 2].

В настоящее время работы по исследованию и созданию ОЭ измерительных устройств для установок и линий электропередачи высокого и сверхвысокого напряжения проводятся почти во всех промышленно развитых странах. Основными направлениями новых разработок являются исследования физических основ работы различных преобразователей информации и поиски схемных и конструктивных решений, которые позволили бы получить в разрабатываемых устройствах как существенно новые качества (быстродействие, повышение точности измерений в переходных режимах работы, возможность реализации аппаратов на сверхвысо-

кие напряжения и т. д.), так и сохранить основные полезные качества, присущие электромагнитным трансформаторам, т. е. высокую точность и надежность в статических режимах работы.

Новые устройства для измерения тока и напряжения, основанные на ОЭ методах измерения, получили название оптико-электронных трансформаторов тока (ОЭТТ) и напряжения (ОЭТН) по аналогии с электромагнитными трансформаторами.

**Общие принципы построения высоковольтных ОЭТТ и ОЭТН.** Физическую основу оптико-электронных методов измерения составляют процессы преобразования измеряемого (входного) электрического сигнала в световой и светового сигнала в выходной электрический. Конкретные схемы преобразования отличаются друг от друга прежде всего способом воздействия измеряемого параметра на свойства светового луча (способом модуляции). С этой точки зрения все известные ОЭ методы делятся на два класса [Л. 3]: методы, основанные на способах внутренней модуляции излучения, и методы, основанные на способах внешней модуляции излучения. Кроме того, ОЭ методы обоих классов могут различаться еще и по виду модуляции (амплитудная, частотная, частотно-импульсная, кодо-импульсная и др.).

В соответствии с этой классификацией современные ОЭ измерительные устройства строятся по двум основным функциональным блок-схемам, показанным на рис. 1 и 2.

В схеме рис. 1 используется внутренняя модуляция интенсивности излучения. Измеряемый параметр (например, ток в линии  $i_L$ ) через первичный измерительный преобразователь 1 и промежуточный измерительный преобразователь 2, снабженный автономным источником питания 2', воздействует непосредственно на источник излучения 3, вызывая соответствующие виду модуляции изменения потока излучения  $\Phi_3$ . Промодулированный таким образом световой поток  $\Phi_3$  по оптическому каналу связи, состоящему из передающего объектива 4, передающей среды 5 и приемного объектива 6, подается на

фотоприемник 7, выходной сигнал которого усиливается усилителем 8.

С выхода усилителя 8 сигнал может быть подан на измерительные приборы или исполнительные устройства 9, работающие как от аналогового (при амплитудной модуляции), так и от дискретного (при частотной, частотно-импульсной и т. п. модуляции) сигнала. В последнем случае для получения на выходе ОЭ устройства аналогового сигнала сигнал от усилителя 8 может быть подан на преобразователь «частота-аналог» или «код — аналог» 10 и с его выхода — на выходной усилитель 11.

В схеме рис. 2 используется внешняя модуляция интенсивности излучения. Отличительной особенностью этой схемы является то, что приемник излучения и источник располагаются на потенциале земли, а в зоне высокого потенциала размещается только первичный измерительный преобразователь (например, ячейка Фарадея при измерении тока или ячейка Поккельса при измерении напряжения) и необходимые элементы оптики.

Функциональная связь между элементами схемы осуществляется следующим образом.

Постоянный по интенсивности световой поток от источника излучения 1 формируется оптической системой 2 в параллельный пучок лучей  $\Phi_1$ , который по оптическому каналу связи, состоящему из передающей среды 3, передается в сторону высокого напряжения в возвратно-отражающую оптическую систему 4. Отраженный пучок  $\Phi_2$  проходит через модулятор (первичный преобразователь), содержащий последовательно расположенные поляризатор 6, управляемый измеряемым параметром (током, напряжением), элемент (ячейка Фарадея, Керра или Поккельса) 7, анализатор 8.

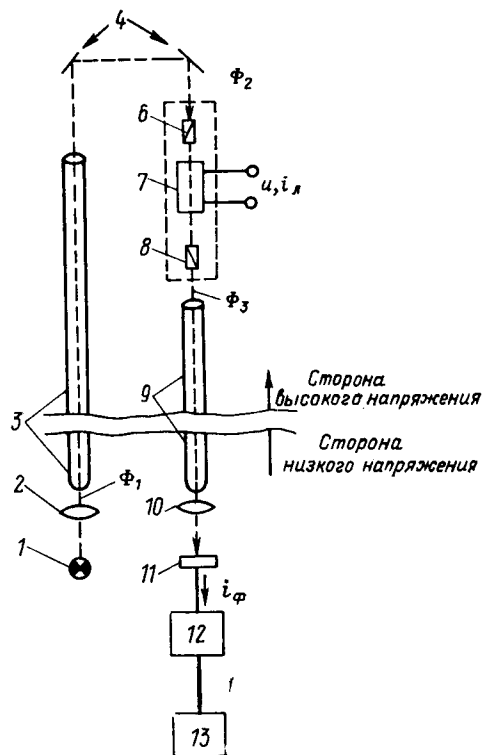


Рис. 2. Обобщенная блок-схема ОЭ устройств с внешней амплитудной модуляцией светового потока.

Модулированный по интенсивности световой поток  $\Phi_3$  по оптическому каналу связи (передающей среде) 9 поступает на землю, в приемную оптическую систему 10, которая направляет его в фотоприемник 11. Выходной сигнал фотоприемника, пропорциональный измеряемому параметру, усиливается усилителем 12 и подается на измерительные приборы или исполнительные устройства 13.

Схемы рис. 1 и 2 отражают общие принципы построения ОЭТТ и ОЭТН и могут использоваться при рассмотрении как физических основ работы этих устройств, так и их принципа действия.

**ОЭТТ, основанные на использовании эффекта Фарадея (ОЭТТ—Ф).** Применение эффекта Фарадея в ОЭТТ связано, как известно, с использованием зависимости угла поворота плоскости поляризации  $\theta$  от напряженности магнитного поля  $H$ . Магнитное вращение обнаруживают все твердые тела, жидкости и газы. Очень большим вращением обладают тонкие слои ферромагнетиков (Fe, Ni, Co); малым вращением обладают газы.

По своей магнитной восприимчивости все вещества могут быть разделены на диамагнитные, парамагнитные и ферромагнитные. У диамагнитных веществ магнитная восприимчивость и постоянная Верде не зависят от температуры. У парамагнитных веществ температурная зависимость этих параметров сильно выражена и увеличивается с уменьшением температуры. Поэтому большинство исследуемых и разрабатываемых вариантов ОЭТТ—Ф основано на использовании диамагнитных стекол, главным образом сверхплотных флинтгов с присадками свинца, обладающих сравнительно большой константой Верде.

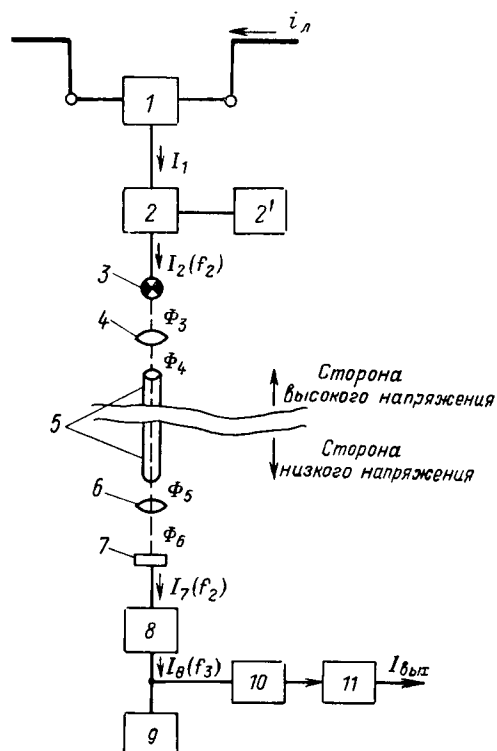


Рис. 1. Обобщенная блок-схема ОЭ устройств с внутренней модуляцией светового потока.

Практическая реализация зависимости  $\theta = \varphi(H)$  в рассматриваемой области применения сводится к созданию ячейки Фарадея (ЯФ), основным элементом которой является магнитооптический элемент, помещенный в магнитное поле, создаваемое измеряемым током. В измерительной системе ОЭТТ—Ф ЯФ выполняет роль первичного преобразователя (датчика), ее параметры и характеристики оказывают решающее влияние на метрологические свойства всего устройства. Прежде всего они определяются физическими свойствами примененного магнитооптического материала. Современные освоенные промышленностью магнитооптические материалы не позволяют простыми способами обеспечить высокую чувствительность ЯФ даже при токах в несколько килоампер. Так, при использовании тяжелого флинта в стержнях длиной 100 мм удается реализовать чувствительность примерно  $1^\circ$  на 1000 а·в в обмотке, создающей магнитное поле. Поэтому увеличения чувствительности добиваются главным образом двумя способами: применением многovitковой катушки (соленоиды) и увеличением длины пути, проходимого светом в магнитооптическом теле, за счет многократных отражений светового луча от торцевых поверхностей стержня.

Одним из главных факторов, влияющих на чувствительность ЯФ, является остаточное двулучепреломление в стекле, которое возникает по следующим причинам.

Остаточные механические напряжения или фиксирующие нагрузки, неравномерный нагрев стержня приводят к деформациям стеклянного стержня и, как следствие, к анизотропии его оптических свойств. Линейно-поляризованное излучение, распространяющееся в анизотропном теле, испытывает двойное лучепреломление, которое, накладываясь на магнитное вращение плоскости поляризации (эффект Фарадея), снижает чувствительность ЯФ. От двойного лучепреломления в стекле можно избавиться несколькими способами. Один из них состоит в том, чтобы использовать специальные атермальные сорта стекол, в которых двойное лучепреломление из-за механических напряжений в материале практически отсутствует. Однако, к сожалению, известные сорта таких стекол обладают низкой константой Верде (более низкой, чем у тяжелых флинтов). Другой возможный подход к проблеме устранения влияния двойного лучепреломления состоит в компенсации этого явления способом, описанным в [Л. 4].

Другим фактором является влияние внешних магнитных полей. С целью его уменьшения в [Л. 5 и 6] предложена астатическая конструкция ЯФ, состоящая из двух одиночных ячеек соленоидного типа, обмотки которых включены встречно, а магнитооптические стержни расположены последовательно по ходу светового луча, как в [Л. 6], или в отдельных, не связанных между собой оптических каналах, как в [Л. 5]. С этой же целью применяется дифференциальное включение ЯФ [Л. 27].

Астатическими свойствами обладает также ячейка, представляющая собой замкнутый контур из магнитооптического вещества, охватывающего токопровод [Л. 8].

Весьма перспективными можно считать ячейки Фарадея, выполненные в виде катушки из световода, через которую проходит провод с током [Л. 9]. Концы у катушки из световода выполняют роль оптических каналов связи, что позволяет значительно упростить конструкцию оптической системы устройства в целом, поскольку отпадает необходимость в применении возвратно-отражающих оптических элементов и юстировочных устройств.

Источники света и фотоприемники, применяемые в ОЭТТ—Ф. К источникам света, применяемым в ОЭТТ—Ф, предъявляются следующие основные требования: долговечность, надежность, большая мощность и непрерывный режим излучения, малый уровень шумов в излучении, минимальное потребление электрической энергии, устойчивость к воздействию температуры, тряски, вибрации, монохроматичность.

В настоящее время предложены варианты ОЭТТ—Ф с использованием различных источников излучения: газовых лазеров [Л. 7 и 11], ламп накаливания [Л. 1, 5—7, 12 и 13] и светодиодов [Л. 10].

Однако для создания ОЭТТ—Ф промышленного применения наиболее перспективными источниками света с точки зрения указанных требований являются полупроводниковые источники света. Последние модели светодиодов, обладающие мощностью в несколько десятков милливатт, позволяют значительно улучшить такие показатели качества ОЭТТ—Ф, как отношение сигнал/шум и мощность выходного сигнала.

В ОЭ устройствах лабораторного применения в ряде случаев предпочтительно использовать газовые лазеры, обеспечивающие возможность конструктивной развязки высоковольтного и заземленного блоков. При этом расстояние между блоками может быть любым, практически необходимым.

Оптические системы. Оптические системы ОЭТТ—Ф можно разделить на две большие группы — с передачей оптических лучей по световоду и по воздуху. Использование световодов обеспечивает надежную оптическую связь без применения устройств, стабилизирующих положение световых лучей. Так как при распространении по световоду линейно поляризованное излучение деполяризуется, то передача света от поляризатора к первичной ЯФ и от нее к анализатору осуществляется только по воздуху, для чего поляризатор и анализатор размещают в непосредственной близости к магнитооптическому телу ячейки, т. е. на стороне высокого напряжения.

При передаче света по воздуху измерительная система ОЭТТ—Ф чувствительна к возмущениям воздуха на пути светового потока и геометрическим смещениям оптических узлов, вызываемых наклонами и вибрациями. Относительная нечувствительность к таким воздействиям может быть достигнута за счет применения возвратно-отражающих оптических систем, обладающих способностью возвращать световой пучок в том направлении, откуда он исходит, какова бы ни была его ориентация по отношению к отражающему элементу. Таким свойством обладают уголкового отражатели и зеркально-линзовые системы.

Общей особенностью названных отражающих устройств является то, что прямой и отраженный световые пучки проходят по одному и тому же пути дважды. В сочетании с ЯФ это обстоятельство позволяет увеличить чувствительность последней в два раза и использовать один и тот же канал связи для передачи прямого (восходящего) и обратного (нисходящего) световых пучков. При использовании обратных отражателей возникают некоторые проблемы. Поляризация в общем случае изменяется при любом отражении, исключая нормальное падение, поэтому применение углового зеркала и других призм полного внутреннего отражения будет приводить к деполяризации светового пучка.

Лучшее решение заключается в применении зеркально-линзовых отражателей с длиннофокусными линзами, которые не приводят к деполяризации света.

Схема измерительных систем. Схемы прямого преобразования с открытой связью. В схемах прямого преобразования (рис. 2) происходит ряд последовательных преобразований: измеряемого тока в поворот плоскости поляризации, поворота плоскости поляризации в изменения интенсивности светового потока, интенсивности в фототок.

Достоинством схемы прямого преобразования с открытой связью является то, что поляризатор и анализатор могут быть размещены в непосредственной близости к магнитооптическому телу первичной ЯФ. Это особенно важно в тех случаях, когда оптическую связь между высоковольтным и заземленным блоками желательно осуществить с помощью обычных волоконных световодов, которые деполяризуют свет. Чтобы исключить постоянную составляющую, на приемной стороне применяют двухлучевые оптические системы и дифференциальную схему включения фотоприемников, основанные на использовании расщепителя светового пучка и двух анализаторов или одного биполяризационного анализатора.

Двухлучевая приемная оптическая система и дифференциальный способ детектирования световых сигналов позволяют уменьшить влияние на точность измерения низкочастотных источников ошибок, таких как флуктуации интенсивности светового потока, механические вибрации и дрейф параметров электронной схемы.

Хотя стабилизация отдельных компонентов в схеме прямого преобразования возможна, в установках с оптической связью по воздуху наиболее эффективными считаются схемы с отрицательной обратной связью.

Такие схемы можно разделить на три основные группы: схемы с отрицательной обратной связью во вторичных цепях; схемы компенсационные с электрооптической отрицательной обратной связью; схемы компенсационные с электрооптической отрицательной обратной связью и с синхронным детектированием светового сигнала.

В схемах первой группы отрицательная обратная связь обеспечивает стабилизацию сигнала смещения на выходе усилителя в основном путем автоматического регулирования светового потока. Из-

схем второй группы наиболее распространенными являются компенсационные схемы, основанные на использовании вторичной (компенсационной) ЯФ.

Подробный теоретический анализ работы компенсационной схемы приведен в [Л. 7 и 12].

Благодаря применению дифференциальной (двухлучевой) схемы и обратной электрооптической связи (метода компенсации), значительно повышается точность измерения тока. Однако данный метод компенсации имеет много недостатков.

Во-первых, для питания компенсационной обмотки требуется большая мощность, так как при использовании в первичной и вторичной ЯФ одинаковых магнитооптических материалов (как правило, тяжелого флинта) необходимо выполнить равенство ампер-витков первичной и вторичной ЯФ.

Во-вторых, длительное протекание вторичного тока по обмотке приводит к нагреву размещенного внутри этой обмотки магнито-оптического тела и к возникновению в нем термических напряжений. Вызванное термическими напряжениями практически неустраняемое двойное лучепреломление снижает чувствительность вторичной магнитооптической системы и вносит погрешность в результат измерения.

В-третьих, очень серьезным недостатком трансформаторов, использующих автокомпенсацию с помощью вторичной магнитооптической системы с применением тяжелого флинта, является малый допустимый диапазон углов магнитного вращения плоскости поляризации ( $1-2^\circ$ ), так как при углах поворота плоскости поляризации, превышающих  $2^\circ$ , практически трудно реализовать вторичную магнитооптическую систему с большим числом ампер-витков из-за большого расхода мощности.

В-четвертых, поскольку между первичной и вторичной ячейками, расположенными на разных концах схемы и удаленных друг от друга на большое расстояние, необходимо сохранить состояние линейной поляризации светового пучка, для управления последним требуется дорогостоящая аппаратура и исключается возможность применения обычных волоконных световодов.

В-пятых, так как вместо одной магнитооптической среды на пути светового пучка устанавливаются две, то увеличиваются потери света, особенно в тех случаях, когда применяются ЯФ с многократными отражениями.

Для устранения первых трех недостатков в [Л. 11] предложено компенсацию угла поворота плоскости поляризации осуществлять с помощью электрооптической ячейки (Керра или Поккельса), которая в сочетании с четвертьволновыми пластинками при определенной ориентации главных направлений ячейки и пластинок по отношению к плоскости поляризации поляризатора обеспечивает вращение плоскости поляризации, пропорциональное приложенному напряжению. Это напряжение, в свою очередь, пропорционально току в первичной ЯФ, так как возникает на выходе фотоприемника в результате воздействия на него светового потока, модулированного по плоскости поляризации первичным (измеряемым) током аналогично тому процессу, который имеет место в схемах с компенсационной ЯФ.

Преимуществами метода компенсации с помощью электрооптических ячеек являются быстроедействие, малое потребление мощности компенсатором в цепи обратной связи, широкий динамический диапазон.

Существенный недостаток компенсационных схем на основе применения электрооптических ячеек — необходимость сохранения состояния поляризации на пути прохождения светового пучка от первичной ЯФ до компенсатора и высокая температурная нестабильность чувствительности электрооптических ячеек.

Из-за ряда практических трудностей, связанных с достижением высокой точности и надежности, разработки ОЭТТ—Ф во всех промышленно развитых странах мира еще не вышли из стадии создания экспериментальных и отдельных промышленных образцов. Как известно, первая попытка практического применения данного метода для измерения тока в цепях высокого напряжения была принята в СССР. В 1963 г. Г. В. Голодолинским в ВЭИ им. В. И. Ленина была создана действующая модель фотоэлектрического измерительного устройства, основанного на эффекте Фарадея [Л. 1 и 2].

Примечательно то, что в большинстве вариантов ОЭТТ—Ф, предложенных за рубежом в последние годы, содержатся все главнейшие элементы и схемные решения, предложенные Г. В. Голодолинским: источник поляризованного света, первичная ЯФ, вторичная ЯФ, двулучевая приемная оптическая система, дифференциальная схема детектирования светового сигнала, электронный усилитель с автоподстройкой.

Первое практическое применение эффекта Фарадея за рубежом было осуществлено в 60-х годах во Франции. Вначале было создано несколько образцов, которые не содержали в себе компенсационных цепей и поэтому не рассматривались в качестве настоящих трансформаторов тока. Затем фирмой Merlin Gerin было изготовлено несколько промышленных образцов ОЭТТ—Ф, известных под названием «Трансоптик» [Л. 12], которые предназначались для измерения токов в сетях напряжением 220, 400, 765 кВ. Устройство имеет три измерительных канала, обеспечивающих измерение в пределах от 0 до  $2I_n$ , защиту от перегрузок до  $20I_n$  и от коротких замыканий до  $40I_n$ .

К числу более поздних разработок, выполненных во Франции, относится описанный в [Л. 13] макет ОЭТТ—Ф на 1200 кВ.

Опытно-промышленный образец ОЭТТ—Ф для измерения больших импульсных токов разработан у нас в стране [Л. 27].

В исследовательском центре Brown Boveri разработан лабораторный образец ОЭТТ—Ф, в котором источником света служит гелий-неоновый лазер, излучающий на волне  $\lambda = 633 \text{ нм}$ , а для передачи световых сигналов с потенциала земли в первичную ЯФ и обратно используются волоконные световоды [Л. 14]. Отличительной особенностью схемы является фазометрический способ детектирования световых сигналов, обеспечивающий высокую точность измерения и высокое отношение сигнал/шум.

### ОЭТТ с внутренней амплитудной модуляцией.

Разработка полупроводниковых источников света, отличающихся компактностью и весьма малой инерционностью, позволяет создать ряд измерительных устройств с внутренней амплитудной модуляцией светового потока. При построении этих устройств используется линейный участок люмоамперной характеристики светодиодов, связывающей излучаемый световой поток  $\Phi_{сд}$  с током через светодиод  $I_{сд}$  линейной зависимостью  $\Phi_{сд} = k_{сд} I_{сд}$ , где  $k_{сд}$  — коэффициент преобразования светодиода.

В общем случае, когда в устройстве измерения тока линии  $i_n$  для согласования  $i_n$  с  $I_{сд}$  используются промежуточные согласующие преобразователи,  $\Phi_{сд} = k_x i_n$ , где  $k_x = k_1 k_2 \dots k_i \dots k_n$  — результирующий коэффициент преобразования этих преобразователей.

Ранее описан принцип построения ОЭТТ с внутренней амплитудной модуляцией (рис. 1). В рассмотренной схеме в случае использования амплитудной модуляции преобразователи 1 и 2 предназначены для согласования тока светодиода  $I_{сд}$  с измеряемым током в линии  $i_n$ . В Ленинградском политехническом институте разработано несколько таких устройств [Л. 15—19], которые реализуют указанный принцип.

Использование метода прямого преобразования информации приводит к простой схемной реализации прибора, однако при этом предъявляются жесткие требования к погрешности промежуточных измерительных преобразователей. Анализ показывает [Л. 26], что в схемах ОЭТТ как с внутренней, так и с внешней амплитудной модуляцией результирующая погрешность будет определяться погрешностями всех промежуточных преобразователей, включая и элементы оптической связи.

Результирующая относительная погрешность ОЭТТ с амплитудной модуляцией, выполненных по разомкнутой схеме прямого преобразования, имеет большое количество составляющих и определяется всеми составляющими в равной степени. Поэтому выполнение промышленных образцов ОЭТТ с амплитудной модуляцией высокого класса точности, рассчитанных на работу в различных климатических условиях, представляет собой крайне сложную задачу. Для уменьшения различных составляющих результирующей погрешности этих ОЭТТ необходимо идти как по пути поиска наилучших конструктивных решений, так и использования различных схемных приемов, например, введения обратных связей и охвата ими возможно большего количества промежуточных преобразователей.

Несмотря на определенные успехи, достигнутые при создании ОЭТТ с внутренней амплитудной модуляцией, следует отметить, что построение таких аппаратов высокого класса точности, пригодных к длительной эксплуатации, встречает определенные трудности. Основными из них являются: сложность обеспечения стабильности результирующего коэффициента преобразования при действии возмущающих факторов; необходимость аттестации аппарата как в собранном виде, так и вместе со всем комплексом измерительных преобразователей; сложность передачи аналоговой информации от приемных устройств аппарата, размещаемых обычно



в самом аппарате, к усилительным устройствам и другим преобразователям, размещаемым обычно в здании подстанции; сложность защиты каналов связи между приемным и усилительными устройствами от помех и др.

К достоинствам таких устройств следует отнести ширину спектра воспроизводимых сигналов, которая ограничивается только предельным быстродействием светоизлучателя, фотоприемника и усилительных устройств.

Учитывая сказанное, следует признать, что наиболее целесообразно применять ОЭТТ с внутренней модуляцией для создания устройств измерения импульсов тока с широким спектром в лабораторных условиях и при проведении стендовых испытаний образцов высоковольтного оборудования, т. е. в условиях, когда можно предварительно проградировать устройство.

**ОЭТТ с внутренней импульсной модуляцией.** В устройствах с внутренней импульсной модуляцией светового потока осуществляется промежуточное преобразование измеряемой аналоговой величины в дискретную цифровую форму, т. е. в частоту импульсов, длительность импульсов или код.

Известно, что при аналоговом выражении величины каждое очередное преобразование ведет к уменьшению точности, особенно при использовании метода прямого преобразования информации [Л. 26]. С переходом к дискретному представлению информации погрешность не увеличивается при последующих преобразованиях. Это является одним из существенных преимуществ дискретного цифрового представления информации. Можно указать и на целый ряд других преимуществ представления информации в дискретной форме по сравнению с аналоговой.

Эти преимущества обеспечивают: возможность построения аппаратов с требуемыми метрологическими характеристиками, основанных на принципе прямой передачи информации (рис. 1); передачу информации по дальним каналам связи без внесения искажения; запоминание информации на длительные интервалы времени; выполнение любой математической обработки информации и построение более точных и универсальных вычислительных устройств; визуальное наблюдение, регистрацию и воспроизведение информации в цифровой форме; введение информации в вычислительную машину без дополнительного преобразователя аналог — код; построение устройств релейной защиты и автоматики с использованием дискретно-цифровой техники.

Импульсная работа излучателей позволяет выбрать рабочую точку в самом начале люмоамперной характеристики, а также значительно увеличить интенсивность излучения, не превышая его средней допустимой мощности, что облегчает согласование их с чувствительностью фотоприемников.

Для реализации всех этих преимуществ дискретно-цифровой формы представления информации в ОЭТТ с внутренней импульсной модуляцией используется измерительный преобразователь аналоговой величины в дискретную. Преобразователь располагается на высоком потенциале — как можно

ближе к первичному измерительному преобразователю (датчику), чтобы все преимущества можно было реализовать в полной мере.

Наиболее удобной величиной для кодирования и последующего измерения с автоматическим получением численного результата является частота (в соответствии с ГОСТ 14853—69 частота переменного тока или частота электрических импульсов является нормированным сигналом). Поэтому в качестве измерительного преобразователя на высоком потенциале во многих устройствах использован частотный измерительный преобразователь, в котором входная измеряемая величина, пропорциональная току линии  $i_L$ , преобразуется в частоту следования импульсов  $f$ , причем  $f = k_z i_L$ , где  $k_z$  — результирующий коэффициент преобразования, равный произведению коэффициентов преобразования преобразователей, расположенных до импульсного выхода частотного преобразователя. Так, в случае использования в схеме рис. 1 внутренней частотной или частотно-импульсной модуляции  $f_2 = k_z i_L$ , где  $k_z = k_1 k_2$ ;  $k_1$ ,  $k_2$  — коэффициенты преобразования согласующего преобразователя 1 и частотного преобразователя 2.

Согласующий преобразователь 1 преобразует ток линии в параметр, удобный для введения в кодирующий преобразователь 2. Чаще всего таким параметром является напряжение, которое снимается с безындуктивного шунта, включаемого непосредственно в линию или цепь вторичной обмотки согласующего трансформатора тока. Преобразователь 2 преобразует входное напряжение, поступающее с согласующего преобразователя 1, в частоту импульсов  $f_2$  (или в иной параметр в зависимости от вида кодирования). После преобразователя 2, выдающего информацию об измеряемом параметре в кодированном виде, дальнейшего изменения объема информации за счет изменения коэффициентов преобразования последующих преобразователей не происходит.

Таким образом, кодирующий преобразователь 2, размещаемый в зоне высокого потенциала, является наиболее ответственным элементом ОЭТТ с внутренней импульсной модуляцией. Это предъявляет особо жесткие требования к его метрологическим характеристикам, так как ими в основном и будут определяться метрологические характеристики всего аппарата в целом.

При формулировании требований как к самому преобразователю 2, так и ко всему аппарату, следует учитывать, что требования к каналам измерения, предназначенным для выдачи информации на измерительные устройства, и к каналам измерения, предназначенным для выдачи информации на устройства защиты (в дальнейшем — каналы защиты), различны. Если от первых требуется высокая точность (погрешности не должны превышать значений 0,5%) в нормальных режимах работы линии, то от вторых необходимо получить заданную точность (погрешности — до 10%) в аварийных режимах работы.

Общие требования, предъявляемые к частотным измерительным преобразователям (ЧИП) или к другим кодирующим преобразователям, предна-

значенным для использования в ОЭТТ, можно сформулировать следующим образом: основная относительная погрешность преобразователей должна быть в номинальном режиме не более 0,3%, дополнительная температурная погрешность 0,005—0,001% на 1°C в диапазоне изменения температуры +50°C ÷ -50°C; максимально достижимая простота схемы; простота настройки заданной градуировочной характеристики; воспроизводимость результатов от образца к образцу.

Преобразователи должны сохранять свой высокий класс точности в течение длительного времени при круглосуточной работе без промежуточных подстроек. Для облегчения построения специализированных источников питания ЧИП последние должны иметь малое потребление и наименьшее количество источников питания. Относительный коэффициент, характеризующий диапазон изменения входного сигнала и частоты на выходе от  $f_{\min}$  до  $f_{\max}$ , должен быть не менее 12 для одного типа преобразователей и 30—40 — для другого.

Максимальная частота на выходе  $f_{\max}$ , соответствующая номинальному значению сигнала на входе преобразователя, должна быть не менее 5 кГц у преобразователей, предназначенных для работы в каналах измерения, и 50—100 кГц у преобразователей каналов защиты ОЭТТ; ЧИП должны быть рассчитаны как на сравнительно высокий уровень (1—10 В), так и на малый уровень (75—200 мВ) входного сигнала.

Выполнение максимально необходимых требований, т. е. разработка простых и надежных ЧИП с высокими метрологическими характеристиками (класс 0,1—0,5) для широкого диапазона температур (от -50 до +50°C) и хорошими динамическими характеристиками ( $f_{\max}$  = 50—100 кГц), представляет собой трудную техническую задачу, решение которой определяется не только сложностью схемного построения преобразователя, но и качественными характеристиками используемых приборов.

Как видно из рис. 1, с выхода преобразователя 2 импульсный электрический сигнал поступает на светоизлучатель 3, в качестве которого, как правило, используются светодиоды.

В ОЭТТ с внутренней импульсной модуляцией основным требованием к источнику излучения является обеспечение максимально возможной мощности светового потока  $\Phi_3$ . Это повышает помехоустойчивость приемных устройств, так как увеличивает отношение сигнал/шум. Особых требований к стабильности светового потока не предъявляется.

Далее световые импульсы по оптическому каналу связи (элементам формирующей оптики 4, светопроводящей среде 5) и через приемную оптическую систему 6 поступают на фотоприемник 7, в качестве которого обычно используется фотодиод.

Конструктивно оптические каналы связи должны исключать возможность перекрещивания световых потоков нескольких каналов измерения при их размещении в одном аппарате и обеспечивать максимальный коэффициент передачи светового потока. Других специальных требований к оптическим каналам связи для этого класса аппаратов не предъявляется.

С фотоприемника 7, который преобразует световые импульсы в электрические, сигнал поступает на усилитель импульсов 8.

Дальнейшее построение схемы измерительного устройства определяется принципами построения устройств обработки информации. Возможны четыре основных случая поступления сигналов: в ЭВМ; в цифровой измерительный прибор; в устройства защиты, построенные по принципу обработки частотных (кодированных) сигналов; в устройства защиты (или другие устройства обработки информации), построенные по принципу обработки аналоговой формы входных сигналов.

В первых трех случаях, наилучших с точки зрения реализации преимуществ дискретно-цифровой формы представления информации, никаких дополнительных преобразований сигналов не требуется, и сигналы поступают непосредственно в устройства обработки информации 9.

В последнем случае кодированные сигналы дополнительно поступают на преобразователь частота — аналог (или код — аналог) 10 и затем усиливаются усилителем 11 для согласования с входными цепями устройств защиты или аналоговых приборов. В этом случае ток на выходе усилителя 11 (для усилителя с токовым выходом) будет определяться следующим соотношением:

$$i_{\text{вых}} = k_1 k_2 k_{10} k_{11} i_{\text{л}},$$

где  $k_{10}$ ,  $k_{11}$  — коэффициенты преобразования соответственно преобразователя частота — аналог (код — аналог) 10 и усилителя 11.

В этом случае метрологические характеристики всего устройства в целом будут определяться характеристиками еще и этих преобразователей. К преобразователю частота — аналог 10 (код — аналог) и усилителю 11 могут быть предъявлены те же требования, которые были сформулированы ранее к ЧИП. Единственным, но весьма существенным отличием является уменьшение температурного диапазона работы этих устройств, так как они могут размещаться в здании подстанции.

Рассмотрение принципа построения устройств с внутренней импульсной модуляцией показывает, что ко многим важным схемно-конструктивным элементам этих устройств предъявляются значительно более легкие требования, чем в ОЭТТ с внешней и внутренней амплитудной модуляцией. Это позволяет уже сейчас осуществлять ОЭТТ с внутренней частотной модуляцией, построенные по принципу прямого преобразования информации, т. е. наиболее простые с точки зрения эксплуатации и технологии изготовления устройства.

Основным недостатком измерительных устройств этого типа является потребность в источнике питания, расположенном в зоне высокого потенциала.

Трудности, возникающие на пути создания ОЭТТ с внутренней амплитудной модуляцией, и преимущества систем с дискретно-цифровой формой представления информации и использованием внутренней импульсной модуляции светового потока привели к тому, что в середине 60-х годов появились предложения по построению высоковольтных ОЭТТ с использованием внутренней частотной модуляции [Л. 20 и 21].



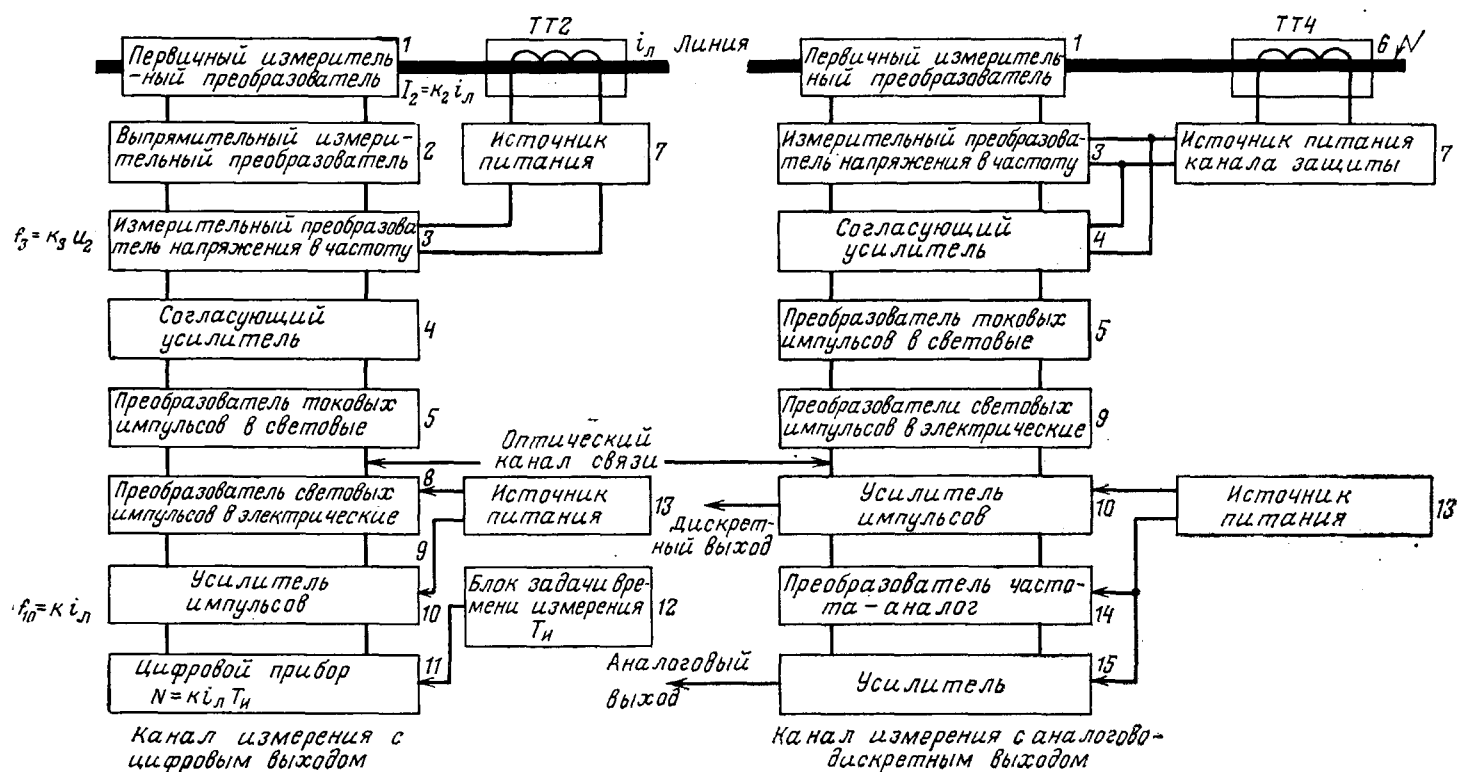


Рис. 3. Блок-схема ОЭТТ с частотным преобразованием сигнала.

Первые промышленные ОЭТТ с частотно-импульсной модуляцией светового потока были разработаны в США фирмой Allis Chalmers под названием «Тразер» [Л. 20]. Они предназначались для установки в сети 230 кВ, где проходили эксплуатационную проверку. Аналогичные работы проводятся в ФРГ и Италии [Л. 22 и 23].

Прототип промышленного образца ОЭТТ с частотной модуляцией на напряжение 750 кВ был разработан у нас в стране [Л. 3 и 24].

На рис. 3 приведена блок-схема этого образца ОЭТТ, а на рис. 4 — его фотография. Трансформатор состоит из следующих блоков (блоки канала измерения и канала защиты, выполняющие одинаковые функции, обозначены одинаково): 1 — первичные измерительные преобразователи (датчики) канала измерения и канала защиты; 2 — выпрямительный измерительный преобразователь канала измерения; 3 — измерительный преобразователь напряжения в частоту канала измерения; 3' — измерительный преобразователь тока в частоту канала защиты; 4 — согласующий усилитель; 5 — преобразователь токовых импульсов в световые; 6 — ТТ<sub>2</sub>, ТТ<sub>4</sub> — трансформаторы тока источников питания для каналов защиты и измерения; 7 — источник питания электронных устройств канала измерения и канала защиты (все перечисленные выше блоки находятся в зоне высокого напряжения); 8 — оптический канал связи; 9 — преобразователь световых импульсов в токовые; 10 — усилитель импульсов; 11 — цифровой прибор; 12 — блок задачи времени измерения; 13 — источник питания электронных блоков, расположенных на потенциале земли; 14 — преобразователь частота-аналог.

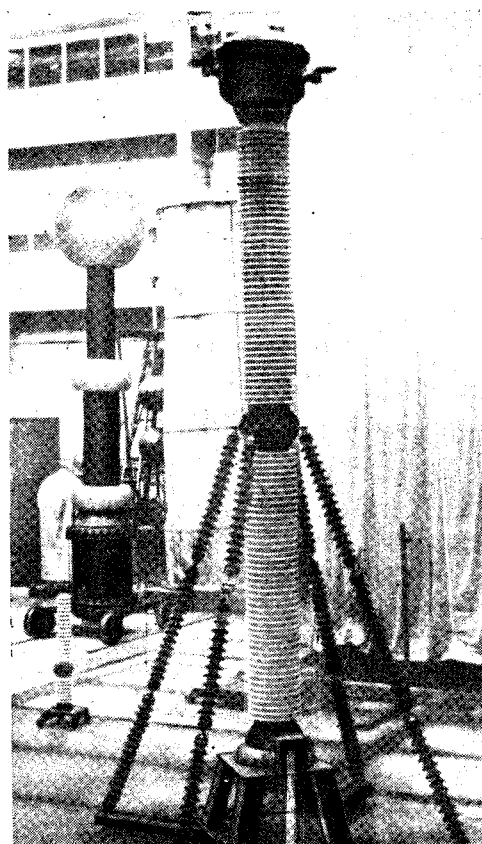


Рис. 4. Общий вид опытного образца ТОЭН-750 (экранное кольцо снято).

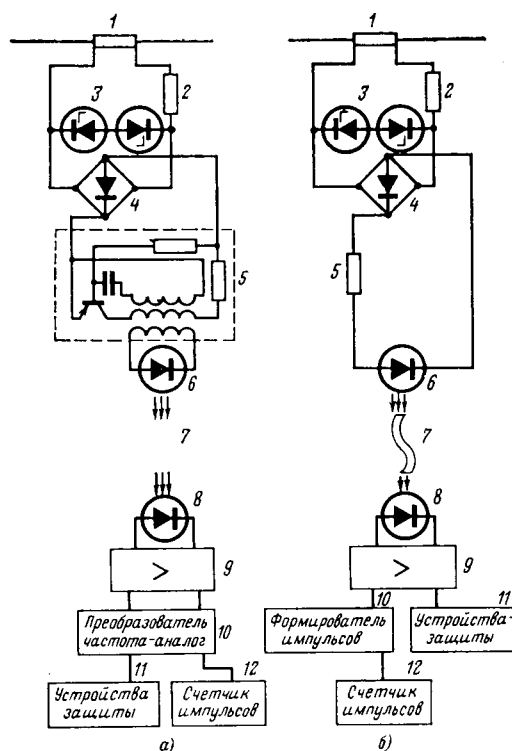


Рис. 5. Принципиальные схемы двух вариантов индикаторов тока

Канал защиты в отличие от канала измерения не содержит выпрямительного измерительного преобразователя; с выхода усилителя импульсов 10 сигнал дополнительно подается на преобразователь частота-аналог 14 с несущей частотой.

В результате испытаний были определены основные технические характеристики опытного образца ОЭТТ: номинальный измеряемый ток 2000 А; номинальное рабочее напряжение 750 кВ; пределы канала измерения (0,2—1,2)  $I_n$ ; номинальная частота импульсов на выходе дискретного канала измерения 10 000 Гц; несущая частота канала защиты 50 кГц; номинальный ток на выходе аналогового канала измерения 1 А; класс точности дискретного канала измерения 0,5; класс точности аналогового канала измерения 1; класс точности каналов защиты 3; угловая погрешность каналов защиты  $\pm 2^\circ$ ; пределы измерения в каналах защиты (0,5—20)  $I_n$ .

Другим промышленным образцом оптико-электронного измерительного аппарата является индикатор тока, который в 1972 г. был установлен в опытную эксплуатацию. На рис. 5 приведены два варианта принципиальной схемы индикатора, а на рис. 6 — его фотография.

Первичным датчиком в индикаторе служит безындуктивный шунт 1, который включается в цепь измеряемого тока. К потенциальным зажимам шунта через ограничительную цепочку, состоящую из резистора 2 и встречно включенных стабилитронов 3, подключен выпрямительный мост 4. В первом варианте схемы индикатора (рис. 5, а) к выходу моста по постоянному току подключен преобразователь напряжения в частоту 5.

Второй вариант схемы индикатора отличается от первого тем, что в зоне высокого потенциала

сигнал с выпрямителя 4 через ограничительный резистор 5 поступает непосредственно на световозлучатель 6, а в зоне потенциала земли с выхода усилителя сигнал сразу поступает по одному каналу на устройства защиты, а по другому через формирователь импульсов на счетчик импульсов.

Первую схему целесообразнее применить, когда необходимо измерять ток в первичной цепи; вторую — при передаче малых длительностей протекания тока в первичной цепи, что позволяет использовать ее, например, в цепях разрядников. Обе схемы отличаются от ранее рассмотренных тем, что не требуют источников питания в зоне высокого потенциала.

Конструктивно (рис. 6) индикатор тока выполнен как единый аппарат опорного типа с полым фарфоровым изолятором. В верхней части индикатора размещены безындуктивный шунт и элементы схемы передающего блока.

В нижней части размещены элементы схемы приемного блока. Внутри опорного изолятора, который крепится к нижней части аппарата, размещены оптические каналы связи, выполненные из стекловолоконных световодов. Два с половиной года безаварийной эксплуатации двух образцов индикаторов подтвердили высокую надежность аппаратов.

В настоящее время имеется ряд интересных предложений по комплексному построению ОЭТТ с внутренней импульсной модуляцией и устройств релейной защиты для высоковольтных установок [Л. 25].

**Заключение.** Анализ создания устройств с внешней и внутренней амплитудной модуляцией светового потока показывает, что в настоящее время нет установившихся решений в вопросах выбора оптимального варианта схем и конструкций этих аппаратов того или иного назначения.

Принципиальными особенностями ОЭТТ—Ф, затрудняющими решение проблемы обеспечения высоких метрологических и эксплуатационных качеств аппарата, являются следующие:

1. Пучок поляризованного света остается неизменным, если он движется в идеальной среде. Прохождение света к ЯФ через оптические элементы, находящиеся на пути поляризованного пучка, вызывает постепенную деполаризацию последнего. В пучке, поступающем на фотоприемники, есть неполяризованный член, не способствующий образованию полезного сигнала, а, напротив, вызывающий значительный фоновый шум, являющийся пределом измерения.
2. Постоянная Верде зависит от температуры, поэтому трудно сделать так, чтобы два используе-

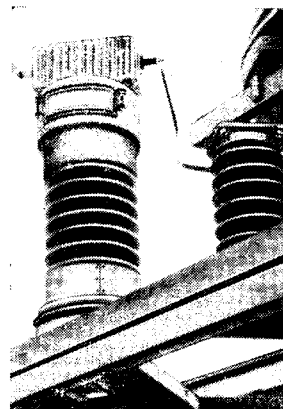


Рис. 6. Оптико-электронный индикатор тока.

мых в ЯФ стержня из флинта имели одинаковую температуру.

3. Очень трудно поддерживать прозрачность поверхностей применяемых оптических элементов в тех условиях, в которых аппарат будет работать в сети.

Обобщая уже накопленный опыт разработки и практического применения различных вариантов ОЭТТ—Ф, можно сформулировать основные задачи и направления дальнейших работ:

поиск новых магнитооптических материалов, из которых изготавливаются ЯФ, и увеличение константы Верде на порядок, что облегчило бы задачу повышения чувствительности первичных и компенсационных ЯФ;

создание высокостабильных источников света, обладающих узкой направленностью излучения, высокой мощностью, долговечностью и надежностью; наличие таких источников позволит улучшить отношение сигнал/шум и помехоустойчивость ОЭТТ;

создание высоковольтных световодов, обладающих малым поглощением и способностью пропускать поляризованное излучение; использование таких световодов позволило бы значительно упростить конструкцию оптических систем, одновременно обеспечив полную невосприимчивость устройств к механическим воздействиям;

разработка простых и помехоустойчивых схем детектирования световых сигналов;

разработка усилителей мощности и согласование их характеристик с характеристиками устройств измерения, защиты и регулирования в сетях сверхвысокого напряжения.

Анализ принципов построения устройств с использованием внутренней амплитудной модуляции светового потока показывает, что при их разработке возникает целый ряд аналогичных трудностей, которые задерживают создание высокоточных и надежных аппаратов промышленного назначения. Тем не менее такие их характеристики, как широкополосность и простота схемы прямого преобразования, позволяют уже сейчас использовать эти устройства в лабораторных условиях и на стендах при испытании образцов высоковольтного оборудования.

Гораздо меньшие трудности возникают при разработке устройств с импульсной внутренней модуляцией светового потока. Наиболее перспективными в этом отношении являются устройства с частотной (частотно-импульсной) модуляцией. Основное внимание при их разработке должно быть уделено частотным измерительным преобразователям, которые в основном и определяют технические характеристики этих устройств.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Голодолинский Г. В. Применение эффекта Фарадея для измерения токов. — «Электричество», 1956, № 8.
2. Голодолинский Г. В. Электрооптические методы и аппаратура для измерения токов и напряжений. — «Электричество», 1963, № 4.
3. Афанасьев В. В., Зубков В. П., Крастина А. Д. Оптико-электронные трансформаторы тока. — «Электричество», 1970, № 7.
4. Патент Швейцарии, № 512076. Кл. G01r, 33/02.

5. Патент Франции № 2.120.991. Кл. G01r, 13/00, 1/00; G02f 1/00.

6. Патент Франции № 2.086.672. Кл. G01r, 15/00; G01r, 1/00.

7. Development of the Laser Current Transformer for Extra — high — Voltage Power Transmission Lines. — «IEEE Journal of Quantum Electronics», 1967, vol. QO-3, № 11, Aut: Saito. S., Hamasaki Y., Fujii J. e. a.

8. Крастина А. Д., Ячейка Фарадея. А. С. № 375 562 (СССР). Кл. G01r, 13/40, 19/00. Опубл. в бюлл.: «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 16.

9. Патент Англии № 1.313.057. Кл. G01r, 21/40; G01r, 19/00.

10. Астатический магнитооптический трансформатор тока на эффекте Фарадея. — «Revue Générale de L'Electricite», 1971, 80, № 11. Aut: Carnel A., Grebille B., Kaplan Ch., Teboul J.

11. The Laser Current Transformer for EHV Power Transmission Lines. Seisan Konkuyu. — «Monthly Journal Inst. Industr. Sci». Univ. Tokyo, 1967, 19, № 8. Aut.: Saito S., Hamasaki J., Fujii J. e. a.

12. Heroïn P., Benoist Cn., Pelamare Y. Измерение тока амперметром на основе эффекта Фарадея. — «Revue Generale de L'Electricite», 1967, t. 76, N 7—8.

13. Aumont P., Pelletier E. Магнитооптические делители тока на основе использования эффекта Фарадея. — «Revue Generale de L'Electricite», 1971, t. N 7/8.

14. Jacklin A. A. Использование магнитооптических эффектов для измерения тока. — «Laser», 1971, 3, № 4.

15. Оптикоэлектронный трансформатор тока высокого напряжения. «Электричество», 1969, № 11. Авт.: Адоньев Н. М., Афанасьев В. В., Карпенко Л. Н., Малкин А. С.

16. Адоньев Н. М. Разработка и исследование трансформаторов тока в/н на индуктивных датчиках и полупроводниковых светодиодах. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Л., 1970 (ЛПИ).

17. Оптико-электронный трансформатор тока на 750 кВ с прямой модуляцией светового потока. — «ЭП. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы», 1972, № 6 (15). Авт.: Адоньев Н. М., Афанасьев В. В., Жалалис Л. В. и др.

18. Оптико-электронный трансформатор тока для релейной защиты и автоматики. — «ЭП. Аппараты высокого напряжения», 1974, № 8 (40). Авт. Адоньев Н. М., Герцев В. Н., Покровский В. Е. и др.

19. Герцев В. И. Оптико-электронный трансформатор тока с расширенным динамическим диапазоном. — «ЭП. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы», 1974, № 8 (40).

20. Perry E. R. Laser system monitors EHV current. — «Electrical world», 1964, vol. 162, № 22.

21. Davis A. W. Оптические каналы для передачи данных с большой скоростью. — «Journal of scientific Instruments», 1966, vol. 43, № 8.

22. Патент ФРГ № 1.303.767. Кл. G01r 15/02.

23. Crepaz S., Manigrasso R. Трансформатор тока с передачей сигнала световым лучом. — «L'Elettrotecnica», 1973, 60, № 9.

24. Оптико-электронный трансформатор тока с частотной модуляцией. — «ЭП. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы», 1972, № 6 (15). Авт.: Зубков В. П., Цветков А. П., Жалалис Л. В., Абдулов В. И.

25. Казанский В. Е. и др. Дискретные измерительные трансформаторы тока и напряжения. — «Труды МЭИ», 1972, № 145.

26. Зубков В. П., Крастина А. Д., Адоньев Н. М. Анализ погрешностей оптико-электронных трансформаторов тока. — «ЭП. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы силовые, конденсаторы», 1973, № 2 (22).

27. Оптико-электронный трансформатор для измерения импульсов тока. — «ЭП. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы», 1972, № 6 (15). Авт.: Захаров В. Н., Кузнецов В. Е., Покровский В. Е. и др.

28. Использование магнитооптических аппаратов для измерения тока высокого напряжения. — «Труды НИИПТ». М., «Энергия», 1974, вып. 20. Авт.: Будовский И. И., Крастина А. Д., Нестеров А. П., Рудницкий М. С.

[25.2.1975]

# Кабели большой пропускной способности с газовой изоляцией

БОРГНИК И. М., ПАНОВ А. А., ВАРИВодОВ В. Н., ГОРЮНОВ Б. А., СТРОКОВСКИЙ Л. И.

Москва

Вопрос о возможности и перспективности применения газов под высоким давлением в качестве основной изоляции для создания кабелей большой пропускной способности последнее время часто дискутируется в отечественной и зарубежной литературе. Прогнозирование характеристик таких кабелей с газовой изоляцией (КГИ) проводится на основе анализа экспериментальных данных по электроизоляционным и теплопередающим свойствам газовой изоляции [Л. 1—3], а также по характеристикам теплообмена между оболочкой кабеля и окружающей средой. Однако имеющиеся данные по указанным свойствам получены, как правило, для условий весьма далеких от предполагаемых для реальных кабелей, как по геометрическим размерам исследованных конструкций, так и по чистоте условий эксперимента. В то же время пока нет достаточно надежной методики для экстраполяции данных лабораторных экспериментов на характеристики реальных кабелей.

Поэтому, как для экспериментальной проверки таких методик, так и для определения перспективности применения КГИ для передачи больших потоков электроэнергии представляется необходимым создание и проведение испытаний их опытных образцов. В статье описываются результаты электрических, механических и тепловых испытаний первых опытных образцов КГИ.

**Определение пропускной способности КГИ.** Пропускная способность КГИ обусловлена параметрами собственно кабеля, так и окружающей его среды. Так, натуральная мощность КГИ переменного тока, определяемая при заданном рабочем напряжении волновым сопротивлением кабеля, существенно в (4÷5 раз) выше, чем пропускная способность воздушных линий электропередач. Однако в ряде случаев передача натуральной мощности по КГИ не может быть осуществлена из-за ограничений, накладываемых условиями отвода в окружающую среду тепловых потерь от протекающего в КГИ тока. Техничко-экономические характеристики КГИ определяются прежде всего размерами элементов кабеля в поперечном сечении: диаметра токоведущей жилы  $D_{ж}$  и внутреннего диаметра оболочки  $D_{об}$  или, как будет показано ниже, принятым значением рабочей напряженности электрического поля на поверхности токоведущей жилы  $E_{ж}$ .

Будут рассмотрены два типа конструктивного исполнения КГИ — пофазное (каждая токоведущая жила кабеля располагается коаксиально в отдельной оболочке) и трехфазное (три токоведущие жилы кабеля располагаются в общей оболочке по вершинам равностороннего треугольника). Токоведущие жилы КГИ поддерживаются в оболочке в заданном положении с помощью твердых опорных изоляторов — распорок, устанавливаемых вдоль длины кабеля на некотором расстоянии друг от друга. Электроизоляционные и механические характеристики распорок могут оказывать определенное воздействие на технико-экономические по-

казатели КГИ, но не играют при этом решающей роли.

В связи с этим рассмотрим соотношения, устанавливающие связь пропускной способности КГИ переменного и постоянного тока с характеристиками окружающей среды и принятым значением рабочей напряженности электрического поля на поверхности жилы  $E_{ж}$ .

Соотношения для расчета напряжения КГИ. Для КГИ пофазного исполнения условие достижения максимальной электрической прочности коаксиальной системы проводников предопределяется соотношениями  $D_{об}/D_{ж} \approx 3$ . Тогда линейное напряжение КГИ можно выразить через значения напряженности электрического поля на жиле и диаметра оболочки кабеля следующим образом:

$$U_{л} = \sqrt{\frac{3}{2}} E_{ж} \frac{D_{ж}}{2} \ln \frac{D_{об}}{D_{ж}} \approx 0,22 E_{ж} D_{об}. \quad (1)$$

(Здесь и далее в формулах использованы амплитудные значения напряженности электрического поля.)

Анализ электростатических полей геометрии трехфазного КГИ показал, что при расположении центра токоведущих жил по вершинам равностороннего треугольника со стороной  $3D_{ж}$  и расстоянии от вершин треугольника до оболочки, равным  $1,5 D_{ж}$ , возможно обеспечить электрическую прочность в конструкции, близкую к максимальной, при этом  $D_{об}/D_{ж} \approx 6,3$ . Тогда связь линейного напряжения трехфазного КГИ с  $E_{ж}$  и  $D_{об}$  будет выражаться как

$$U_{л} = 0,2 E_{ж} D_{об}. \quad (2)$$

Соответствующее выражение для рабочего (линейного) напряжения КГИ постоянного тока имеет вид:

$$U = 2 E_{ж} r_{ж} \ln \frac{D_{об}}{D_{ж}} = 0,36 E_{ж} D_{об}. \quad (3)$$

Соотношения для расчета тока КГИ. Нагрузочная способность КГИ по току может быть определена из уравнения теплового баланса, т. е. равенства выделяемого тепла от суммарных потерь в жиле и оболочке, обусловленных протекающим током, и отводимого тепла от оболочки в окружающую среду. Поэтому рассмотрим условия отвода тепла от КГИ для двух основных случаев прокладки — на воздухе и в земле.

Ранее было показано [Л. 1], что количество тепла на единицу длины  $q_{к}$ , передаваемого от жилы к оболочке в коаксиальных системах больших размеров в элегазе при заданном температурном перепаде  $\Delta t_r$  за счет конвективного теплообмена, подчиняется выражению

$$\begin{aligned} q_{к} &= 0,266 (P_r G_r)^{0,25} \frac{2\pi r \Delta t_r}{\ln \frac{D_{об}}{D_{ж}}} = \\ &= 0,29 \left( \frac{\lambda^3 r C_p D_{об}^3 \rho^2 \Delta t_r}{\mu} \right)^{0,25}. \end{aligned} \quad (4)$$

При использовании следующих аппроксимирующих экспериментальные данные выражений для теплопроводности  $\lambda_r$ , вязкости  $\mu$ , теплоемкости  $C_p$ , плотности  $\delta$  [Л. 5 и 6]:

$$\lambda_r = 5,4 \cdot 10^{-5} \frac{\text{вт}}{\text{м} \cdot \text{сек}}; \mu = 5,3 \cdot 10^{-8} \frac{\text{н} \cdot \text{сек}}{\text{м}^2};$$

$$C_p = 7 \cdot 10^2 \frac{\text{дж}}{\text{кг} \cdot \text{с}}; \delta = 6,2 \rho \frac{293}{T} \frac{\text{кг}}{\text{м}^3},$$

получаем

$$q_k = 2,65 D_{\text{об}}^{0,75} \rho^{0,5} \Delta t_r^{1,25}. \quad (5)$$

С учетом лучистого теплообмена суммарный перенос тепла от жилы к оболочке задается выражением (6):

$$q_r = 2,65 D_{\text{об}}^{0,75} \rho^{0,5} \Delta t_r^{1,25} \left[ 1 + 9,2 \cdot 10^{-8} \epsilon_{\text{ж.пр}} \times \left( \frac{D_{\text{об}}}{\Delta t_r \rho^2} \right)^{0,25} T^3 \right], \quad (6)$$

где приведенный коэффициент излучения жилы

$$\epsilon_{\text{ж.пр}} = \left[ \frac{1}{\epsilon_{\text{ж}}} + \frac{D_{\text{ж}}}{D_{\text{об}}} \left( \frac{1}{\epsilon_{\text{об}}} - 1 \right) \right]^{-1}$$

и усредненная температура

$$T = \frac{T_{\text{ж}} + T_{\text{об}}}{2}.$$

Теплоотдача с поверхности оболочки в воздух с учетом известных критериальных зависимостей для теплоотвода с поверхности цилиндра в неограниченное пространство [Л. 5] может быть охарактеризована следующим выражением:

$$q_v = 5,1 D_{\text{об}} \Delta t_6^{1,313} + 1,8 \cdot 10^{-7} \epsilon_{\text{об}} D_{\text{об}} (T_{\text{об}} - T_{\text{в}}). \quad (7)$$

Теплоотдача в землю для одиночной трубы при разнице температур ее оболочки и земли  $\Delta t_3$  задается выражением

$$q_3 = \frac{2\pi\lambda_3\Delta t_3}{\ln \frac{4h}{D_{\text{об}}}}, \quad (8)$$

а для трех труб выражением

$$q'_3 = k_p \lambda_3 \Delta t_3, \quad (9)$$

где  $k_p$  зависит от расстояния между осями труб  $S$  и расстояния от них до поверхности земли  $h$ . Значения  $k_p$  (для средней трубы) заданы графически в [Л. 6] и для случая  $S/D_{\text{об}} = 2$  приведены ниже

$h/D_{\text{об}}$	10	8	6	4	3	2	1
$k_p$	0,77	0,8	0,93	1,16	1,5	1,82	3,6

Выделяемое тепло суммарных потерь в жиле и оболочке от протекающего тока в КГИ, выраженное через омические потери в расчете на фазу кабеля,

$$q_{\text{ом}} = n I^2 R_{\sim}, \quad (10)$$

где  $R_{\sim}$  — сопротивление жилы кабеля переменному току;  $n$  — коэффициент, учитывающий потери в оболочке кабеля.

Расчеты показали, что для рассматриваемых конструкций кабеля значение коэффициента  $n$  лежит в пределах  $1 \leq n \leq 1,3$  в случае пофазного исполнения КГИ (оболочка из немагнитного материала) и трехфазного исполнения (оболочка из магнитного материала).

Таким образом, получены исходные данные (6) — (10) для составления уравнения теплового баланса  $q_{\text{ом}} = q_{\text{з(в)}}$  и определения нагрузочной способности КГИ в условиях различных способов прокладки. Расчеты по (6) — (10) показали:

1. Полная теплопроводность газовой изоляции, оцененная по уравнению внутреннего теплового баланса (6), достаточно велика ( $\sim 3 \div 10 \text{ вт/м} \cdot \text{град}$ ), чтобы практически ни в каких случаях не накладывать ограничений на пропускную способность КГИ.

2. При прокладке КГИ на воздухе условия теплоотдачи с оболочки не ограничивают передачу по нему натуральной мощности. Соответствующий натуральной мощности ток

$$I_{\text{нат}} = \frac{U}{\sqrt{3} Z_0} \approx 1,8 \cdot 10^{-3} E_{\text{ж}} D_{\text{об}}, \quad (11)$$

где принято волновое сопротивление  $Z_0 = 70 \text{ ом}$ .

3. При прокладке КГИ в земле его нагрузочная способность существенно ограничивается условиями рассеивания тепла в землю. Из (8) — (10) получаем выражение для нагрузочной способности по току:

для одиночной трубы (трехфазное исполнение КГИ)

$$I = \left( \frac{2\pi\lambda_3\Delta t_3}{3hR_{\sim} \ln \frac{4h}{D_{\text{об}}}} \right)^{0,5} < I_{\text{нат}};$$

для трех отдельно положенных фаз

$$I = \left( \frac{k_p\lambda_3\Delta t_3}{hR_{\sim}} \right)^{0,5} < I_{\text{нат}}. \quad (12)$$

4. Пропускная способность КГИ при прокладке в земле может быть увеличена вплоть до натуральной мощности улучшением условий прокладки (искусственное повышение теплопроводности грунта) или применением форсированного охлаждения оболочки.

Зависимость натуральной мощности линии от диаметра оболочки для некоторых значений рабочей напряженности на жиле приведена на рис. 1. Там же показаны определенные по (1), (2), (11), (12) допустимые передаваемые мощности КГИ при прокладке в земле при расчетных условиях:

$$\lambda_3 = 0,8 \frac{\text{вт}}{\text{м} \cdot \text{град}}; \Delta t_3 = 40^\circ \text{C}; \frac{h}{D_{\text{об}}} = 3.$$

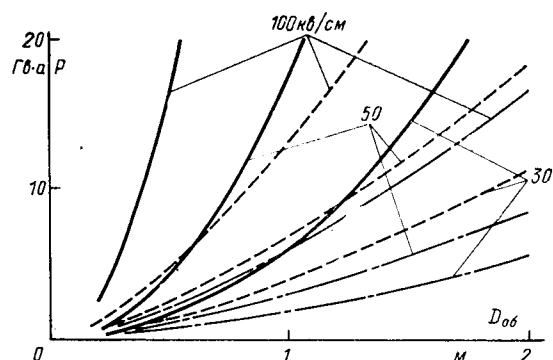


Рис. 1. Зависимость передаваемой мощности КГИ от диаметра оболочки при различных условиях прокладки.  
— — натуральная мощность КГИ; — — — пофазное исполнение;  
- - - - - трехфазное исполнение.

С помощью (3), (6), (7) и при использовании в выражениях (9), (10) соответствующих значений величин и коэффициентов может быть подсчитана и передаваемая мощность КГИ постоянного тока, при прокладке которого в земле без принятия специальных мер по отводу тепла нагрузочная способность по току будет несколько выше, чем пропускная способность по току КГИ переменного тока, а при прокладке на воздухе определяется допустимой температурой изоляционных материалов (обычно  $\sim 105^\circ\text{C}$ ) и балансом внутреннего и наружного теплообменов. Оценка пропускной способности при регулируемом (формированном) отводе тепла во внешней зоне может быть получена при задании условий такого отвода.

**Выбор параметров опытных образцов.** В соответствии с проведенными оценками пропускной способности КГИ можно предположить, что экономически обоснованная область применения КГИ по мощности определится интервалом от сотен мегаватт до единиц и десятков гигаватт.

Поэтому было принято целесообразным провести испытания первых образцов КГИ, соответствующих началу интересующего диапазона мощности — КГИ 110 кВ; 1,6 кА; 300 Мвт в пофазном и трехфазном вариантах — и, приблизительно, середине диапазона — КГИ 500 кВ, 2,5 кА, 2,2 Гвт в пофазном исполнении.

Расчетная длина образцов была принята  $L = 20$  м, давление элегаза 40 МПа, что обеспечивало бы работоспособность газовой изоляции при температурах окружающего воздуха до  $-40^\circ\text{C}$ .

Ориентировочные геометрические размеры поперечного сечения таких образцов были выбраны в соответствии с описанной ранее [Л. 7] предварительной методикой выбора рабочих напряженностей для газовой изоляции. Для выбора рабочей напряженности электрического поля на поверхности жилы КГИ различного исполнения (пофазное КГИ 110 и КГИ 500, трехфазное КГИ-110) можно в первом приближении воспользоваться известными данными по напряженностям зажигания разряда между коаксиальными цилиндрическими электродами [Л. 7], как при плавном подъеме напряжения, так и при импульсных воздействиях.

Площадь поверхности токоведущей жилы опытного образца КГИ 110 кВ была оценена приблизительно в  $3\text{ м}^2$ , а КГИ 500 кВ в  $10\text{ м}^2$ . Тогда по методике [Л. 7] напряженность пробоя при плавном подъеме составит соответственно  $\sim 160\text{ кВ/см}$  и  $\sim 145\text{ кВ/см}$ . Принимая, что при испытательном напряжении вероятность пробоя не должна превышать 5%, а также, что функция распределения значений напряженности поля при пробое является функцией распределения экстремального типа первого рода со стандартным отклонением, равным 7%, получаем, что значения напряженности поля на жиле при испытательном напряжении не должно превышать  $139\text{ кВ/см}$  для КГИ 110 кВ и  $126\text{ кВ/см}$  для 500 кВ. Принимая испытательные напряжения КГИ при плавном подъеме напряжения в соответствии с нормами ГОСТ 1516-73 на аппараты, получаем, что рабочий градиент на поверхности жилы не должен превышать  $38\text{ кВ/см}$  и  $48\text{ кВ/см}$  соответственно для КГИ 110 кВ и 500 кВ.

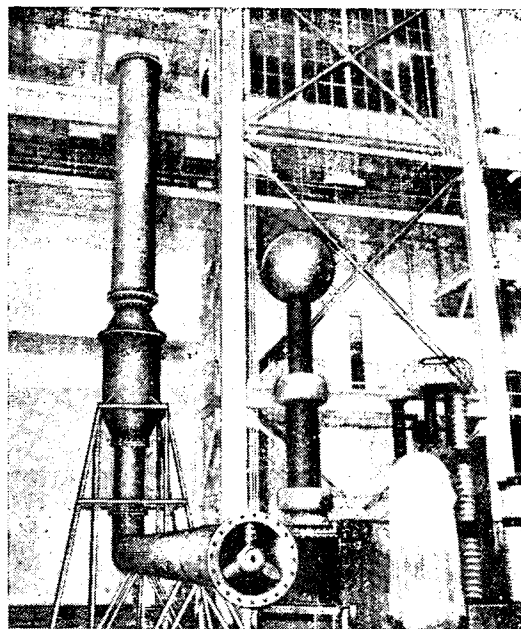


Рис. 2. Секция КГИ 500 кВ при подготовке к высоковольтным испытаниям (пофазное исполнение).

Практически эти же значения были бы получены и при выборе рабочей напряженности на электродах по импульсным испытательным напряжениям, так как соотношение амплитуд испытательных напряжений для полной волны и промышленной частоты составляет 1,39 и 1,41 соответственно для аппаратов напряжением 220 кВ и 500 кВ, а коэффициент импульса для газовой изоляции в рассматриваемых условиях (большие площади электродов при наличии на их поверхности микронеоднородностей размером в несколько десятков микрон) может быть принятым не менее 1,4 [Л. 3 и 7].

Уточнение и окончательный выбор геометрических размеров опытных образцов КГИ производился по конструктивным соображениям. В частности, для пофазного исполнения КГИ 500 кВ (рис. 2)  $D_{об} = 0,5$  м,  $D_{ж} = 0,15$  м,  $E_{ж} = 44\text{ кВ/см}$ , длина  $L = 20$  м; для пофазного исполнения КГИ 110 кВ (рис. 3)  $D_{об} = 0,18$  м,  $D_{ж} = 0,06$  м,  $E_{ж} = 28\text{ кВ/см}$ ,  $L = 20$  м; для трехфазного исполнения КГИ 110 кВ

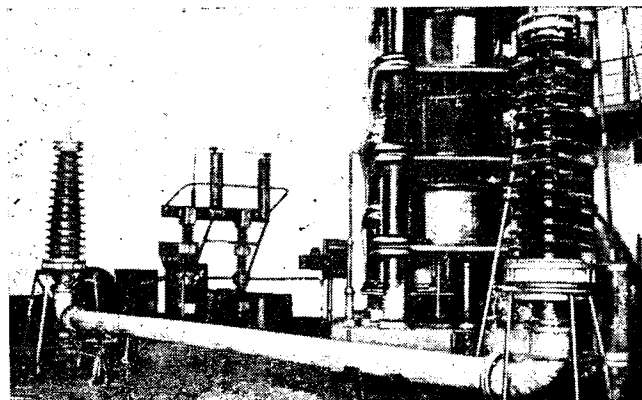


Рис. 3. Секция КГИ 110 кВ при высоковольтных испытаниях (пофазное исполнение).



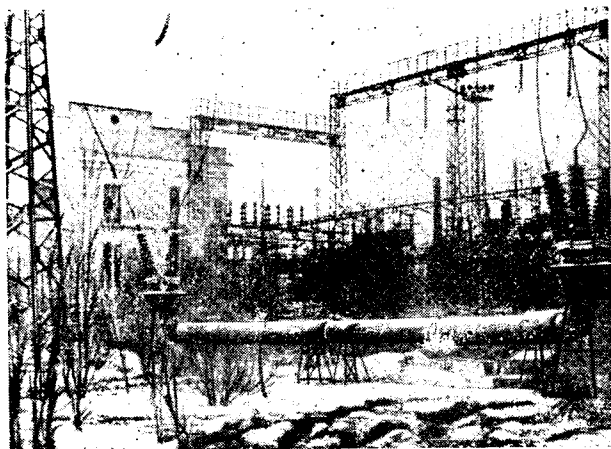


Рис. 4. Общий вид КГИ 110 кВ в период длительных эксплуатационных испытаний (трехфазное исполнение).

(рис. 4)  $D_{об}=0,5$  м,  $D_{ж}=0,06$  м,  $E_{ж}=17$  кВ/см,  $L=20$  м. Снижение значения рабочей напряженности  $E_{ж}$  в опытных образцах, в сравнении с расчетной, объясняется следующими моментами. На жилах всех КГИ имеются участки, хотя и небольшой площади (переходные втулки, экраны токовых соединений, изгибы жил на поворотах кабеля), где напряженность поля может быть выше указанных значений в 1,5 раза.

В конструкции опорных изоляторов напряженность электрического поля внутри эпоксидного компаунда превышает напряженность на токоведущей жиле в несколько раз. При этом необходимо иметь уровень частичных разрядов (что определяет срок жизни твердой изоляции) по возможности минимальным.

Трехфазное исполнение КГИ, в сравнении с пофазным, является более сложным в конструктивном отношении. Обеспечение механической прочности изоляционных распорок, узлов крепления распорок к жиле и оболочке, технологичности монтажа потребовали увеличения габаритов опорного изоляционного узла, что повлекло к значительному (в два раза ниже расчетного) снижению значения для трехфазного КГИ 110 кВ.

Однако большие запасы по электрической прочности газовой изоляции трехфазного КГИ позволили провести весьма важные исследования твердой изоляции КГИ, а именно, проверить поведение материала изоляционных распорок и их срок службы при длительном воздействии напряжения. В принятой конструкции при рабочем напряжении КГИ максимальная напряженность электрического поля в распорке составляла около 6,5 кВ/мм.

**Испытания опытных образцов.** Опытные образцы КГИ были подвергнуты широкому комплексу испытаний — электрическим, механическим, тепловым.

Электрические испытания включали в себя: проверку уровня частичных разрядов (ЧР) в изоляционных распорках при напряжении на 10% выше рабочего; электрические испытания всех распорок напряжением не ниже испытательного напряжения переменного тока; испытания КГИ в сборе.

Изоляционные распорки для опытных образцов КГИ показаны на рис. 5. Установка для проверки уровня ЧР имела чувствительность около  $10^{-12}$  кл, и критерием пригодности распорки для использования в КГИ являлось отсутствие ЧР при названной чувствительности.

Электрические испытания распорок проводились до установки их в КГИ, в отдельной камере для выявления дефектов конструкции и электрической прочности по толще компаунда. Время выдержки под напряжением промышленной частоты составляло 5 мин, распорки, не прошедшие испытаний, отбраковывались. Дополнительно распорки испытывались при длительном (10 ч) приложении напряжения, равного 80% испытательного.

Электрические испытания КГИ в сборе проводились в соответствии с принятой методикой и нормами испытания высоковольтных аппаратов соответствующих классов напряжений. Образцы испытания выдержали. Во всех трех конструкциях вводы в КГИ являлись газонаполненными, сообщающимися по газу со всем объемом КГИ.

Экспериментально проверено, что все опытные образцы удовлетворяли требованию длительности (более 1 ч) выдерживать рабочее напряжение при снижении избыточного давления до нуля.

Механические испытания наибольший интерес представляли для опытного образца КГИ 110 кВ трехфазного исполнения, так как при ударном токе короткого замыкания узлы крепления и изоляционные распорки подвергаются значительным механическим нагрузкам. Перед установкой в КГИ все распорки испытывались на растяжение усилием 2 т. Разрушающее усилие для распорок — не менее 5 т.

Модель трехфазной конструкции КГИ 110 успешно прошла испытания (20 опытов) при расстоянии между осями жил 0,13 м, расстоянии между распорками 1,5 м и при протекании тока трехфазного к. з. 34÷38 кА в течение 1,5 сек при ударном токе 70÷75 кА. Из этих результатов следует, что конструкция опытного образца КГИ-110 кВ обладает достаточной динамической прочностью и тепловой устойчивостью.

Механическая прочность изоляционных распорок КГИ 500 кВ была проверена еще в более жестких условиях. Обратный ток пропускался по шине проложенной на расстоянии от оси жилы, равном радиусу оболочки. Испытания были проведены при расстоянии между распорками 2 м и токе до 117 кА но их результаты показали, что расстояние между распорками может быть увеличено до 5 м при обеспечении тока динамической устойчивости не менее 75 кА.

Тепловые испытания опытных образцов КГИ были проведены для подтверждения их большой

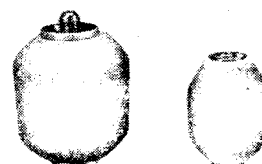


Рис. 5. Изоляционные распорки КГИ 110 кВ.  
а — распорка для трехфазного исполнения; б — распорка для пофазного исполнения.

$I_d, a$	Температура, °C			$D_{об}, м$	$D_{ж}, м$	Сечение жилы, мм <sup>2</sup>	Количество жил	КГИ, кВ
	$t_{ж}$	$t_{об}$	окружающая среда					
1740	74	42	15	Нержавеющая сталь 0,5	0,06	1580	3	110
2160	111	53	17	0,5	0,06	1580	3	110
940	98	40	20	Алюминий 0,18	0,06	450	1	110
2500	80	42	31	Нержавеющая сталь 0,5	0,16	4700	1	500

пропускной способности. В связи с тем, что внутреннее тепловое сопротивление КГИ достаточно мало, а сопоставление значений теплофизических величин для воздуха и элегаза и данных экспериментов различных авторов [Л. 1 и 2] показывает, что суммарный теплопоток через элегазовую прослойку при давлении 40 МПа будет всего в 1,4 ÷ 1,5 раз выше, чем через воздушную прослойку при давлении 10 МПа при одинаковом температурном перепаде, то было решено подтверждение токонесущей способности осуществлять при заполнении КГИ воздухом при атмосферном давлении.

В таблице приведены данные по внутреннему температурному перепаду для различных опытных образцов КГИ при разных токах.

С учетом разницы тепловых потоков через элегаз и воздух можно сделать вывод о значительно большей пропускной способности созданных образцов КГИ при прокладке на воздухе, чем рассчитанная и соответствующая 300 Мвт для КГИ 110 кВ и токе 1,6 кА и 2200 Мвт для КГИ 500 кВ и токе 2,5 кА.

В таблице приведены также данные по перепаду температур между оболочкой и окружающей средой, полученные для оболочек разного диаметра.

Всесторонне испытанные образцы КГИ были установлены в опытно-промышленную эксплуатацию. В октябре 1973 г. был включен и находится в непрерывной эксплуатации до настоящего времени опытный образец КГИ 110 кВ в трехфазном

исполнении. Перед включением на подстанции опытный образец тщательно вакуумировался и опрессовывался сухим воздухом при давлении до 50 МПа. Электрические испытания на месте монтажа перед пуском состояли в подаче постоянного напряжения 200 кВ на каждую фазу КГИ и замере токов утечки при пониженном давлении элегаза — 15 МПа. За время эксплуатации ток КГИ достигал 750 А (сечением жилы образца около 720 мм), при этом максимальная температура оболочки не превышала температуру окружающей среды более чем на 9 °C.

В июле 1974 г. смонтирован и находится в опытно-промышленной эксплуатации КГИ-500 кВ в пофазном исполнении.

**Выводы.** 1. Результаты расчетов, основанных на экспериментальных результатах, подтвердили высокую нагрузочную способность КГИ (вплоть до десятков гигаватт), особенно при их прокладке на воздухе или при регулируемом (форсированном) теплоотводе от оболочки.

2. Всесторонние испытания опытных образцов КГИ, параметры которых выбраны на основе предложенной ранее методики, а также предварительные результаты опытно-промышленной эксплуатации свидетельствуют о правильности методики и технической осуществимости КГИ.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Исследование электроизоляционных и тепловых характеристик высоковольтного кабеля с газовой изоляцией. — «Электричество», 1973, № 5, с. 71. Авт.: Бортник И. М., Борисоглебский В. П., Волчанин А. А., Горюнов Б. А., Строковский Л. И.
2. Doeppen H. C. Calculated heat transfer characteristics of air and SF<sub>6</sub>. — «IEEE Trans., PAS-89», 1970, № 8, 1979-85.
3. Itaka K., Ikeda G. Dielectric characteristics of compressed gas insulated cables. — «IEEE Trans., PAS-89», 1970, № 8, 1986-94.
4. Keenan J. H., Kaye J. Gas tables. Wiley, 1968, № 4.
5. Кутателадзе С. С. Основы теории теплообмена. М., Машгиз, 1962.
6. Haubrich H. J. Thermisch zulässige Dauerbelastbarkeit in Erde verlegter Rohrgaskabel mit SF<sub>6</sub> — isolation. — «ETZ-A», Bd 93. 1972, № 9, 504.
7. Бортник И. М. К выбору рабочих и испытательных напряженностей высоковольтного оборудования с изоляцией SF<sub>6</sub>. — «Электричество», 1974, № 12.



УДК 621.3.015.3

## Стохастические процессы при развитии разряда в длинных воздушных промежутках

АФАНАСЬЕВ В. В., ДОБРЯНСКАЯ Н. А.

Ленинград

Создание электропередач высокого и сверхвысокого напряжения, а также обоснованный выбор габаритов линий и подстанционного оборудования, их оптимальных конструкций невозможны без тщательного изучения процесса развития разряда и выяснения его закономерностей.

Стримерная теория рассматривает развитие разряда в несколько стадий. Сначала наблюдается скачкообразное движение лидера в области повышенной напряженности. В течение каждого такого толчка образуется большое число стримеров, развивающихся последовательно один за другим



в различных направлениях. Затем, начиная с определенной длины, лидер начинает свое непрерывное движение. Завершается процесс развития разряда сквозной стадией, когда стримеры с конца канала лидера достигают второго электрода. В [Л. 1 и 2] проведено исследование начала развития разряда для полей различной конфигурации.

Многочисленными исследованиями установлено, что процесс развития разряда является случайным. В статье сделана первая попытка на языке теории вероятностей описать стохастические процессы изучаемого явления и дать их аналитическое описание.

Рассмотрим случайный процесс  $\xi(x)$  — скачкообразное движение лидера в начальной стадии разряда, тогда число скачков лидера на длине  $(0, x)$  будет случайным процессом  $\xi(x)$ . Оценим вероятность того, что на указанной длине будет наблюдаться ровно  $n$  скачков (изменений процесса)  $P\{\xi(x) = n\} = P_n(x)$ . Для интервалов  $(x_1, x_2)$  эту вероятность запишем в виде:

$$P\{\xi(x_2) - \xi(x_1) = n\} = P_n(x_1, x_2).$$

Если предположить, что на длине  $(0, l_1)$ , с которой начинается непрерывное движение лидера, процесс развития начальных лавин и их скачкообразное движение является процессом однородным с независимыми приращениями и ординарным, то для процесса скачкообразного движения лидера оказывается справедливым пуассоновский закон распределения [Л. 3].

Разберем, что означает каждое из условий, которым должен удовлетворять процесс. Однородность процесса означает следующее: если взять два непересекающихся интервала  $(x_1, x_2)$  и  $(x_3, x_4)$ , причем  $(x_1, x_2) \in (0, l_1)$ ,  $(x_3, x_4) \in (0, l_1)$  и  $|x_2 - x_1| = |x_4 - x_3|$ , то вероятность того, что на каждом из этих интервалов будет наблюдаться ровно  $m$  скачков лидера, равна:

$$P_m(x_1, x_2) = P_m(x_3, x_4) = P_m(x_2 - x_1). \quad (1)$$

Процесс с независимыми приращениями на двух непересекающихся интервалах будет определяться следующим образом:

$$\begin{aligned} P\{(\xi(x_2) - \xi(x_1) = n_1) \cap (\xi(x_3) - \xi(x_2) = n_2)\} = \\ = P\{\xi(x_2) - \xi(x_1) = n_1\} P\{\xi(x_3) - \xi(x_2) = n_2\} = \\ = P_{n_1}(x_1, x_2) P_{n_2}(x_2, x_3). \end{aligned} \quad (2)$$

Ординарность процесса означает, что на малой длине вероятность осуществления больше одного скачка лидера есть малая величина, т. е.

$$P_{>1}(\Delta x) = 0(\Delta x). \quad (3)$$

Если определять теперь вероятность того, что на длине  $x$  будет ровно 0 скачков лидера, то с ростом  $x$  до  $l_1$  эта вероятность должна уменьшаться. Примем эту вероятность в виде:

$$P_0(x) = e^{-\rho x}. \quad (4)$$

Физические процессы, удовлетворяющие описанным выше условиям, характеризуются двумя свойствами. Во-первых, они стационарны на длине  $(0, l_1)$ , во-вторых, будущие изменения в исследуемом промежутке не зависят от изменений в прошлом, т. е. предполагается модель, у которой силы и влияния неизменны, так что вероятность любого события одинакова для всех интервалов длины

$(0, x) \in (0, l_1)$  независимо от того, где эти интервалы расположены и независимо от прошлого системы.

Рассматривая малый интервал  $\Delta x$ , можно выделить полную группу событий для числа скачков лидера, т. е.

$$P_0(\Delta x) + P_1(\Delta x) + \sum_{i=2}^n P_i(\Delta x) = 1. \quad (5)$$

Третье слагаемое по условию ординарности процесса является малой величиной. Разложив в ряд по малому параметру

$$P_0(\Delta x) = e^{-\rho \Delta x} = 1 - \rho \Delta x + 0(\Delta x), \quad (6)$$

для вероятности того, что на малой длине произойдет один скачок лидера, получим:

$$P_1(\Delta x) = \rho \Delta x + 0(\Delta x). \quad (7)$$

Отсюда ясно, что  $\rho$  имеет смысл интенсивности скачкообразных движений лидера. Естественно предположить, что  $\rho$  зависит от физической среды, в которой развивается разряд.

Рассмотрим теперь интервал  $(0, x + \Delta x)$ . Запишем по формуле полной вероятности, чему равна вероятность того, что в интервале  $(0, x + \Delta x)$  будет наблюдаться ровно  $n$  скачков лидера:

$$\begin{aligned} P_n(x + \Delta x) = P_n(x)(1 - \rho \Delta x) + P_{n-1}(x) \rho \Delta x + \\ + \sum_{i=2}^n P_i(x) 0(\Delta x). \end{aligned} \quad (8)$$

Вычитая  $P_n(x)$  из правой и левой частей, деля на  $\Delta x$  и переходя к пределу при  $\Delta x \rightarrow 0$ , получаем, что правая часть преобразованного равенства (8) не зависит от  $\Delta x$ . Значит, предел левой части тоже существует. Обозначим его  $P'_n(x)$ , тогда получим систему дифференциальных уравнений первого порядка для отыскания вероятности того, что на длине  $x$  наблюдается ровно  $n$  скачков лидера:

$$\left. \begin{aligned} P'_n(x) &= -P_n(x) \rho + P_{n-1}(x) \rho, \quad n \geq 1; \\ P'_0(x) &= -P_0(x) \rho, \quad n = 0. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Начальные условия

$$P_i(0) = \begin{cases} 0, & i \neq 0; \\ 1, & i = 0. \end{cases} \quad (10)$$

Решение этой системы дифференциальных уравнений можно найти с помощью производящей функции

$$\varphi(x, z) = \sum_{n=0}^{\infty} P_n(x) z^n. \quad (11)$$

Для этого умножим каждое уравнение системы (9) на  $z^n$  и просуммируем их; получим одно дифференциальное уравнение первого порядка для производящей функции:

$$\frac{d\varphi(x, z)}{dx} = -\rho \varphi(x, z) + \rho z \varphi(x, z) \quad (12)$$

с начальным условием  $\varphi(0, z) = 1$ .

Решение (12):

$$\varphi(x, z) = e^{\rho(z-1)x} = e^{-\rho x} e^{\rho x z}. \quad (13)$$

Разложив в ряд по степеням  $z$  второй сомножитель в (13), найдем следующее выражение для

распределения числа скачков лидера на длине  $x$  при развитии разряда:

$$P_n(x) = \frac{(\rho x)^n e^{-\rho x}}{n!}. \quad (14)$$

Математическое ожидание и дисперсия числа скачков лидера на длине  $(0, x)$

$$M\xi = D\xi = \rho x. \quad (15)$$

Наиболее вероятное число скачков лидера на длине  $(0, x)$ :

$$(\rho x - 1) < n_0 < \rho x. \quad (16)$$

Предложенная модель позволяет по-новому взглянуть на экспериментальные данные, получаемые при развитии разряда. По осциллограммам, на которых каждому скачку лидера на длине  $(0, l_1)$  соответствует импульс тока, определяется число скачков лидера. Согласно [Л. 4] стримерный процесс в этом интервале происходит с неизменной скоростью, поэтому масштаб длины можно заменить масштабом времени по осциллограмме тока, а по зопограмме достаточно зафиксировать только длину, с которой начинается непрерывное движение лидера, что позволит упростить обработку экспериментальных данных и уточнить физическую картину протекания процессов.

Итак, дано полное описание скачкообразного движения лидера. Однако предложенная модель содержит значительно большее количество информации о процессе, чем результаты (14) и (15), а именно: позволяет определить распределение ожидаемой длины скачка лидера, показать равномерность распределения скачков лидера в интервале  $(0, l_1)$  и предложить модель роста лидера до длины, с которой начинается его непрерывное движение.

Длина лидера между двумя соседними скачками представляет собой случайную величину, которую мы обозначили  $\xi$ . Найдем распределение ожидаемой длины лидера между скачками. Событие  $\xi > x$  эквивалентно тому, что на длине  $x$  не будет наблюдаться ни одного скачка лидера

$$P_0(x) = P(\xi > x) = e^{-\rho x}, \quad (17)$$

тогда интегральная функция распределения длины лидера при одном скачке будет иметь вид:

$$F_\xi(x) = P(\xi < x) = 1 - e^{-\rho x}. \quad (18)$$

Величина  $\xi$  имеет также смысл ожидаемой длины скачка, ее плотность

$$f_\xi(x) = \rho e^{-\rho x} \quad (19)$$

Пусть на длине  $(0, l_1)$  наблюдалось ровно  $n$  скачков лидера. Найдем условное распределение

скачков лидера на этой длине, для чего выделим в интервале  $(0, l_1)$  промежуток  $(a, b)$ ,  $[a, b] \subseteq (0, l_1)$ . Обозначим событие:  $A$  — скачок лидера произошел в промежутке  $[a, b]$ ;  $B$  — в интервале  $(0, l_1)$  произошло равно  $n$  скачков лидера. В этих обозначениях надо найти условную вероятность

$$P(A|B) = \frac{P(A \cap B)}{P(B)}. \quad (20)$$

Здесь  $P(B)$  определяется по (14) при  $x = l_1$ ;  $P(A \cap B)$  — вероятность совместного осуществления событий  $A$  и  $B$ .

Будем считать, что в интервале  $(0, a)$  одновременно осуществляется  $s$  скачков лидера; в промежутке  $[a, b]$  —  $r$  скачков лидера и среди них обязательно один, за которым мы наблюдаем — событие  $A$ ; в интервале  $(b, l_1)$  — оставшиеся  $n - s - r$  скачков лидера. Каждая из этих вероятностей будет определяться по (14), вместо  $x$  подставляются соответственно  $a$ ,  $(b-a)$ ,  $(l_1-b)$ , а вместо  $n$  —  $s, r, (n-s-r)$ . Так как выбранные интервалы не пересекаются, а рассматриваемый процесс является процессом с независимыми приращениями, то вероятность одновременного осуществления описанных выше событий будет равна:

$$\frac{(\rho a)^s}{s!} e^{-\rho a} \frac{[\rho(b-a)]^r}{r!} e^{-\rho(b-a)} \times \times \frac{[\rho(l_1-b)]^{n-r-s}}{(n-r-s)!} e^{-\rho(l_1-b)}. \quad (21)$$

Учитывая то, что  $r$  событий в промежутке  $[a, b]$  могут произойти  $C_{n-1}^{r-1}/C_n^r$  способами, получаем для вероятности одновременного осуществления событий  $A$  и  $B$  следующее выражение:

$$P(A \cap B) = \sum_{s=0}^{n-1} \sum_{r=1}^{n-s} \frac{C_{n-1}^{r-1}}{C_n^r} \frac{(\rho a)^s}{s!} \times \times e^{-\rho a} \frac{[\rho(b-a)]^r}{r!} e^{-\rho(b-a)} \frac{[\rho(l_1-b)]^{n-r-s}}{(n-r-s)!} e^{-\rho(l_1-b)}. \quad (22)$$

Выполнив алгебраические преобразования, получим:

$$P(A \cap B) = \frac{b-a}{l_1} \frac{(\rho l_1)^n}{n!} e^{-\rho l_1}. \quad (23)$$

Отсюда заключаем, что условное распределение скачков лидера будет равномерно на длине  $l_1$ :

$$P(A|B) = \frac{b-a}{l_1}. \quad (24)$$

Начальная длина непрерывного лидера может быть представлена как случайный процесс накопле-

Таблица 1

Вид промежутка	Расстояние между электродами $S$ , м	Параметры распределения (25)		Среднее значение начальной длины непрерывного лидера $x$ , м	Наивероятнейшее значение начальной длины непрерывного лидера $x_{\max}$ , м	Среднеквадратическое отклонение начальной длины непрерывного лидера $\sigma$ , м	Среднее разрядное напряжение $U_p$ , кВ
		$\rho$ , 1/м	$n$				
с-п*	10	3,54	3,29	0,93(0,93*)	0,64	0,51(0,47*)	1850
к-п*	10	3,54	1,03	0,29(0,2*)	0,01	0,28	2020
с-сп	до 20	3,54	6,58	1,8(1,6*)	1,6	0,72	1830
к-к	до 20	3,54	2,05	0,58	0,3	0,40	1850
с-к	до 20	3,54	4,32	1,22	1,06	0,66	1840

ния состояния и выхода на заданный критический уровень, т. е. описывается случайной величиной

$$\eta_n(x) = \sum_{i=1}^n \xi_i(x), \quad x_i < x < x_{i+1}, \quad (25)$$

где  $\xi_i(x)$  — случайные величины — длины скачков лидера, распределение которых задано соотношением (19).

Плотность распределения случайной величины  $\eta_n(x)$  будет иметь вид  $\gamma$  — распределения:

$$f_\eta(x) = \frac{\rho(\rho x)^{n-1}}{\Gamma(n)} e^{-\rho x} = \gamma(x, \rho, n). \quad (26)$$

Здесь  $\Gamma(n)$  — гамма-функция.

Подробнее данная модель накопления скачков лидера описана в [Л. 5].

Зная параметры  $\gamma$ -распределения, оценим вероятность того, что длина, с которой лидер начинает свое непрерывное движение, принадлежит интервалу  $(x_1, x_2)$ :

$$P\{x_1 < \eta < x_2\} = \int_{x_1}^{x_2} \frac{\rho(\rho x)^{n-1}}{\Gamma(n)} e^{-\rho x} dx; \quad (27)$$

$\gamma$ -распределение является двухпараметрическим, для него справедливы следующие соотношения между средним, среднеквадратическим отклонением и максимальным значением начальной длины непрерывного лидера и параметрами  $\rho$  и  $n$ :

$$\bar{x} = \frac{n}{\rho}; \quad \sigma = \frac{\sqrt{n}}{\rho}; \quad x_{\max} = \frac{(n-1)}{\rho}.$$

Так как физическая среда, в которой происходит разряд, остается неизменной, то параметр  $\rho$ , имеющий смысл интенсивности скачков, должен оставаться постоянным.

Статистическая обработка результатов эксперимента [Л. 1] позволяет говорить о правильности предложенной математической модели. Были получены следующие значения параметров:

для промежутка «стержень-плоскость» (с-п)  $\rho = 3,54$ ;  $n = 3,29$ ;

для промежутка «кольцо-плоскость» (к-п)  $\rho = 3,54$ ;  $n = 1,03$ .

Зная эти параметры, можно определить: распределение числа скачков, среднее число и дисперсию числа скачков, среднюю длину, наибольшее значение

и среднее квадратическое отклонение начальной длины непрерывного лидера.

Дальнейшим развитием предложенной математической модели процесса развития разряда является следующее утверждение. Если картину поля между электродами можно разделить нулевой плоскостью равного потенциала на два поля, для которых известны параметры развития разряда  $\gamma(x, \rho, n_1)$  и  $\gamma(x, \rho, n_2)$  (при этом полагается, что физические процессы в составляющих полях могут быть описаны предлагаемой моделью), то для суммарного поля получаем распределение начальной длины непрерывного лидера в виде (26) с параметрами  $\rho$  и  $n_1 + n_2$ , т. е.  $\gamma(x, \rho, n_1 + n_2)$ . Это утверждение следует из основных свойств  $\gamma$ -распределений: сумма двух независимых случайных величин с распределениями каждая  $\gamma(x, \rho, n_1)$  и  $\gamma(x, \rho, n_2)$  имеет вид  $\gamma$ -распределения в виде  $\gamma(x, \rho, n_1 + n_2)$ .

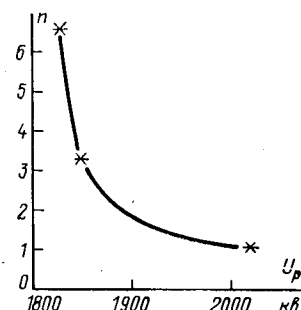


Таблица 2

Вид промежутка	Среднее число скачков лидера $n$ на длине $l_1$	Средняя начальная длина непрерывного лидера $\bar{x}$ , м	Наиболее вероятное число скачков лидера $n_0$	Число скачков лидера $k$	Вероятности данного числа скачков $P_k(x)$
с—п	3,23	0,93	3	0	0,03725
				1	0,1225
				2	0,2016
				3	0,222
				4	0,1832
				5	0,1205
				6	0,0662
				7	0,0313
к—к	1,03	0,29	1	8	0,0129
				0	0,3522
				1	0,368
				2	0,189
				3	0,0645
				4	0,0166
				5	0,0034

Таблица 3

Начальная длина непрерывного лидера $x_1 < \eta < x_2$ , м	Вероятность того, что лидер начнет свое непрерывное движение с длины $\eta$ : $P\{x_1 < \eta < x_2\}$						
	с-п		к-п		с-с-п	к-к	с-к
	расчет	опыт	расчет	опыт	расчет	расчет	расчет
0—0,2	0,02	0,04	0,48	0,49	0,0001	0,17	0,002
0,2—0,4	0,108	0,102	0,25	0,2	0,001	0,25	0,03
0,4—0,6	0,168	0,166	0,15	0,2	0,009	0,21	0,1
0,6—0,8	0,186	0,1	0,08	0,08	0,03	0,1491	0,14
0,8—1,0	0,156	0,13	0,04	0,03	0,06	0,101	0,16
1,0—1,2	0,14	0,182	—	—	0,084	0,060	0,15
1,2—1,4	0,09	0,1	—	—	0,107	0,053	0,13
1,4—1,6	0,062	0,102	—	—	0,118	0,02	0,11
1,6—1,8	0,043	0,044	—	—	0,116	—	0,075
1,8—2,0	0,027	0,034	—	—	0,109	—	0,06

На основании сказанного можно предложить табл. 1 основных параметров при разряде в воздухе для электродов различной конфигурации с учетом результатов статистической обработки эксперимента (звездочкой отмечены результаты, для которых был проведен эксперимент).

Зависимость параметра  $n$  от среднего значения разрядного напряжения приведена на рисунке (точками отмечены результаты эксперимента). Следует обратить внимание на то, что правая часть кривой соответствует полям более равномерным, чем левая. Кроме того, левая часть кривой соответствует максимально возможной неравномерности поля, т. е. продолжение кривой  $n=f(U_p)$  следует ожидать только в правой ее части. В табл. 1 последний столбец дает средние значения разрядного напряжения для промежутков к-к и с-к, для которых эксперимент не проводился. Если по осциллограммам или теоретически определено среднее число скачков лидера, то по рисунку можно определить среднее значение разрядного напряжения промежутка.

При известном среднем значении начальной длины непрерывного лидера можно оценить среднее число скачков лидера (15), наиболее вероятное число скачков лидера (16) и вероятности того или иного числа скачков лидера (14) в промежутках различной конфигурации (табл. 2).

С вероятностью  $P$ , определяемой по (27), можно указать, с какой длины начнет двигаться непрерывно. Аналогично данные приведены в табл. 3. Затем

по (15), (16) и (14) можно определить, каково же при этой длине будет среднее, наиболее вероятное число скачков лидера и вероятности числа скачков лидера на этой длине. При этом чем меньше значение  $n$ , тем большее разрядное напряжение будет выдерживать промежуток (см. рисунок). Для средних значений начальной длины непрерывного лидера эти результаты приведены в табл. 2.

Сравнение результатов расчета с экспериментом (использовались критерии согласия Пирсона и Колмогорова) для промежутков «стержень-плоскость», говорит о возможности применения предложенных моделей для описания разряда в длинных воздушных промежутках различной конфигурации.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Исследования развития искрового разряда в длинных воздушных промежутках. — «Электричество», 1971, № 3. Авт.: Александров Г. Н., Редков В. П., Базелян Э. М. и др.
2. Особенности картины электрического пробоя весьма длинных воздушных промежутков. — «Доклады Академии наук СССР», 1968, № 5, т. 183. Авт.: Александров Г. Н., Горин Б. Н., Редков В. П. и др.
3. Гнеденко Б. В. Курс теории вероятностей. М., «Наука», 1969.
4. Горин Б. Н., Шкилев А. В. Развитие электрического разряда в длинных промежутках при импульсном напряжении положительной полярности. — «Электричество», 1974, № 2.
5. Афанасьев В. В., Добрянская Н. А. Математическая модель процесса развития начальной длины непрерывного лидера в длинных воздушных промежутках. — «Электричество», 1975, № 3.

[25.2.1975]



УДК 621.316.542.027.81/.89.001.1

## О нормировании восстанавливающегося напряжения для выключателей на номинальные напряжения 110 кВ и выше

Кандидаты техн. наук ЧЕРНЫШЕВ Н. М., ЩЕГЛОВ И. П.

Москва

Отключающая способность выключателей, оцениваемая при данном напряжении промышленной частоты значением отключаемого тока, существенно зависит от формы кривой переходного восстанавливающегося напряжения (в. н.). Вследствие этого установление гарантированной отключающей способности выключателя необходимо проводить при определенных (нормированных) кривых в. н.

Поскольку собственное (не измененное влиянием выключателя) в. н. цепи, в которой производится отключение, зависит от схемы этой цепи и параметров входящих в нее элементов, нормирование в. н. должно проводиться на основе анализа условий работы выключателей в энергосистемах.

Вопрос о нормировании в. н. возник в начале 30-х годов практически одновременно с тем, как выяснилось влияние в. н. на процесс отключения. Однако, несмотря на достаточно интенсивные исследования<sup>1</sup>, из-за многообразия и сложности схем

сетей и форм кривых в. н. задача нормирования оказалась весьма трудной. Только к началу 50-х годов были сформулированы принципы построения нормативов, и в ряде стран, в стандарты на выключатели были внесены рекомендации по в. н. или разработаны проекты таких рекомендаций. К этому времени в связи с развитием воздушных выключателей, оказавшихся весьма чувствительными к в. н., потребность в нормировании последнего стала особенно необходимой.

В первом отечественном стандарте на выключатели (ГОСТ 687-41) отсутствовали какие-либо данные по в. н. Только в 1955 г. был предложен проект временных норм (ряды частот в. н.) [Л. 1], базирующийся в основном на рекомендациях швейцарского стандарта, скорректированных в соответствии с нашим опытом. Дополненный позже значениями коэффициентов амплитуды [Л. 2] этот проект, хотя он и не являлся официальным документом, нашел применение в отечественной практике и послужил организующим началом в отношении нормирования в. н.

<sup>1</sup> К 1945 г. количество публикаций, посвященных изучению в. н., составило около 160; в настоящее время оно составляет около 450 наименований.

В 1960 г. в связи с начавшейся переработкой стандарта на выключатели Государственным Комитетом Совета Министров СССР по науке и технике была образована комиссия под председательством профессора Г. В. Буткевича для подготовки предложений по нормированию в. н. Опираясь на исследования, проведенные рядом научно-исследовательских и проектных организаций, комиссия разработала нормы на в. н., вошедшие в новый стандарт на выключатели на напряжения до 220 кВ (ГОСТ 687-67). В переработанный позже ГОСТ 687-70\* были включены нормы для выключателей 330 и 500 кВ. Существенные дополнения в отношении требований к в. н. и его воспроизведения при испытаниях выключателей содержатся в введенном в 1971 г. отраслевым стандарте (ОСТ) Министерства электротехнической промышленности по методике испытаний выключателей.

Таким образом, к началу 70-х годов достигнут определенный прогресс в нормировании в. н. Тем не менее, как показывает накопленный опыт применения стандарта, необходимо дальнейшее совершенствование норм. Это связано с развитием энергосистем, продолжающимся ростом токов короткого замыкания и обусловленным этим усложнением условий работы выключателей в отношении в. н.

В настоящее время начинается работа по пересмотру стандарта. Приведенные ниже предложения по нормированию в. н. для выключателей на напряжения 110—750 кВ могут, по мнению авторов, послужить основой для дальнейшей работы в этом направлении. Предложения относятся к режимам отключения коротких замыканий на выводах выключателя. Рекомендации по изменению норм при неудаленных коротких замыканиях были рассмотрены в [Л. 3].

**Требования к нормам.** Нормы на в. н. должны удовлетворять следующим основным требованиям.

1. Отражать условия работы выключателей в эксплуатации с учетом как действующих энергосистем, так и, насколько это возможно, перспектив их развития. Вместе с тем, поскольку нормированное в. н. оказывает существенное влияние на экономические показатели выключателей, нормы не должны быть основаны на наиболее тяжелых, но сравнительно редко встречающихся в эксплуатации случаях.

2. В совокупности со значениями токов отключения должны давать информацию о характеристиках выключателя, необходимую при выборе его для конкретных условий эксплуатации.

3. Нормированные кривые в. н. должны сравнительно простыми средствами воспроизводиться в лабораторных испытательных установках.

Рассмотрим, в какой мере удовлетворяют перечисленным требованиям действующие нормы на в. н.

Стандарт предписывает испытания выключателей на отключение 10, 30, 60 и 100%-ных токов (по отношению к номинальному току отключения), но нормирует в. н. только для 60- и 100%-ных токов.

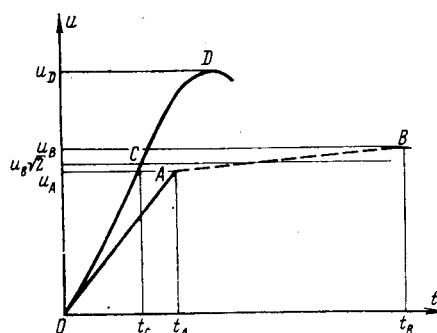


Рис. 1.

Применительно к трехфазным коротким замыканиям с землей, принятым за основу при разработке норм, возвращающееся напряжение (восстанавливающееся напряжение промышленной частоты)  $U_B$  при испытаниях выключателей составляет  $0,75 U_{н.р.}$ , где  $U_{н.р.}$  — наибольшее рабочее напряжение сети.

Испытания на отключение 100%-ного тока проводят при апериодической кривой в. н.  $OAB$  (рис. 1)\*\*. На участке  $OA$  в. н. должно нарастать практически линейно. Ход кривой на участке  $AB$  не нормируется.

Параметры в. н. — скорость нарастания  $s$ , относительные значения напряжения в точках  $A$  и  $B$

$$k_A = \frac{U_A}{U_B \sqrt{2}} \text{ и } k_B = \frac{U_B}{U_B \sqrt{2}}$$

(коэффициент амплитуды), время  $t_B$  — приведены в табл. 1. Отношение  $t_B/t_A = 3$ , кроме выключателей на 110 кВ, для которых  $t_B/t_A = 3,5$ .

Испытания на отключение 60%-ного тока проводят при одночастотной кривой в. н.  $OCD$  (рис. 1), которая должна проходить через точку  $C$  с координатами  $u_C = U_B \sqrt{2}$  и  $t_C = 1/4f$ , где  $f$  — нормированная частота.

Коэффициент амплитуды  $k_D = \frac{U_D}{U_B \sqrt{2}}$  должен со-

ставлять 1,6 независимо от номинального напряжения выключателя. Время достижения амплитудного значения не нормируется. Для сопоставления с нор-

\*\* Термин «апериодическая кривая», используемый здесь в соответствии с ГОСТ, не всегда отражает действительный процесс восстановления напряжения. При номинальных напряжениях 330 кВ и выше нормированный коэффициент амплитуды больше единицы, и в. н. имеет колебательный характер.

Таблица 1

Ток отключения, %, и параметры		Номинальное напряжение выключателя, кВ					
		110	150	220	330	500	750
100 {	$s$ , кВ/мксек	1,0	1,0	1,0	1,2	1,5	2,0
	$k_A$	0,77	0,77	0,77	0,85	0,96	1,0
	$k_B$	1,0	1,0	1,0	1,1	1,25	1,4
	$t_B$ , мксек	350	425	630	810	1070	1250
60 {	$s$ , кВ/мксек	1,9	2,2	2,15	3,1	4,5	6,0

Примечание. Параметры в. н. для выключателей 750 кВ даны в соответствии с ТУ.

\* Далее «стандарт» без указания номера.

мами при 100%-ном токе отключения в табл. 1 приведены значения средних скоростей восстановления напряжения, вычисленных как  $u_c/t_c$ .

При испытаниях выключателей 110—500 кВ на отключение 30%-ного тока в. н. нормировано в ОСТ. При выборе параметров в. н. за основу приняты условия работы выключателей при отключении коротких замыканий в присоединениях трансформаторов [Л. 4 и 5]. Испытания проводятся в две серии в испытательных схемах с одночастотной кривой в. н. соответственно при пониженном ( $0,5U_{н.р}$ ) и полном ( $0,75U_{н.р}$ ) возвращаемом напряжении. В первой серии испытаний средняя скорость восстановления напряжения составляет около 8,5 кВ/мксек независимо от номинального напряжения выключателя. Во второй серии скорость восстановления существенно снижена, но коэффициент амплитуды равен 1,6.

Согласно ТУ на выключатели 750 кВ скорость восстановления напряжения при отключении 30%-ного тока составляет около 13 кВ/мксек, коэффициент амплитуды 1,6.

Как видно из приведенных данных, параметры в. н. нормируются независимо от номинального тока отключения выключателя. Такой принцип построения норм оправдан и отвечает эксплуатационным условиям только для выключателей на номинальные токи отключения приблизительно до 31,5 кА. Именно такие или лишь несколько большие токи и принимались во внимание при разработке действующих норм на в. н.

В настоящее время разрабатываются и выпускаются выключатели на 110—220 кВ с номинальными токами отключения до 63 кА. Можно полагать, что в недалеком будущем потребуются выключатели на токи до 80 кА. Условия работы таких выключателей в энергосистемах в отношении в. н. существенно отличаются от нормированных.

Ограничимся в качестве примера случаем отключения полного тока короткого замыкания. Для выключателей, установленных на станции (подстанции) с присоединенными к шинам  $n$  линиями, скорость в. н. определяется по простой формуле:

$$s = I \sqrt{2} \omega \frac{z}{n}, \quad (1)$$

где  $I$  — отключаемый ток короткого замыкания;  $z$  — волновое сопротивление линии;  $\omega = 314$ .

Из (1) нетрудно видеть, что постоянная скорость в. н. для выключателей данного класса напряжения, как это предусмотрено в действующих нормах, будет иметь место только в том случае, если с увеличением тока короткого замыкания будет пропорционально увеличиваться количество присоединенных к шинам линий.

В действительности же, например, на станциях (подстанциях) напряжением 110—220 кВ к шинам в большинстве случаев подключено 7—8 линий, а увеличение тока короткого замыкания происходит в основном за счет доли тока от генератора и трансформаторов, связывающих шины с сетью более высокого напряжения. При отключаемом токе 63 кА, волновом сопротивлении 500 Ом (обоснование этого значения дано ниже) и указанном количестве ли-

ний скорость в. н. составит 1,75—2,0 кВ/мксек, что значительно превышает нормированное значение.

Слишком низкими для выключателей 110—330 кВ при 100%-ном токе отключения являются и нормированные коэффициенты амплитуды. Последние зависят от многих факторов, проиллюстрировать влияние которых в рамках данной статьи не представляется возможным. Отметим лишь, что, как показывает для расчетов, проведенных для зарубежных и отечественных сетей [Л. 6—8,] коэффициенты амплитуды часто могут достигать значений 1,4 и выше.

Действующие нормы на в. н. для выключателей 500 и 750 кВ в настоящее время значительно лучше отвечают реальным условиям в энергосистемах, чем нормы для выключателей 110—330 кВ. Однако, если иметь в виду будущие выключатели на номинальные токи отключения до 50—63 кА, нормы для таких выключателей также нуждаются в ужесточении.

Поскольку приписанная выключателю отключающая способность гарантируется лишь при нормированном в. н., при установке выключателя в энергосистему он должен выбираться не только по току короткого замыкания, как это делалось и ранее, но и по в. н. При этом часто возникает задача установить пригодность выключателя для условий, отличающихся от испытательных режимов: например, когда в данной точке сети ток короткого замыкания на 20—30% меньше 100%-ного тока отключения выключателя, а кривая в. н. превышает нормированную при 100%-ном токе, но не выходит за пределы нормированной кривой в. н. при 60%-ном токе.

Действующие нормы не дают информации о характеристиках выключателей, необходимой для решения такой задачи, поскольку интервал между ближайшими испытательными режимами слишком велик для надежной интерполяции. Кроме того, хотя средняя скорость в. н. при 60%-ном токе в 2 раза превышает нормированную при 100%-ном токе, действительная кривая в. н. в первые десятки микросекунд лишь немного превышает таковую при 100%-ном токе (рис. 1).

**Проект норм. Испытательные режимы.** Принимая во внимание требование к нормированному в. н. в отношении выбора выключателей, представляется необходимым прежде всего внести изменения в нормированные испытательные режимы, а именно, предусмотреть испытание при 80%-ном токе и исключить испытания при 10%-ном токе.

Характеристики выключателей, полученные в испытаниях на отключение 100, 80, 60 и 30%-ных токов при рассматриваемых ниже формах кривых в. н., позволят решить проблему выбора выключателей. Исключение же испытаний при 10%-ном токе предлагается с целью сохранения прежнего объема испытаний, принимая во внимание, что испытания при 10%-ном токе покрываются испытаниями на отключение 30%-ного тока и испытаниями на отключение критических токов (для выключателей, у которых критические токи имеют место)<sup>2</sup>.

<sup>2</sup> Характеристики испытательных установок таковы, что при 10%-ном токе отключения выключателя скорость в. н. обычно оказывается ниже, чем при 30%-ном токе.

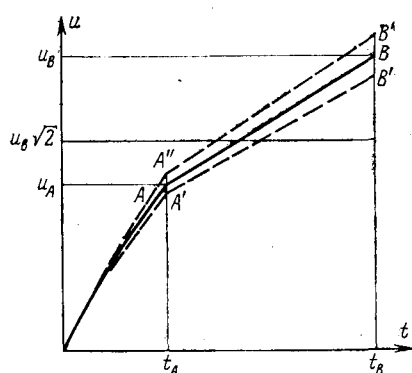


Рис. 2.

**Формы кривых восстанавливающегося напряжения.** Форма кривой в. н., принятая в стандарте применительно к испытаниям на отключение 100%-ного тока, если не говорить о ее параметрах, отвечает формам в. н., встречающимся в реальных условиях. Однако требование к линейности на участке  $OA$  (рис. 1) излишне ужесточает условия испытаний и вызывает трудности при воспроизведении кривой.

Лучшее приближение к реальному процессу восстановления напряжения в его начальной стадии дает экспоненциальная кривая. Предлагаемая форма нормированного в. н. приведена на рис. 2.

На участке  $OA$  в. н. изменяется по закону

$$u(t) = 2\sqrt{2}U_B(1 - e^{-t/T}), \quad (2)$$

где  $T = \frac{2\sqrt{2}U_B}{s_n}$ ;  $s_n$  — начальная скорость восстановления напряжения.

Относительное значение напряжения в точке  $A$  составляет 0,8. Участок  $AB$  — прямая линия. Отношение  $t_B/t_A = 3$ , как и в действующих нормах.

Такую форму кривой в. н. предлагается принять как при полном, так и неполных токах отключения со следующими значениями коэффициента амплитуды ( $k_B = \frac{u_B}{\sqrt{2}U_B}$ ): при 100%-ном токе — 1,4, при 80%-ном токе — 1,5 и при 60 и 30%-ных токах — 1,6.

Линии  $OA'B'$  и  $OA''B''$  образуют зону допусков, в пределах которой может проходить действительная кривая в. н. при испытаниях. Для любого времени значения ординат граничных линий  $OA'B'$  и  $OA''B''$  составляют соответственно 0,95 и 1,1 значений нормированной кривой.

Предлагая новую кривую нормированного в. н., авторы считают, что окончательная ее форма (особенно на участке  $AB$ ) и граничные линии зоны допусков должны быть установлены с учетом анализа схем формирования в. н.

**Скорость восстанавливающегося напряжения.** В настоящее время при обсуждении проблем нормирования в. н. большое значение придается начальной части кривой в. н. в первые единицы и даже доли микросекунд, однако этот вопрос требует специального изучения. Приведенные ниже значения начальных скоростей в. п. пока не учитывают микроструктуры кривой в. н.

Как отмечалось выше, скорость в. н. в реальных сетях имеет тенденцию к увеличению с увеличением токов короткого замыкания. В связи с этим эконо-

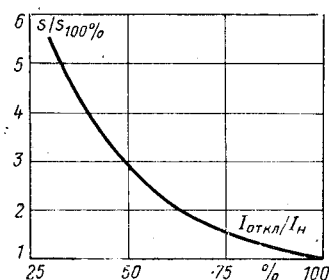


Рис. 3.

мически нецелесообразно было бы нормировать какое-либо одно значение начальной скорости в. н. для выключателей данного класса напряжения, приняв за основу требования к выключателям с большими номинальными токами отключения. Для выключателей на номинальные токи отключения 31,5 кА и выше наиболее правильным представляется нормировать ступенчатое увеличение скорости в. н., пропорциональное увеличению номинального тока отключения.

При оценке скорости по (1) для выключателей на токи до 50 кА включительно применительно к режиму 100%-ного тока отключения в данной работе были приняты следующие значения количества линий  $n$ : выключатели на 110—220 кВ — 7 линий, 330 кВ — 5 линий, 500 кВ — 4 линии и 750 кВ — 3 линии. Что касается выключателей на номинальный ток отключения 63 кА, то пока нет достаточных данных о схемах подстанций с такими токами короткого замыкания. По-видимому, в этом случае все же можно ожидать некоторого увеличения числа линий и нормировать ту же скорость, что и для выключателей на ток 50 кА.

Таблица 2

$U_n$ , кВ	Число линий $n$	$s$ (кВ/мксек) при $I_n$ (кА)			
		до 31,5	40	50	63
110—220	7	1,0	1,3	1,6	1,6
330	5	1,2	1,5	1,9	1,9
500	4	1,4	1,75	2,2	2,2
750	3	1,6	2,0	2,5	2,5

Таблица 3

$U_n$ , кВ	$I_{откл.}$ , %	$s$ (кВ/мксек) при $I_n$ (кА)			
		до 31,5	40	50	63
110—220	80	1,4	1,8	2,2	2,2
	60	2,2	2,9	3,5	3,5
	30	5,5	7,1	8,8	8,8
330	80	1,7	2,1	2,6	2,6
	60	2,6	3,3	4,2	4,2
	30	6,5	8,2	10,5	10,5
500	80	1,9	2,4	3,0	3,0
	60	3,0	3,9	4,8	4,8
	30	7,7	9,6	12,0	12,0
750	80	2,2	2,8	3,5	3,5
	60	3,5	4,4	5,5	5,5
	30	8,8	11,0	13,7	13,7



Каждый выключатель должен отключать припаянный ему номинальный ток отключения как при заземленном трехфазном, так и при однофазном коротких замыканиях. Поскольку эквивалентное волновое сопротивление линии  $Z$  в последнем случае несколько больше, чем в первом, оценка начальной скорости в. н. по (1) должна производиться для условий однофазного короткого замыкания. В работе  $Z=500; 400; 370$  и  $340$  ом для выключателей на 110—220; 330; 500 и 750 кв.

Рекомендуемые для нормирования значения начальных скоростей в. н. при 100%-ном токе отключения даны в табл. 2.

Для определения скорости в. н. при 80, 60 и 30%-ных токах отключения предлагается нормированная характеристика выключателя (рис. 3), которая показывает кратность увеличения скорости при соответствующих токах по сравнению со скоростью при 100%-ном токе отключения. Рассчитанные таким путем значения скорости в. н. приведены в табл. 3.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Буткевич Г. В. Некоторые вопросы современного выключателестроения. — «Электричество», 1955, № 2.

2. Чернышев Н. М. Методика испытаний выключателей на отключающую способность. — «Научно-технический информационный бюллетень ЛПИ им. М. И. Калинина», 1958, № 9.

3. Щеглов И. П., Быструев А. К. Об условиях отключения неудаленных коротких замыканий на линиях с расщепленными проводами. — «Электрические станции», 1974, № 1.

4. Чернышев Н. М., Щеглов И. П., Кузнецова В. В. Определение восстанавливающегося напряжения на выключателях в цепи мощных трансформаторов. — «Электрические станции», 1966, № 6.

5. Щеглов И. П. Исследование восстанавливающегося напряжения на выключателях и воспроизведение его в испытательных установках (процессы с высокими скоростями восстановления напряжения). Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук, М., 1969.

6. Бальтешпергер и др. Переходное восстанавливающееся напряжение в сетях высокого напряжения при отключении короткого замыкания на выводах выключателя. СИГРЭ, 1968, № 13—10.

7. Кадомская К. П., Петраков В. П. Инженерный метод расчета максимальных перенапряжений на контактах выключателя при отключении короткого замыкания. — «Изв. вузов. Энергетика», 1973, № 8.

8. Аходис М. М., Корзун П. А., Мясцов А. Н. Амплитуда восстанавливающегося напряжения на контактах выключателя при отключении полной мощности. — «Изв. вузов. Энергетика», 1974, № 8.

[25.2.1975]



УДК 621.316.017.72

## Проблемы повышения номинальных токов выключающих аппаратов

БРОН О. Б., МОЛЧАНОВ В. Д.

Ленинград

Номинальные токи в значительной мере определяются температурой, допустимой для контактных соединений. В последние годы был проведен ряд работ, позволивших значительно повысить токовые нагрузки контактных соединений. Первым достижением явилось увеличение допустимой температуры серебряных и некоторых композиционных контактов до 200 °С. Дальнейшее повышение токовых нагрузок было достигнуто в результате искусственного охлаждения токоведущих частей. Применение водяного охлаждения [Л. 1] только неподвижных частей аппаратов позволило в 4—5 раз повысить их номинальные токи. Там, где подвод воды к аппарату затруднен, нашло применение автономное жидкостное охлаждение, основанное на переносе тепла от аппарата к радиатору в результате тепловой конвекции. Жидкость при этом циркулирует по замкнутому контуру. Наиболее интенсивный отвод тепла может быть достигнут при испарительном охлаждении. Эта система основана не на отводе тепла путем нагрева жидкости, а на его поглощении в процессе парообразования. В последнее время этот метод привлекает к себе возрастающее внимание, особенно в связи с появлением так называемых тепловых труб и возможно-

стью использования в них различных жидкостей, в частности фреонов [Л. 2].

Эффективность способов охлаждения в значительной мере определяется коэффициентом теплоотдачи. Ниже приводятся значения этого коэффициента ( $вт/м^2 \cdot град$ ) для ряда систем [Л. 3]: естественное воздушное охлаждение 2—10; обдувание воздухом 10—100; автономное водяное охлаждение 200—600; принудительное водяное охлаждение 1000—3000; испарительное водяное охлаждение до 45 000.

Приведенные значения характеризуют физические особенности теплообмена. Электрические же аппараты представляют собой сложные устройства, тепловые нагрузки которых определяются не только коэффициентом теплообмена, но и конструктивными особенностями. В связи с этим были проведены исследования конкретных аппаратов при различных методах охлаждения. Оказалось, что при воздушном дутье токовая нагрузка увеличивается в 2 раза, при автономном водяном в 2,8 раза, при автономном водяном и обдувании воздухом в 3,5 раза, при принудительном водяном в 4—5 раз по сравнению с тем, что имеет место при отсутствии искусственного охлаждения.

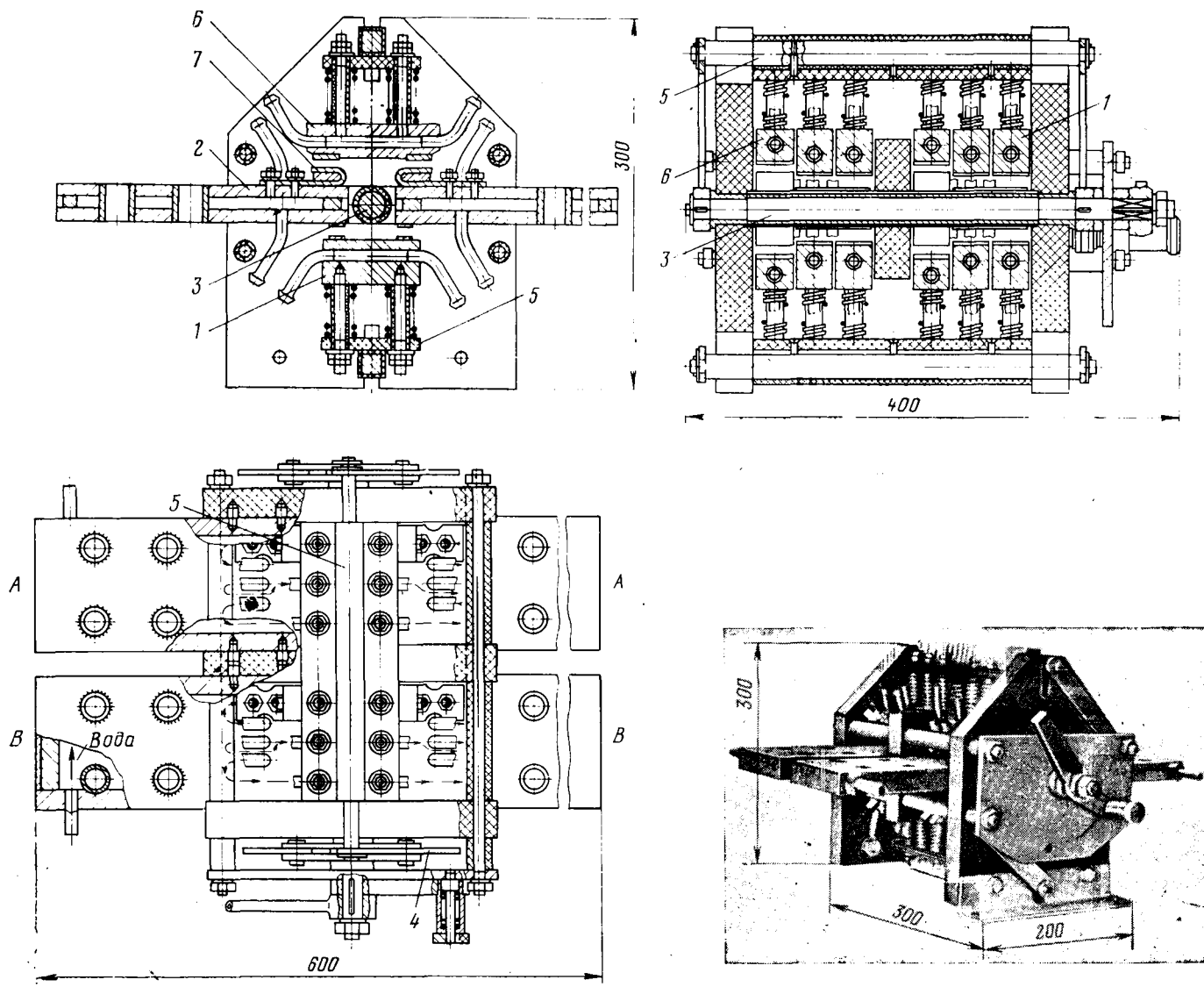


Рис. 1. Выключатель ВМ-500 с номинальным током 50 ка.

1 — подвижный контакт; 2 — неподвижный контакт; 3 — вал; 4 — рычаги; 5 — траверса; 6 и 7 — разрывные контакты.

Помимо вопросов охлаждения разработка выключателей на большие токи выдвинула ряд проблем общего характера, относящихся к контактным системам и коммутационным процессам. Остановимся на некоторых из них.

В многоамперных выключателях приходится применять большое количество параллельных контактов. Оказалось, что на распределение токов между ними существенное влияние оказывает форма токоподводов. В результате проведенного анализа найдены способы оценки этого влияния на степень неравномерности токораспределения, коэффициент использования системы и потери в ней [Л. 4].

В ряде аппаратов жидкостное охлаждение имеют только неподвижные детали. Подвижные же остаются при естественном воздушном охлаждении, а исходящий из них тепловой поток направляется к неподвижным контактам, преодолевая их тепловое сопротивление. В результате проведенного анализа установлены величины, влияющие на

этот поток. Оказалось, что в отличие от ранее применявшихся соотношений он может быть определен по уравнению [Л. 6]:

$$P = \frac{\Theta_1 - \Theta_2}{R_T} + \frac{P_K}{2}, \quad (1)$$

где  $\Theta_1$ ,  $\Theta_2$  — разность температур;  $R_T$  — тепловое сопротивление;  $P_K$  — тепловые потери в контактах.

В многоамперных аппаратах нашел широкое применение мостиковый контакт [Л. 7] роликового типа. Задача заключается в нахождении сопротивления такого контакта. В результате анализа поля плотностей тока в таком контакте и установления его аналогии с электрическим полем двух параллельных проводов было найдено выражение, определяющее это сопротивление [Л. 5]:

$$R = \frac{2 \ln(8hl\sigma/F)}{\pi \gamma l}, \quad (2)$$

где  $l$  — длина образующей ролика;  $h$  — расстояние между контактами;  $F$  — нажатие;  $\sigma$  — твердость;  $\gamma$  — удельная электропроводимость материала.

Таблица 1

Характеристика	ВМ-250	ВМ-500
Номинальный ток, <i>ка</i>	25	50
Напряжение относительно земли, <i>в</i>	450	450
Напряжение между контактами, <i>в</i>	24	24
Падение напряжения, <i>мв</i>	200	200
Тепловые потери, <i>квт</i>	5	10
Расход воды на охлаждение, <i>л/ч</i>	250	500
Масса выключателя, <i>кг</i>	22	37
Габаритные размеры, <i>мм</i>	600×250×300	600×400×300

Оказалось, что сопротивление ролика не зависит от его диаметра; это послужило основанием для увеличения диаметра и соответственно поверхности охлаждения.

В ряде систем выключатели состоят из параллельных блоков. Равномерное распределение тока между ними в стационарном режиме регулируется сопротивлением токоподводов. Остается неразрешимым вопрос о токораспределении в процессе отключения. Необходимо, чтобы дуга возникла и горела на всех параллельных контактах. В результате проведенных исследований установлено, что это может быть достигнуто подбором индуктивностей токоподводов. Они должны удовлетворять соотношению:

$$U_d = (L_1 + L_2 - 2M_{12}) \frac{di}{dt} > 30 \text{ в.} \quad (3)$$

Изложенные положения были использованы при разработке описываемых ниже многоамперных выключателей, предназначенных для шунтирования электролизеров в химической промышленности и для коммутационных переключений в металлургии.

**Шунтирующие выключатели ВМ с номинальными токами 25 и 50 *ка*.** По условиям эксплуатации описываемые аппараты должны быть передвижными, поэтому должны иметь малые габариты и массу при больших номинальных токах. Достичь этого можно применением водяного охлаждения.

На рис. 1 приведен общий вид выключателя с номинальным током 50 *ка*. Неподвижные контакты представляют собой полые медные шины 110×30 *мм*. Подвижные контакты 1 выполнены в виде медных мостиков с заложенными в них трубками для воды. Мостиковые контакты с двух сторон охватывают неподвижные контакты 2. Перемещение контактов осуществляется приводным механизмом с ручным управлением. Он воздействует на вал 3 выключателя и состоит из системы рычагов 4, связанных с траверсами 5.

В аппарате применено параллельное включение мостиков; в выключателе на 25 *ка* их 6, а в выключателе на 50 *ка* — 12. Главные контактные мостики снабжены серебряными напайками. Нажатие на каждый контактный мостик составляет 1400 *н*. Главные контакты защищены от обгорания разрывными контактами 6 и 7. Охлаждение как неподвижных, так и подвижных контактов — водяное. Вода последовательно протекает через неподвиж-

ные контакты и мостики. Выключатель на 50 *ка* состоит из двух блоков А и В, каждый блок имеет номинальный ток 25 *ка*.

Наиболее нагретой частью аппарата являются подвижные мостиковые контакты. Было принято, что температура мостиков не должна превышать 120 °С. При этих условиях оказалось, что для аппаратов ВМ-250 и ВМ-500 могут быть соответственно установлены следующие номинальные токи (*ка*): без водного охлаждения — 5 и 10; при водяном охлаждении только неподвижных контактов — 17 и 34; при водяном охлаждении как неподвижных, так и подвижных контактов — 26 и 52.

Таким образом, водяное охлаждение только неподвижных контактов позволило повысить номинальный ток в 3,4 раза, а охлаждение как неподвижных, так и подвижных контактов — в 5,2 раза.

Особенностью аппаратов с водяным охлаждением является то, что температура в них устанавливается значительно быстрее, чем в аппаратах с естественным воздушным охлаждением.

Соответствующие тепловые постоянные времени для трех указанных выше режимов оказались равными:  $T_1 = 45 \text{ мин}$ ;  $T_2 = 3,2 \text{ мин}$ ;  $T_3 = 1 \text{ мин}$ .

В табл. 1 приведены технические характеристики выключателей ВМ.

**Многоамперный переключатель ПВ с номинальным током 25 *ка*.** В гальванических цехах машиностроительных заводов для нанесения защитных покрытий на детали, весящие несколько тонн, применяется постоянный ток, достигающий десятков тысяч ампер. В ряде случаев для повышения прочности покрытий оказывается целесообразным через определенные промежутки времени менять направление тока в гальванических ваннах. Для этого необходимо иметь переключатели, способные коммутировать весьма большие токи. Необходимо было разработать такой переключатель, который имел бы номинальный ток 25 *ка* и мог бы менять его направление. Напряжение постоянного тока относительно земли 440 *в* между разомкнутыми контактами переключателя 24 *в*. Коммутация должна производиться при отключении системы от источника питания.

При разработке этого аппарата использовано водяное охлаждение токопроводов и неподвижных контактов. Подвижные контакты имели естественное воздушное охлаждение.

Общий вид переключателя ПВ-250 приведен на рис. 2. Аппарат имеет четыре токоподвода 1 и 2. Токоподводы 1 подключаются к источникам питания, а от зажимов токоподводов 2 ток отводится к нагрузке. В токоподводах, представляющих собой широкие медные пластины, просверлены каналы для водяного охлаждения. Неподвижные контакты 3 выполнены в виде двух полых полуцилиндров. К ним подсоединены токоподводы 1. В промежуток между полуцилиндрами 3 входят токоподводы 2. В результате получаются четыре межконтактных промежутка со скошенными краями.

Подвижная контактная система 4 представляет собой изоляционное основание, жестко связанное с валом аппарата 5. На нем находится четыре ряда контактных роликов 6, которые попарно распо-

Таблица 2

Характеристика	ПВ-250	ПВМ-250
Номинальный ток, <i>ка</i>	25	25
Напряжение относительно земли, <i>в</i>	450	450
Напряжение между контактами, <i>в</i>	24	24
Падение напряжения, <i>мв</i>	120	120
Тепловые потери, <i>квт</i>	3	3
Охлаждение	Водяное	Водяное-масляное
Расход воды, <i>л/ч</i>	500	500
Масса, <i>кг</i>	95	180
Габаритные размеры, <i>мм</i>	690×430×720	635×540×790
Давление воздуха для пневмопровода, <i>ати*</i>	5	5

Примечание. 1 *ати* ≈ 0,1 МПа.

ложены на диаметрально противоположных концах подвижной системы. Ролики прижимаются пружинами к внутренней поверхности полуцилиндров. Они перемещаются по этой поверхности и вкатываются в межконтактные промежутки. Это приводит к замыканию цепи и позволяет создавать желаемое направление тока в нагрузке.

Для уменьшения сопротивления каждая из четырех подвижных контактных систем содержит по 12 параллельно включенных роликов. Все ролики имеют серебряные ободки, а неподвижные контакты снабжены серебряными напайками. Ролики прижимаются к неподвижным контактам с силой 450 *н*. Вода подводится к аппарату резиновыми шлангами, для присоединения которых на концах токоподводов предусмотрены штуцера.

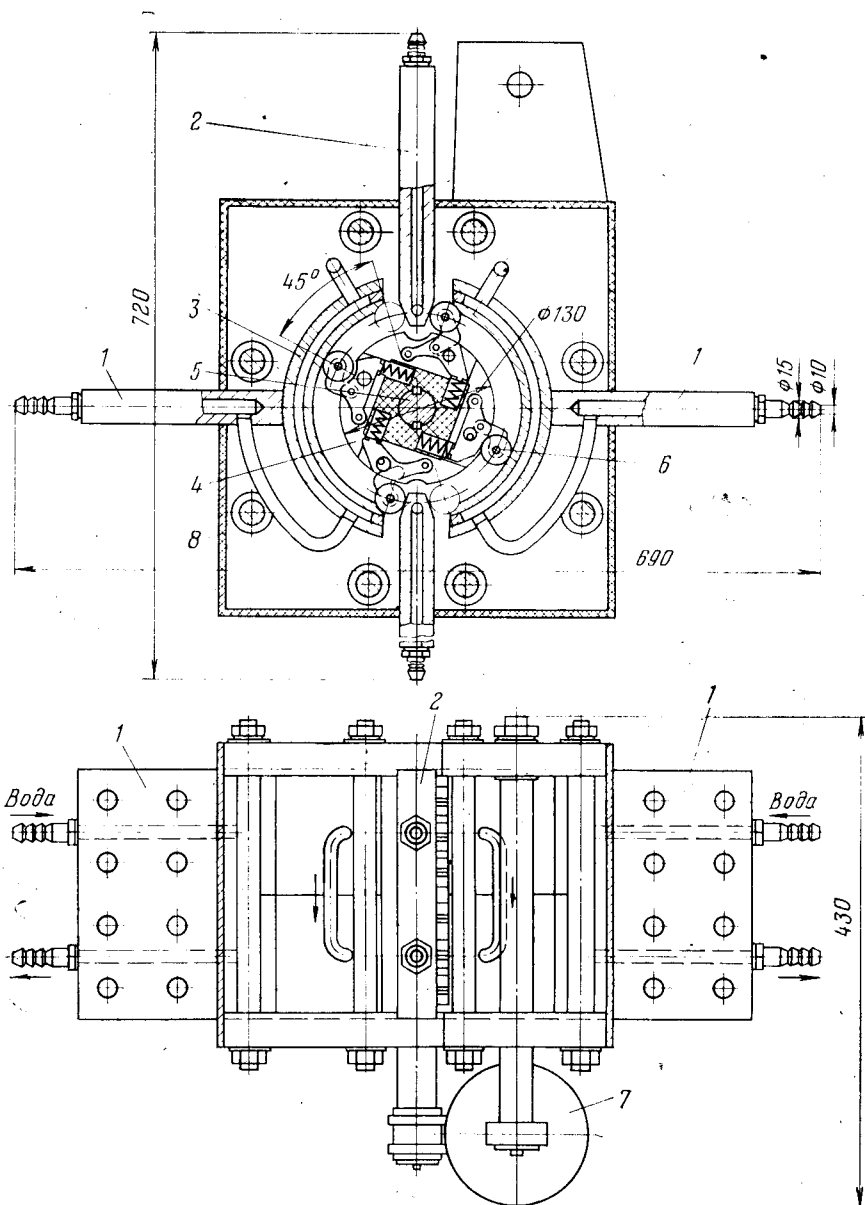
Переключатель снабжен пневматическим цилиндром 7, передающим движение главному валу 5 и осуществляющим перемещение подвижной системы. Для защиты от воздействия агрессивных газов и повышения механической износоустойчивости частей аппарата ПВ разработана конструкция переключателя ПВМ-250, помещенного в масло. При этом контактная система осталась неизменной. Осуществлен только вывод токоподводов через крышку масляного бака. Технические характеристики обоих переключателей приводятся в табл. 2.

**Водоохлаждаемые масляные выключатели ВВМШ.** Задача заключалась в разработке серии выключателей с номинальными токами 25, 50 и 100 тыс. *а*. Эти выключатели надлежало защитить от разрушительного действия агрессивной среды на химических и металлургических заводах. В результате исследования ряда способов

такой защиты была выяснена большая надежность масляной системы. К тому же применение комбинированного водяного и масляного охлаждения позволяет сильно увеличить токовую нагрузку аппарата. Масляная среда передает тепло от неохлаждаемых водой подвижных контактов к частям с водяным охлаждением.

Конфигурация водоохлаждаемых неподвижных контактов может быть приспособлена для наиболее эффективного охлаждения того объема масла, в котором находятся подвижные, не охлаждаемые водой контакты. Для этого неподвижным контактам придана форма полых полуцилиндров, по которым протекает вода.

На рис. 3 приведен общий вид и даны габаритные размеры выключателя на 100 *ка*. Он заключен в стальной бак 1 с маслом и состоит из токоподводов 2, соединенных с неподвижными полыми кон-

Рис. 2. Переключатель ПВ-250 с номинальным током 25 *ка*.

1 и 2 — токоподводы; 3 — неподвижные контакты; 4 — подвижная контактная система; 5 — вал; 6 — роликовые контакты; 7 — пневмоцилиндр; 8 — защитный кожух.

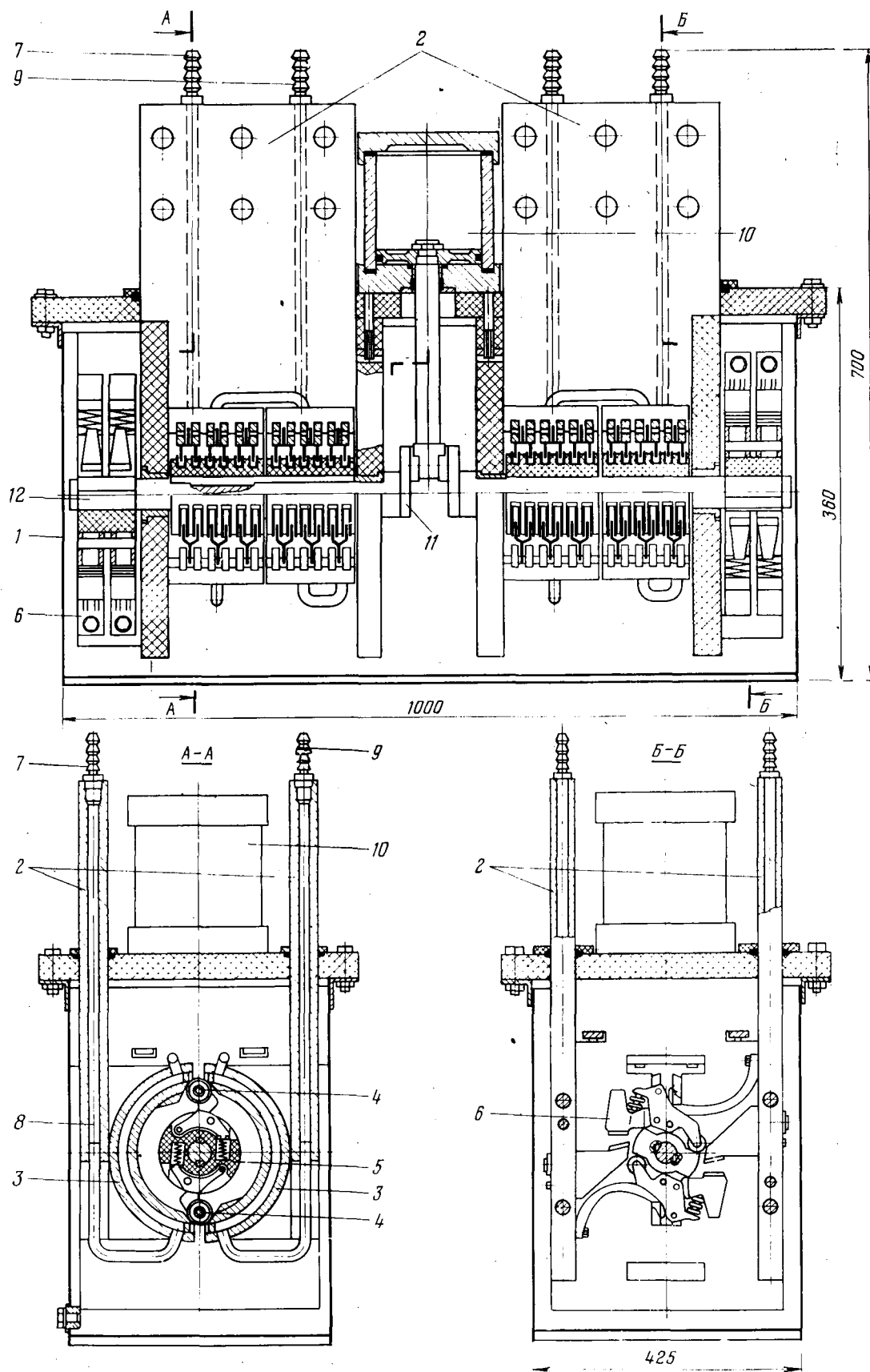


Рис. 3. Выключатель ВВМШ-1000 с номинальным током 100 ка.

1 — бак; 2 — токоподводы; 3 — неподвижные главные контакты; 4 — роликовые контакты; 5 — каркас; 6 — дугогасительные контакты; 7 и 9 — входной и выходной штуцеры; 8 — каналы водяного охлаждения; 10 — пневмоцилиндр; 11 — рычаги; 12 — вал.

Таблица 3

Характеристика	ВВМШ-250	ВВМШ-500	ВВМШ-1000
Номинальный ток, <i>ка</i>	25	50	100
Номинальное напряжение, <i>в</i>	150	150	150
Падение напряжения, <i>мв</i>	200	200	200
Тепловые потери, <i>квт</i>	5	10	20
Расход воды на охлаждение, <i>л/ч</i>	250	500	1000
Масса выключателя, <i>кг</i>	160	265	500
Привод	Ручной	Ручной	Пневматический
Габаритные размеры, <i>мм</i>	400×470× ×700	540×470× ×700	1000×420× ×700

тие на каждый ролик при включенном положении аппарата составляет 400—450 н. Для защиты главных контактов от обгорания предусмотрены дугогасительные контакты 6, размещенные по обе стороны от главных контактных систем. Охлаждающая аппарат вода поступает через штуцер 7 на токоподвод 2, проходит через канал 8, поступает в полуцилиндрические неподвижные контакты 3 и выходит через выводной штуцер 9.

Привод выключателя — пневматический. Он состоит из пневмоцилиндра 10, расположенного на крышке выключателя, системы рычагов 11, передающих движение валу выключателя 12.

Применение дугогасительных контактов в масляной среде позволяет использовать выключатели не только для шунтирования электролизеров или их групп; они также могут быть использованы в металлургической промышленности для включения и отключения как постоянного, так и переменного тока при напряжении до 150 в.

На рис. 4 приведены фотографии выключателей на 100 *ка*, а в табл. 3 — характеристики всей серии выключателей на 25, 50 и 100 *ка*.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Брон О. Б. Электрические аппараты с водяным охлаждением. М., «Энергия», 1967.
2. Елисеев В. Б., Сергеев Д. И. Что такое тепловая труба. М., «Энергия», 1971.
3. Дульнев Г. Н., Тарновский Н. Н. Тепловые режимы электронной аппаратуры. М., «Энергия», 1971.
4. Брон О. Б., Молчанов В. Д. Распределение токов между параллельными контактами многоамперных выключателей. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1972, № 5.
5. Брон О. Б., Молчанов В. Д., Сегаль А. М. Роликовые контакты мостикового типа. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1972, № 11.
6. Брон О. Б. Тепловое сопротивление контактов. Труды VI Всесоюзного совещания по электрическим контактам. Изд. АН СССР, 1972.
7. Брон О. Б., Молчанов В. Д. Тепловые процессы в электрических контактах мостикового типа. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1972, № 8.

[25.2.1975]

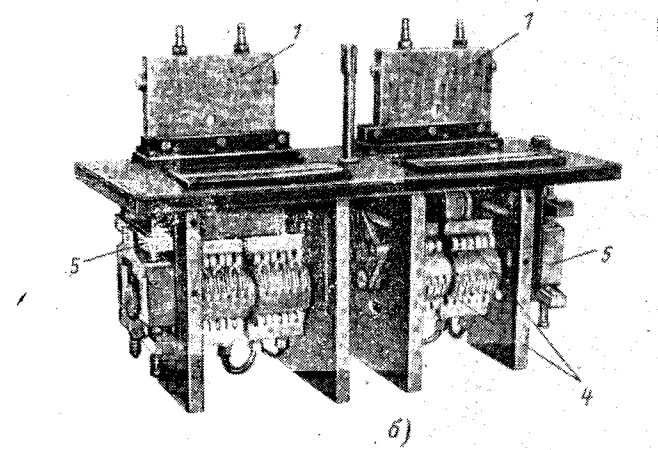
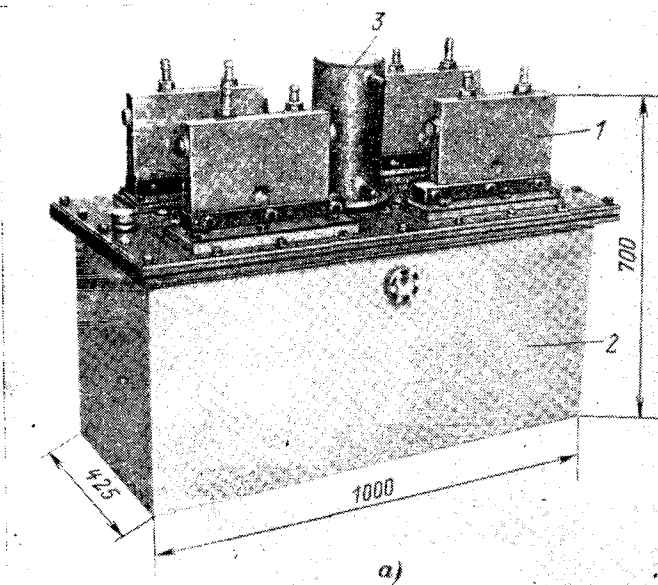


Рис. 4. Общий вид выключателя ВВМШ-1000.

А — выключатель в баке с маслом; Б — выключатель вынут из бака. Сняты пневмоцилиндры и передний токоподвод с неподвижными контактами; 1 — токоподводы; 2 — бак; 3 — пневмоцилиндр; 4 — подвижные роликовые контакты; 5 — дугогасительные контакты.

тактами 3, имеющими форму полуцилиндров. Они образуют цилиндрическую полость, внутри которой находятся две системы подвижных роликовых контактов 4. При включении аппарата ролики перемещаются по внутренней поверхности неподвижных контактов 3 и вкатываются в промежутки между ними. Каждая из двух систем подвижных контактов, сидящая на двух диаметрально противоположных концах цилиндрического каркаса 5, состоит из ряда параллельно включенных роликов. В выключателе на 25 *ка* их 12, в выключателе на 50 *ка* — 24, а в выключателе на 100 *ка* — 48. Нажа-

# Термическая устойчивость деталей электрических аппаратов с водяным охлаждением

БРОН О. Б., МЕССЕРМАН Н. Г., МЯСНИКОВА Н. Г., ПЕТУХОВА Н. И.

Ленинград

Применение водяного охлаждения электрических аппаратов позволило повысить номинальные токи в установившемся режиме работы, однако привело к уменьшению массы, а следовательно, и теплоемкости токоведущих частей по сравнению с их значениями в аппаратах с естественным воздушным охлаждением. Такое положение должно было отразиться на процессах, связанных с поведением водоохлаждаемых аппаратов при коротких замыканиях, и на их термической устойчивости, однако эти вопросы остались невыясненными.

Задача статьи — рассмотрение процессов, влияющих на термическую устойчивость деталей водоохлаждаемых аппаратов.

**Термическая устойчивость** частей аппарата как при естественном воздушном, так и при водяном охлаждении ограничивается той температурой, при кратковременном воздействии которой наступает резкое уменьшение механической прочности металла. Для меди это  $300^\circ\text{C}$ . Однако условия, при которых эта температура может быть достигнута, различны для разных методов охлаждения.

При расчетах термической устойчивости деталей аппаратов, имеющих естественное воздушное охлаждение, обычно пренебрегают тем количеством тепла, которое отдается воздуху. Главное значение в таких случаях приобретает поглощение тепла теплоемкостью. Весь процесс рассматривается как адиабатический, и это не ведет к заметным ошибкам из-за кратковременности коротких замыканий и относительно малого значения коэффициента теплоотдачи от металла к воздуху.

Иначе обстоит дело в аппаратах с водяным охлаждением. Интенсивность его во много раз выше воздушного. Так, если при естественном воздушном охлаждении коэффициент теплоотдачи с поверхности металла не превосходит  $1 \cdot 10^{-3} \text{ вт}/(\text{см}^2 \cdot \text{град})$ , то при водяном он на три порядка выше и достигает  $1 \text{ вт}/(\text{см}^2 \cdot \text{град})$ . Поэтому при расчете термической устойчивости деталей с водяным охлаждением приходится учитывать как то количество тепла, которое поглощается теплоемкостью, так и то, которое уносится водой. Помимо этого, существенное значение имеет изменение самого коэффициента теплоотдачи. Если тепловой поток между металлом и водой увеличивается настолько, что в каналах водяного охлаждения начинается процесс пузырькового кипения, то коэффициент теплоотдачи резко возрастает, при этом энергия расходуется не только на нагрев воды, но и на ее парообразование. Скрытая же теплота парообразования очень велика по сравнению с теплоемкостью. Составляя уравнение теплового баланса для рассматриваемого случая, можно написать:

$$W = W_1 + W_2 + W_3, \quad (1)$$

где  $W$  — энергия, выделившаяся в детали;  $W_1$  — энергия, поглощенная теплоемкостью;  $W_2$  — энергия, унесенная охлаждающей водой;  $W_3$  — энергия скрытой теплоты парообразования.

Следует заметить, что в процессе нагрева детали током короткого замыкания могут создаться условия, при которых расход тепла на нагрев воды и ее испарение практически прекращается. Происходит это в тех случаях, когда плотность теплового потока от металла к воде превосходит то критическое значение, при котором наступает устойчивое пленочное кипение, и вся охлаждаемая поверхность покрывается сплошной паровой «рубашкой», препятствующей передаче тепла от металла к воде. В таком случае  $W_2$  и  $W_3$  в (1) становятся равными нулю и вся выделяющаяся в детали энергия  $W$  поглощается вновь теплоемкостью  $W_1$ . В приводимых ниже расчетах было принято, что плотность теплового потока достигает критического значения при температуре  $\theta$  охлаждаемой поверхности  $150^\circ\text{C}$ .

**Термическая устойчивость водоохлаждаемых плоских деталей.** Для суждения о характере изменения во времени температуры водоохлаждаемых деталей при коротких замыканиях и об их термической устойчивости, был рассчитан температурный режим детали прямоугольного сечения  $2a \times b$  (рис. 1). Водой охлаждаются горизонтальные поверхности. Поскольку деталь симметрична относительно горизонтальной оси, можно разделить ее по этой оси на две одинаковые части с односторонним водяным охлаждением. Было принято, что весь тепловой поток, исходящий из детали, передается воде и что на неохлаждаемой водой поверхности теплового потока нет. Он отсутствует и в осевом направлении вдоль детали. При принятых допущениях тепловой процесс в рассматриваемой детали описывается уравнением [Л. 2]:

$$\frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} - \frac{c}{\lambda} \frac{\partial \theta}{\partial t} + \frac{\rho_0 (1 + \alpha \theta)}{\lambda} \delta^2 = 0, \quad (2)$$

где  $\theta$  — температура в рассматриваемой точке;  $c$  — теплоемкость (для меди  $c = 3,5 \text{ дж}/\text{см}^3 \cdot \text{град}$ );  $\lambda$  — теплопроводность (для меди  $\lambda = 3,9 \text{ вт}/\text{см}^2 \cdot \text{град}$ );

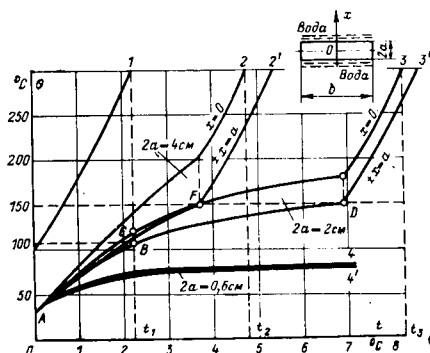


Рис. 1. Зависимость температуры медных водоохлаждаемых пластин различной толщины от времени при плотности тока  $\delta = 10\,000 \text{ а/см}^2$ .

2', 3', 4' — на охлаждаемых водой поверхностях; 2, 3, 4 — на горизонтальной оси симметрии пластин; 1 — при естественном воздушном охлаждении.



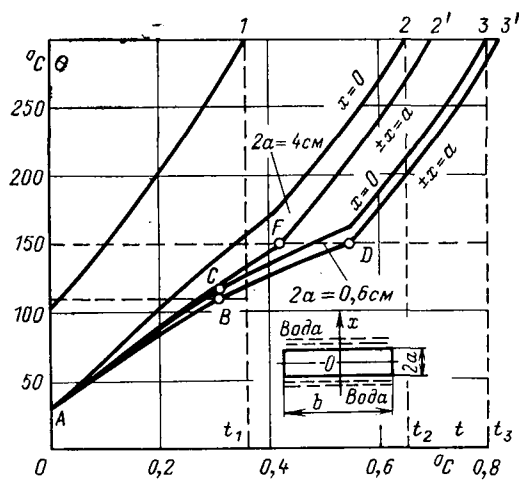


Рис. 2. Зависимость температуры медных водоохлаждаемых пластин различной толщины от времени при плотности тока  $\delta = 25\,000\text{ а/см}^2$ .

2', 3' — на охлаждаемых водой поверхностях; 2, 3 — на горизонтальной оси симметрии пластины; 1 — при естественном воздушном охлаждении.

$\rho_0$  — удельное сопротивление (для меди  $\rho_0 = 1,58 \cdot 10^{-6}\text{ ом} \cdot \text{см}$ );  $\delta$  — плотность тока;  $\alpha$  — тепловой коэффициент сопротивления (для меди  $\alpha = 4,3 \cdot 10^{-3}\text{ град}^{-1}$ ).

При интегрировании этого уравнения исходили из следующих начальных и граничных условий.

В начальный момент времени при  $t=0$  вся система имеет одинаковую температуру, равную температуре воды  $\theta_{\text{в}}$ :

$$\theta = \theta_{\text{в}} = 0. \quad (3)$$

На поверхности соприкосновения детали с водой при  $x = \pm a$  вся энергия передается воде, поэтому

$$\lambda \frac{\partial \theta}{\partial x} = k(\theta - \theta_{\text{в}}), \quad (4)$$

где  $k$  — коэффициент теплоотдачи от металла к воде.

Коэффициент  $k$  претерпевает изменения в процессе нагрева. При температурах до  $100^\circ\text{C}$  он принят равным  $k_1 = 1\text{ вт}/(\text{см}^2 \cdot \text{град})$ ; при температурах выше  $100^\circ\text{C}$ , когда начинается пузырьковое кипение, коэффициент возрастает и согласно [Л. 1] изменяется от 1 до  $3\text{ вт}/(\text{см}^2 \cdot \text{град})$ . Однако для упрощения расчетов было принято  $k_2 = 2\text{ вт}/\text{см}^2 \times \text{град}$ .

Как показали экспериментальные исследования [Л. 1], кризис кипения наступает при температуре  $\theta$ , близкой к  $150^\circ\text{C}$ . Здесь практически прекращается теплоотдача от металла к воде, и коэффициент  $k_3$  становится равным нулю. Интегрирование при этих условиях нелинейного дифференциального уравнения (2) не может быть проведено в замкнутой форме, поэтому пришлось искать решение на ЦВМ; программа была составлена по методу сеток.

Расчет проведен при следующих исходных данных: толщина пластины  $2a = 0,4; 0,6; 1; 2$  и  $4\text{ см}$ ; плотность тока  $\delta = 10\,000; 15\,000$  и  $25\,000\text{ а/см}^2$ ; материал пластины — медь.

Начальная температура для охлаждаемых водой деталей была принята  $\theta_0 = 35^\circ\text{C}$ , а для неохлаждаемых  $\theta_0 = 100^\circ\text{C}$ . Определялись температу-

ры на поверхностях соприкосновения пластины с водой и на горизонтальной оси симметрии пластины.

На основании расчетов построены кривые (рис. 1 и 2), выражающие зависимости  $\theta = f(t)$ . На этих рисунках кривая 1 относится к деталям любой толщины (если задана плотность тока) с естественным воздушным охлаждением.

Иначе обстоит дело с охлаждаемыми водой деталями. Здесь приходится учитывать их толщину. Кривые 2—2'; 3—3'; 4—4' относятся к водоохлаждаемым деталям различной толщины; кривые 2, 3 и 4 характеризуют температуру внутри детали на ее горизонтальной оси симметрии, где  $x=0$ ; кривые 2', 3' и 4' относятся к температуре поверхностей, охлаждаемых водой, где  $x = \pm a$ .

Время термической устойчивости определяется точками пересечения кривых 1, 2 и 3 с горизонтальной прямой, соответствующей температуре  $300^\circ\text{C}$ . Эти значения времени отмечены  $t_1, t_2, t_3$ . Значения  $t_2$  и  $t_3$ , относящиеся к водоохлаждаемым деталям, значительно превышают время  $t_1$  деталей при естественном воздушном охлаждении. Величина этого превышения зависит от толщины  $2a$  и уменьшается с ее ростом. Так, при плотности тока  $\delta = 10\,000\text{ а/см}^2$  и толщине  $2a = 0,6\text{ см}$  (кривая 4, рис. 1) установившаяся температура не превосходит  $80^\circ\text{C}$ . Здесь продолжительность короткого замыкания не ограничивается термической устойчивостью детали. Время этой устойчивости равно бесконечности.

С увеличением толщины детали условия отвода тепла от ее внутренних областей ухудшаются, а время термической устойчивости уменьшается. Так (кривые 3 и 2, рис. 1) при  $2a = 2\text{ см}$  значение  $t_3 = 8\text{ сек}$ , а при  $2a = 4\text{ см}$  —  $t_2 = 4,5\text{ сек}$ .

На кривых, относящихся к водоохлаждаемым деталям, можно выделить три участка.

Первый — от начальной температуры до  $\theta = 120^\circ\text{C}$  на охлаждаемой водой поверхности — АВ на кривой 3' и АС на кривой 2'. Здесь тепловая энергия поглощается теплоемкостью и идет на нагрев воды. Второй участок лежит между температурами  $100$  и  $150^\circ\text{C}$  — между точками В и D на кривых 3' и С и F на кривых 2'. Здесь происходит кипение воды. Тепловая энергия поглощается теп-

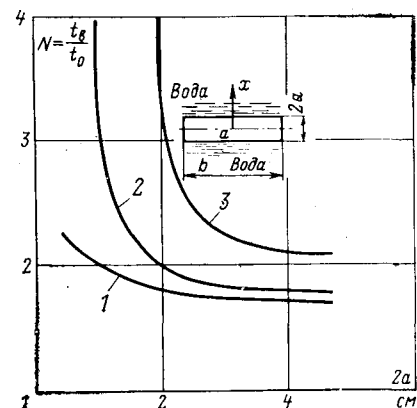


Рис. 3. Зависимость  $N$  от толщины детали при различных плотностях тока.

1 —  $\delta = 25\,000\text{ а/см}^2$ ; 2 —  $\delta = 15\,000\text{ а/см}^2$ ; 3 —  $\delta = 10\,000\text{ а/см}^2$ .

2a, см	Значения K (%) при следующих плотностях тока $\delta$ , ка/см <sup>2</sup>		
	$\delta=10$	$\delta=15$	$\delta=25$
0,6	100	—	64
1	—	80	59
2	85	60	57
4	54	59	52

лоемкостью и идет на парообразование. Теплоотдача с поверхности детали увеличивается, а рост температуры замедляется. Третий участок лежит выше температуры 150 °С, при которой поверхность детали покрывается паровой «рубашкой». Теплоотдача воде практически прекращается. Энергия поглощается только теплоемкостью. Рост температуры резко возрастает.

Переход от плотности тока 10 000 а/см<sup>2</sup> к плотности 25 000 а/см<sup>2</sup> (рис. 1 и 2) вызвал резкое сокращение времени термической устойчивости. Уменьшилась и разница в значениях этого времени у деталей с естественным воздушным и водяным охлаждением. Резко изменился характер кривых, относящихся к детали толщиной 2a=0,6 см (кривые 4 и 4' на рис. 1 и 3 и 3' на рис. 2). Если на рис. 1 время термической устойчивости для этого случая равнялось бесконечности, то на рис. 2 оно имеет конечную величину  $t_3=0,8$  сек.



Для оценки влияния водяного охлаждения можно воспользоваться величиной  $N$  — отношением времени термической устойчивости при водяном охлаждении  $t_b$  к тому же времени при естественном воздушном охлаждении  $t_0$ .

На рис. 3 приведены кривые, выражающие зависимость отношения  $N$  от толщины 2a при разных плотностях тока. Из рис. 3 видно, как резко возрастает термическая устойчивость водоохлаждаемых деталей с уменьшением их толщины.

Для оценки влияния водяного охлаждения на энергетическую сторону рассматриваемых явлений воспользуемся коэффициентом  $K$  — отношением количества энергии  $W_2+W_3$ , отдаваемой поверхностью детали, к полной энергии  $W$ :

$$K = \frac{W_2 + W_3}{W} 100\% \quad (5)$$

Значения этого коэффициента для различных плотностей тока  $\delta$  и толщин детали 2a приведены в таблице.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Брон О. Б. Электрические аппараты с водяным охлаждением. М. — Л., «Энергия», 1967.
2. Залесский А. М., Кукеков Г. А. Тепловые расчеты электрических аппаратов. М. — Л., «Энергия», 1967.

[25.2.1975]

УДК 621.391.63

## Многоканальная оптическая система управления высоковольтными электрическими аппаратами

БИРЮКОВ Г. В., ВЕРБИЦКИЙ В. Д., ЕРЕМИН В. И., ГОРШКОВ В. С.

Многоканальная оптическая система управления высоковольтным электрическим аппаратом применяется в тех случаях, когда аппарат выполняется из нескольких последовательно расположенных модулей (блоков), рассчитанных на определенное рабочее напряжение. Электрический потенциал между верхним и нижним модулями может превышать рабочее напряжение отдельного модуля и достигать нескольких сотен киловольт.

Принципиальная блок-схема аппарата модульного типа с многоканальной оптической системой управления, имеющего семь модулей, изображена на рис. 1.

Источник командных световых импульсов 1, расположенный на потенциале земли в зоне, доступной для обслуживающего персонала, посылает оптическое излучение в зону центрального модуля 4 высоковольтного аппарата, где оно улавливается приемной оптической системой 2 и фокусируется на входном торце световода-коллектора 3, который разводит оптический сигнал по модулям 4 аппарата. Рассмотренная схема построения системы управления применима для аппаратов внутренней установки.

Одним из важнейших элементов такой системы управления является световод-коллектор. Последний состоит из приемной оптической системы 2, к которой присоединены гибкие световоды 3. Число световодов равно числу модулей аппаратов, а их длина определяется взаимным расположением модулей.

Гибкий световод состоит из стекловолоконного жгута и наложенной на него защитной гибкой оболочки. Многослойная диэлектрическая оболочка состоит из лавсанового плетеного шнура-чулка (промежуточной оболочки), который наносится непосредственно на жгут световедущих волокон и в дальнейшем выполняет технологические функции, и наружной герметической оболочки гофрированного или гладкостенного типа.

Наружная гофрированная оболочка из гофрированного лавсанового шнура-чулка пропитана компаундом на основе низкомолекулярного деметилсилоксанового каучука марки СКТН. В качестве оболочки гладкостенного типа была взята трубка марки ТКР, изготовленная на основе высокомолекулярного деметилсилоксанового каучука СКТ.

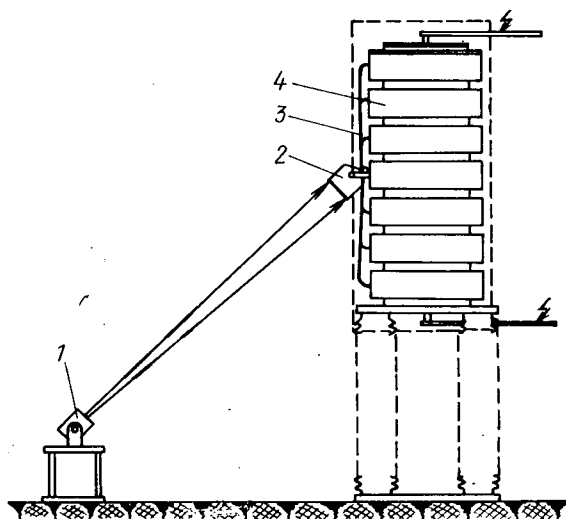


Рис. 1.

Образцы высоковольтных световодов-коллекторов и световодов одиночного типа внутренней установки имели следующие параметры: световод-коллектор на 8 концов с длинами отдельных жгутов от 0,5 до 2,8 м и диаметрами этих жгутов 3—4 мм, аналогичные длины и диаметры имели одиночные световоды. Образцы (в оболочках обоих типов длиной 1 и 1,5 м были подвергнуты испытаниям соответственно по классам 110 и 150 кВ ГОСТ 1516-73. Кроме этого, они были подвергнуты испытаниям с перезарядкой поверхности путем приложения унipoлярного импульса положительной полярности с фронтом 500 мксек и амплитудой 425 кВ с предварительным приложением постоянного напряжения отрицательной полярности 130 кВ при длине испытуемого световода в 1,5 м. Указанные испытания все образцы световодов выдержали без перекрытий нагрева. Кроме того, световоды были подвергнуты длительным высоковольтным испытаниям на исследование естественного старения изоляции и измерением токов утечки во время испытаний.

Учитывая при этом тот фактор, что герметизирующие материалы наружной оболочки высоковольтного световода в обеих конструкциях (гофрированной и гладкостенной) одинаковы по своей природе и отличаются только молекулярной массой, измерение токов утечки по световоду в гофрированной оболочке проводилось не реже одного раза в неделю, а по световоду в гладкостенной оболочке — в начале и в конце испытаний. Исследования на старение проводились на световодах-жгутах одиночного типа длиной 1 и 2 м, а также на отдельных элементах конструкции световода (световедущий жгут в лавсановом шнуре-чулке и трубка ТКР, взятая отдельно) в условиях, максимально приближенных к эксплуатационным на действующих подстанциях ЛЭП (закрытые помещения без кондиционирования). Во время испытаний к световодам прикладывалось постоянное напряжение из расчета 100 кВ на 1 м длины в течение 1,3—1,5 лет (время наработки световодов под напряжением от 2600 до 3150 ч).

Несмотря на естественное активное загрязнение поверхности наружной оболочки световода существенного изменения токов утечки во время испытаний не наблюдалось. Ток утечки не зависел от времени года и в начале и конце испытания отличался незначительно.

Основные технические характеристики разработанной системы:

- мощность источника оптического излучения (полупроводниковый квантовый генератор) 50 Вт;
- длительность импульса излучения 100 нсек;
- число каналов управления 12;
- расстояние управления (между источником излучения и светоконцентрирующим элементом) 4 м;
- амплитуда импульса управления с выхода приемника 1,5 А;

- длительность импульса управления в оптическом канале не более 1 мксек.

Многоканальная оптическая система управления была испытана совместно с электрическим аппаратом и установлена в опытную эксплуатацию.

[25.2.1975]



УДК 621.315.617.2

## О стабильности маловязкого полиизобутилена в переменном электрическом поле

Канд. техн. наук ВАРШАВСКИЙ Д. С., инж. ЮДИНА И. И.,

инж. КРАВЧУК Г. М.

Усть-Каменогорск — Новосибирск

Наиболее распространенные в электроизоляционных конструкциях маловязкие пропитывающие жидкости: минеральные масла и хлорированные дифенилы обладают рядом недостатков. Минеральные масла недостаточно стабильны, а хлорированные дифенилы являются токсичными и способны загрязнять окружающую среду [Л. 1 и 2].

В связи с этим обратили внимание на полиолефины, в частности, полиизобутилен, получаемый полимеризацией непредельных углеводородов при температуре — 100 °С [Л. 1 и 3—5].

Обычно исходным сырьем для получения полиизобутилена являются изобутан и изобутилен, образующиеся при разложении нефти. Полимеризация этих газов происходит при низких температурах в присутствии катализаторов хлористого алюминия, хлористого титана и других галоидных соединений. В зависимости от условий и глубины полимеризации получают жидкий и даже каучукообразный продукт.

Характерной особенностью полиизобутиленов является отсутствие неустойчивых кислородных связей и других гетероатомных примесей, содержащихся в минеральном масле.

Таблица 1

Некоторые физико-химические характеристики  
отечественных марок полиизобутилена

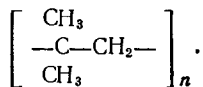
Наименование характеристики	Полибутен СК	Конденсаторный октол
Плотность при 20°C, г/см <sup>3</sup>	0,836	0,86—0,875
Вязкость кинематическая, сст, не более		
при 20°C	80—120	—
при 37,8°C	—	3000
при 50°C	18—22	1300
при 100°C	4,5—5	75—115
Молекулярная масса	340—400	400—800
Температура застывания, °C, не выше	—40	—12
Температура вспышки, определяемая в открытом тигле, °C	138	165
Кислотное число мг КОН/г	0,002	0,04
Диэлектрическая проницаемость при частоте 50 гц	2—2,2	2—2,2
Тангенс угла потерь при частоте 50 гц и 100°C, %	0,1	0,1

Поэтому при их окислении не образуется осадка, что обеспечивает постоянство значений  $\tan \delta$  в процессе окисления [Л. 4].

Маловязкие полиизобутилены характеризуются низкой температурой застывания, высокими рабочей температурой (+125°C) и термоокислительной устойчивостью [Л. 5—7].

Бумажные конденсаторы постоянного тока, пропитанные полиизобутиленом, имеют большую постоянную времени по сравнению с пропитанными конденсаторным маслом и вазелином, что позволяет отдалить опасность теплового пробоя и повышает их рабочую напряженность и срок службы при постоянном напряжении [Л. 5—7].

В [Л. 3, 7 и 8] указывается, что полиизобутилен имеет чисто изопарафиновую структуру типа



Подобная структура не может характеризоваться как стабильная в переменном электрическом поле. При воздействии частичных разрядов она будет разлагаться с выделением водорода, для поглощения которого рекомендуется вводить в полиизобутилен ароматические составляющие [Л. 3].

В [Л. 5] указывается, что молекулы полиизобутилена обладают двойной связью, теоретически — одной очень устойчивой двойной связью на конце молекулы. Также отмечается, что маловязкий полиизобутилен отвечает требованиям не выделять газ и не образовывать «воск-Х» под воздействием частичных разрядов. Однако не опубликованы конкретные сведения о стабильности полиизобутиленов в переменном электрическом поле и о возможности их использования для пропитки электроизоляционных конструкций переменного тока.

Изложению некоторых результатов изучения стабильности в переменном электрическом поле отечественных технических сортов маловязкого полиизобутилена, полибутена СК [Л. 9] и октола (ТУ № 39-1-79-66) посвящена настоящая работа.

Полибутен СК и октол являются более дешевыми продуктами, чем чистый полиизобутилен. Некоторые свойства полибутена СК и октола приведены в табл. 1.

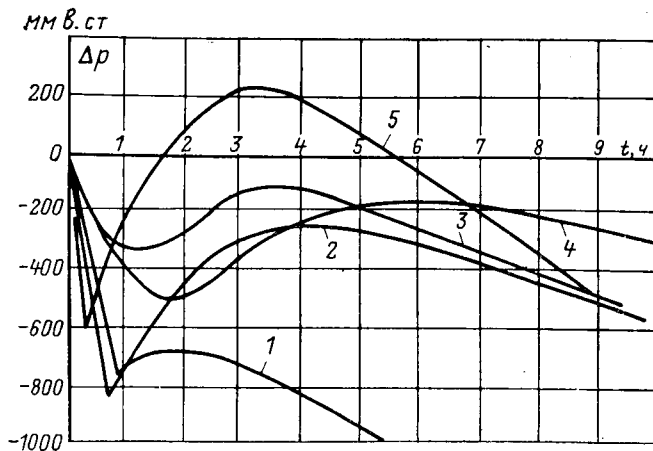
Термоокислительная устойчивость полибутена СК и октола достаточно высока: после прогрета при температуре 155°C в течение 250 ч в герметично закрытом сосуде их кислотное число и удельное объемное сопротивление при 125°C ухудшились не более, чем на 10%; после испытания в течение 400 мин в кислороде в присутствии электролитической меди величина тангенса угла потерь возросла примерно до 2%, кислотность и цвет существенно не изменились, осадка не обнаружено, не было заметных изменений на поверхности меди, которая осталась такой же светлой. При испытании в подобных условиях даже стабилизированные масла темнеют, а находящиеся в них медные кольца тускнеют.

Полибутен СК и октол содержат легколетучие компоненты. В технических условиях на конденсаторный октол, например, допускается 2% компонентов, выкипающих при остаточном давлении 0,2 мм рт. ст. и температуре до 130°C. Поэтому и полибутен СК и конденсаторный октол в состоянии поставки имеют повышенное результирующее газовыделение во второй области газостойкости при испытании в исходной атмосфере воздуха. Удаление легколетучих и химических примесей существенно улучшает газостойкость и при достаточной очистке получается кривая газостойкости, характеризующаяся малым результирующим газовыделением во второй области кривой и высоким газопоглощением в третьей [Л. 10]. С ростом температуры согласно различиям по вязкости газостойкость полибутена СК ухудшается, а у конденсаторного октола улучшается.

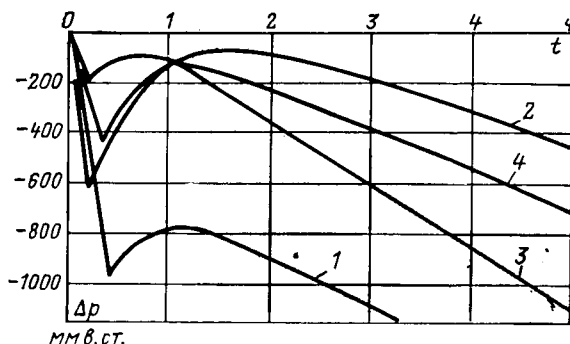
При обычно применяемых для использованного реактора тихого разряда условий испытания 12,6 кв, 100 гц и 80°C [Л. 11] газостойкость отдельных партий полибутена СК и конденсаторного октола в состоянии поставки колебалась от —150 до —250 мм в. ст. Знак минус здесь означает разрежение, т. е. испытываемые образцы на момент окончания испытания были газостойкими.

На рис. 1 нанесены кривые газостойкости сухих и очищенных пропитываемых жидкостей при различных напряжениях, обычно применяемых в данном реакторе для испытаний масла (12,6 кв) и хлордифенила (20 кв).

Испытания на газостойкость проводились в тихом разделе в исходной атмосфере воздуха на автоматической установке типа «Разряд», которая обеспечивает измерения газостойкости с точностью  $\pm 5\%$  в виде записи непрерывной кривой изменения давления в реакторе на диаграммной ленте.



а)



б)

Рис. 1. Кривые газостойкости, полученные в одном и том же реакторе при частоте 100 гц, температуре 80°C и напряжениях: 12,6 кв (а) и 20 кв (б).

1 — трихлордифенил; 2 — стандартное товарное конденсаторное масло повышенной газостойкости; 3 — полибутен СК; 4 — конденсаторный октол; 5 — конденсаторное масло по ГОСТ 5775-51.

Особенностью кривых газостойкости в исходной атмосфере воздуха является наличие трех характерных областей результирующего изменения давления: газопоглощения, газовыделения, наконец, газопоглощения или газовыделения, соответственно характеризующих поведение испытуемых жидкостей в окислительной среде, азоте и газообразных продуктах разложения испытуемой жидкости [Л. III].

Достаточную газостойкость, как видно из рис. 1, показывают четыре из пяти испытуемых жидкостей.

При воздействии электрических разрядов на пропитываемую жидкость в ней происходят превращения, сопровождающиеся, с одной стороны, газовыделением или газопоглощением, а с другой, — образованием продуктов, ухудшающих ее электрические свойства. У негастойких масел решающее значение имеет газовыделение, а с ростом газостойкости — вредное влияние упомянутых продуктов разложения [Л. 10 и 11]. Это обстоятельство следует иметь в виду.

В конденсаторах с металлизированными обкладками процесс самовосстановления сопровождается постепенным ухудшением характеристик и снижением емкости, допустимая величина которого обычно составляет 10%. Отказы в этом случае носят параметрический характер и вызваны уходом электрических параметров (емкости, тангенса угла потерь и постоянной времени) за пределы граничных значений. В ряде случаев у металлобумажных конденсаторов наблюдается тепловой пробой или взрыв под влиянием газовыделения в пропитывающем веществе. В обоих случаях самовосстановления конденсаторов либо не происходит, либо оно не влияет на отказ.

Процесс самовосстановления определяют три фактора.

1. Испарение металла под влиянием большой плотности тока в слабом месте способствует оголению части поверхности, окружающей диэлектрик.

2. Давление в области самовосстановления — чем выше давление, тем больше вероятность разрыва тока самовосстановления.

3. Окисление металла в области самовосстановления под влиянием посторонних окислителей и высокой температуры.

Последний фактор является особенно важным. Конденсирующиеся в зоне самовосстановления пары металла после окисления имеют большее сопротивление, так как окись цинка является полупроводником, а окись алюминия — диэлектриком. В случае металлизированной бумаги таким посторонним окислителем является бумага. В тех электроизоляционных конструкциях, в которых слой диэлектрика под металлизацией не является достаточным окислителем, затруднено надежное самовосстановление без добавочных мероприятий по обеспечению возможности окисления металла обкладок в зоне самовосстановления.

Кроме полезного окисления металла обкладок в зоне самовосстановления одновременно происходит и окисление пропитывающего вещества, которое является крайне нежела-

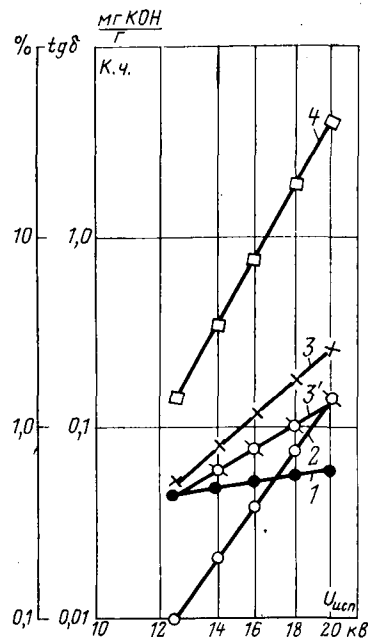


Рис. 2. Влияние приложенного к реактору испытательного напряжения частотой 100 гц на изменение кислотного числа (1, 3, 3') и тангенса угла потерь при 90 °С и частоте 50 гц (2, 4) после старения при температуре 100 °С в течение пяти часов стандартного конденсаторного масла повышенной газостойкости (3, 3', 4) и в течение десяти часов октола (1, 2); 3' — после старения совместно с металлизированной цинком бумагой.

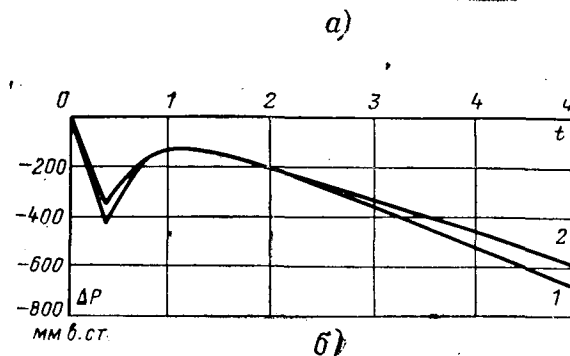
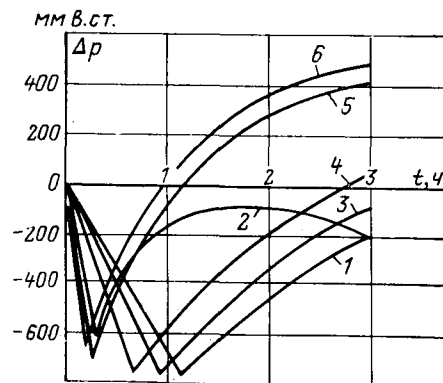
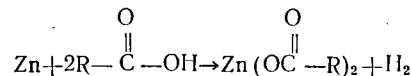


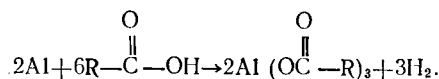
Рис. 3. Кривые газостойкости стандартного конденсаторного масла повышенной газостойкости (а) и октола (б) при температуре 80 °С и частоте 100 гц.

а — для одного масла и масла с конденсаторной бумагой КОН 2-10 при напряжении 20 кв (2); для масла с металлизированной цинком конденсаторной бумагой КОН 2-10 при напряжениях: 1 — 12,6 кв; 3 — 14 кв; 4 — 16 кв; 5 — 18 кв; 6 — 20 кв; б — для одного октола и октола с конденсаторной бумагой КОН 2-10 (1) и октола с такой же металлизированной цинком бумагой (2) при напряжении 20 кв.

тельным. Полученные при этом органические кислоты вступают с металлом обкладки в реакцию, которую можно записать в следующем виде:



или



В результате подобных реакций происходит дополнительное разрушение обкладок и ухудшается газостойкость. Следовательно, степень разрушения металлизированных обкладок и результирующая газостойкость масла также должны зависеть от окислительной устойчивости масла и используемого для обкладок металла.

С ростом интенсивности воздействия электрических разрядов (увеличением испытательного напряжения) газостойкость и стандартного конденсаторного масла повышенной газостойкости, и октола повышается. Однако масло стареет значительно интенсивнее (рис. 2), у октола кислотное число в процессе старения в реакторе возросло от 0,04 в исходном состоянии до 0,06 мг КОН/г после наиболее интенсивного старения при 20 кв. У масла в этих же условиях, но за вдвое меньшую продолжительность, это число увеличилось с 0,02 до 0,25 мг КОН/г, т. е. в 12,5 раза. Величины  $\text{tg } \delta$  масла и октола соответственно возросли с 0,2 и 0,1% до 25 и 1,5%.

Масло сильно потемнело, на стенках реактора отложился шлам, в то же время цвет октола изменился мало, осадкообразования не было обнаружено.

Конденсаторное масло повышенной газостойкости по ГОСТ 5775-68 изготавливается из сернистых нефтей и содержит примерно 0,7% связанной серы. Можно полагать, что содержащиеся в этом масле сернистые соединения образуют кислые продукты, обладающие достаточной активностью.

Приведенные на рис. 3 кривые газостойкости получены для одних только жидкостей, жидкостей с конденсаторной бумагой КОН 2-10 и жидкостей с металлизированной бумагой КОН 2-10. В обоих (рис. 3, а и б) случаях внутренняя поверхность реактора со стороны внутреннего электрода обматывалась в шесть слоев бумагой, слоем металлизации внутрь. По высоте разрядного промежутка половина бумаги оказывалась погруженной в испытываемую жидкость, а вторая половина находилась в газовом разрядном промежутке. Общий объем бумаги составлял  $0,3 \text{ см}^3$ , объем испытываемого масла  $30 \text{ см}^3$ . Таким образом, соотношение бумаги и масла было значительно меньше, чем в реальном конденсаторе, в котором оно может составлять 7:3. Металлизированная и неметаллизированная бумаги перед испытанием высушивались.

Если предположить, что количество и состав органических кислот, образующихся в пропитывающей жидкости конденсатора с металлизированными обкладками, не зависит от состава металла обкладок, то при прочих равных условиях в случае металлизации цинком водорода должно выделяться на 30% больше, чем при металлизации алюминием.

Изменения газостойкости стандартного конденсаторного масла повышенной газостойкости и октола (рис. 3) хорошо согласуются с характером приведенных реакций и степенью кислотности (рис. 2).

Как и ожидалось, газовыделение при металлизации алюминием оказалось существенно ниже, чем при металлизации цинком (рис. 4).

В процессе испытания на газостойкость в присутствии металлизированной бумаги происходило разрушение слоя металлизации. Площадь разрушения хорошо коррелируется с величиной кислотного числа масла в конце испытания (рис. 5). Здесь для оценки взята величина кислотного числа, полученная в конце испытания одного масла или масла с неметаллизированной бумагой. За единицу принята площадь разрушения, производимого маслом, в результате пятичасового старения которого при температуре  $80^\circ\text{C}$ , напряжении  $12,6 \text{ кВ}$  и частоте  $100 \text{ гц}$  его кислотность при испытании без присутствия слоя металлизации возрастает до  $0,049 \text{ мг КОН/г}$ .

Результаты сравнительных испытаний на срок службы конденсаторов, отличающихся между собой только видом пропитывающего вещества, согласуются с результатами испытаний жидкостей в реакторе тихого разряда.

На рис. 6 приведены результаты испытаний на срок службы конденсаторов, изготовленных из бумаги объемной массой  $1,34 \text{ г/см}^3$  и толщиной листа  $10 \text{ мк}$  с общей толщиной диэлектрика между фольговыми обкладками  $70 \text{ мк}$ .

Конденсаторы прошли термовакuumную обработку одновременно в одном и том же шкафу по 10 шт. и были залиты индивидуально стандартным конденсаторным маслом и полибутиеном СК. У пропитанных полибутиеном СК конденсаторов срок службы до выхода из строя первого конденсатора в 2,3 раза выше, а до выхода из строя половины конденса-

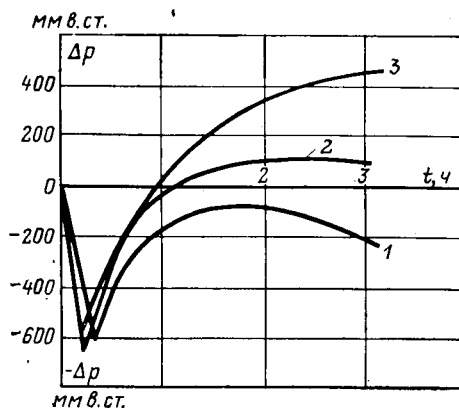


Рис. 4. Кривые газостойкости стандартного конденсаторного масла повышенной газостойкости при температуре  $80^\circ\text{C}$ , напряжении  $20 \text{ кВ}$  и частоте  $100 \text{ гц}$ .

1 — одно масло с неметаллизированной конденсаторной бумагой КОН 2-10; 2 — то же с конденсаторной бумагой, металлизированной алюминием; 3 — то же, с конденсаторной бумагой, металлизированной цинком.

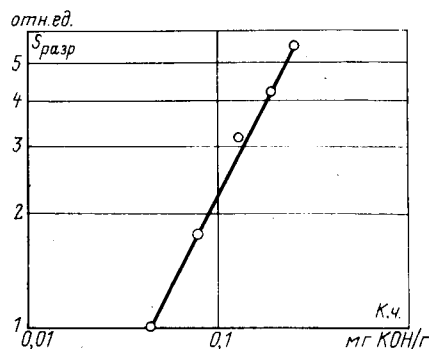


Рис. 5. Влияние содержания водорастворимых кислот (кислотного числа — к.ч.), образованных в результате старения стандартного масла повышенной газостойкости под влиянием электрических разрядов, на относительную величину площади разрушения металлизированных цинком обкладок на конденсаторной бумаге.

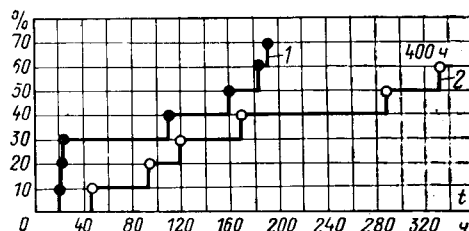


Рис. 6. Выход из строя (в процентах) при испытаниях на срок службы конденсаторов с фольговыми обкладками и толщиной диэлектрика между ними  $70 \text{ мк}$  при рабочей напряженности  $55 \text{ кВ/мм}$ , частоте  $50 \text{ гц}$  и температуре  $60^\circ\text{C}$  внутри них.

1 — пропитка стандартным конденсаторным маслом повышенной газостойкости; 2 — пропитка полибутиеном СК.

торов — в 1,82 раза выше, чем у пропитанных стандартным конденсаторным маслом повышенной газостойкости.

Пропитка стандартным маслом конденсаторов с металлизированными цинком обкладками привела к резкому снижению срока службы по сравнению с пропиткой негостойким конденсаторным маслом и конденсаторным вазелином, которые не содержат сернистых соединений и обладают большей термоокислительной устойчивостью. Применение для пропитки конденсаторного октола позволило резко увеличить срок службы с металлизированными цинком обкладками.

В табл. 2 представлены усредненные результаты испытаний металлобумажных конденсаторов переменного тока на срок службы при рабочей напряженности электрического поля  $16 \text{ кВ/мм}$ , частоте  $50 \text{ гц}$  и температуре окружающего воздуха  $+50^\circ\text{C}$ . Конденсаторы были изготовлены из трех слоев конденсаторной бумаги марки КОН-2 с толщиной листа  $10 \text{ мк}$ . Рабочее напряжение конденсаторов  $480 \text{ В}$ ,  $C_{ном} = 16 \text{ мкФ}$ .

Испытанные конденсаторы, как и в предыдущем случае, были изготовлены одной партией по одной и той же технологии из одних и тех же материалов, прошли термовакuumную обработку одновременно в одном и том же шкафу и залиты индивидуально различными маслами. Конденсаторное масло по ГОСТ 5775-51 при  $100^\circ\text{C}$  и  $50 \text{ гц}$  имело  $\text{tg } \delta = 0,03\%$ . Конденсаторное масло по ГОСТ 5775-68 содержало  $0,7\%$  связанной серы и при  $100^\circ\text{C}$  и  $50 \text{ гц}$  имело  $\text{tg } \delta = 0,3\%$ . Трансформаторное масло по ГОСТ 982-68 при  $100^\circ\text{C}$  и  $50 \text{ гц}$  имело  $\text{tg } \delta = 0,5\%$ .

При изготовлении конденсаторов была проведена предварительная тренировка металлизированной бумаги.

Перед испытаниями производилось выборочное вскрытие конденсаторов и оценивалось состояние слоя металлизации. У конденсаторов, пропитанных конденсаторным маслом по ГОСТ 5775-68, содержащим сернистые соединения, наблюдалось значительно большее разрушение слоя металлизации, чем у пропитанных другими жидкостями, степень разрушения обкладок которых была примерно одинаковой, что определяется, по-видимому, тренировкой металлизированной бумаги. Подобное явление устойчиво наблюдалось во всех повторно изго-

Таблица 2

## Результаты испытаний металlobумажных конденсаторов на срок службы

Продолжительность испытаний, ч	Пропитка											
	Конденсаторное масло ГОСТ 5775-51			Конденсаторное масло ГОСТ 5775-68			Трансформаторное масло ГОСТ 928-68			Полиизобутилен (октол)		
	tg δ, %	ΔC, %	RC, мом·мкф	tg δ, %	ΔC, %	RC, мом·мкф	tg δ, %	ΔC, %	RC, мом·мкф	tg δ, %	ΔC, %	RC, мом·мкф
0	0,35	—	6760	0,8	—	5740	0,36	—	6520	0,36	—	8 600
250	0,46	0,45	5710	1,46	0,33	2085	0,46	1,04	4470	0,36	0	6 800
500	0,43	0,72	4850	—	—	—	0,55	1,32	3210	0,36	0	6 030
3 000	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,3	1,0	12 800
6 000	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,3	1,0	12 800
7 000	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,3	1,0	11 700
9 000	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,3	1,0	9 150
10 000	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,3	1,0	9 150

Примечания 1. Одновременно испытывалось: по 15 конденсаторов, пропитанных маслом по ГОСТ 5775-51 и трансформаторным, 21 конденсатор, пропитанные маслом по ГОСТ 5775-68 и 32 конденсатора, пропитанные октолом.

2. Конденсаторы, пропитанные конденсаторным маслом ГОСТ 5775-68, сняты с испытаний через 300 ч из-за резкого роста tg δ у 40% конденсаторов.

3. Конденсаторы, пропитанные конденсаторным маслом ГОСТ 5775-51 и трансформаторным маслом ГОСТ 928-68, сняты с испытания через 630 ч из-за пробоя 13–15% конденсаторов.

товленных партиях конденсаторов, пропитанных маслами (конденсаторным и трансформаторным), содержащими сернистые соединения.

Известно, что присутствие в пропиточных массах конденсаторов с металлизированными обкладками химически активных примесей приводит к быстрому разрушению тонких металлических обкладок [Л. 12]. Поэтому можно предположить, что устойчивое увеличение степени разрушения слоя металлизации при пропитке маслами, содержащими сернистые соединения, обусловлено их вредным влиянием. В свою очередь, разрушение слоя металлизации повышает тангенс угла потерь, а соли цинка или алюминия, образующиеся при разрушении обкладок кислыми продуктами, снижают сопротивление изоляции. Именно этими причинами, по нашему мнению, вызваны более высокие исходные значения tg δ и меньшие RC у конденсаторов, пропитанных конденсаторным маслом по ГОСТ 5775-68.

Пониженный срок службы конденсаторов, пропитанных маслом по ГОСТ 5775-68, также можно объяснить разъеданием обкладок и отложением солей цинка, вызывающими рост tg δ и снижение RC. Однако при испытаниях конденсаторов в процессе самовосстановления происходит дополнительное окисление масла по ГОСТ 5775-68, обладающего сравнительно невысокой термоокислительной устойчивостью, со всеми упомянутыми последствиями. Как видно из табл. 2, срок службы металlobумажных конденсаторов пропитанных октолом, в 20 раз выше, чем при пропитке трансформаторным маслом и конденсаторным по ГОСТ 5775-51 и более чем в 30 раз превышает срок службы при пропитке газостойким конденсаторным маслом по ГОСТ 5775-68.

Пропитанные октолом конденсаторы, постоявшие 10 тыс. ч при окружающей температуре 50 °C и напряженности электрического поля 16 кВ/мм, были дополнительно испытаны в течение 1000 ч при окружающей температуре, увеличенной до 70 °C и той же напряженности. После этих испытаний значение tg δ и емкости конденсаторов практически не изменились.

**Вывод.** Технические сорта маловязкого полиизобутилена, очищенные от легколетучих и химических примесей, являются

стабильными пропитывающими веществами для электроизоляционных конструкций переменного тока.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Borsody L. New Impregnation for Paper Capacitors.— «IRE Transactions on Component Parts», 1960, March, p. 15—25.
2. Aroclor. Брошюра фирмы Monsanto, 11—27(E) M-E-2, 1972.
3. Pilpel H. Four Synthetic Liquids Insulation — Properties and Potentials. — «Insulation», 1968, vol. 14, № 5, p. 63—69.
4. Шахнович М. И. Синтетические жидкости для электрических аппаратов. М., «Энергия», 1972.
5. Сирина Н. Характеристики полибутена, как пропиточного материала для силовых кабелей и конденсаторов. — «Когэ Дзайре», 1964, № 5, с. 82—87.
6. Podolsky L. Pieces détachées pour conditions sévères d'emploi. — «L'Onde Electriques», 1953, 33, № 317—318, p. 510.
7. Ренне В. Т., Карабанов В. И. Жидкий полиизобутилен — новая пропиточная масса для бумажных конденсаторов. — «Научно-технический информационный бюллетень ЛПИ им. М. И. Калинина. Электроизоляционная техника», 1958, № 7, с. 57—58.
8. Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. Л., «Энергия», 1969.
9. Электроизоляционное конденсаторное масло. А. С. № 229711. Кл. 23, с. 1/01. Оpubл. в бюлл.: «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1968, № 13. Авт.: Золотарев П. А., Гулман В. С., Варшавский Д. С. и др.
10. Газостойкость октола. — «ЭП. Электротехнические материалы», 1973, вып. 6 (35), с. 8—9. Авт.: Варшавский Д. С., Каханов А. А., Кравчук Г. М. и др.
11. Варшавский Д. С. Пути повышения стабильности конденсаторных масел в электрическом поле. Информстандарт-электро. М., 1967.
12. Торошин П. А. Металlobумажные конденсаторы. М. — Л., «Энергия», 1965.

[11.9.1973]





# Упрощенная модель короны и схема замещения источника помех на проводах линии электропередачи

Канд. физ.-мат. наук ЗАХАР-ИТКИН М. Х.

Москва

**Введение.** При расчете потерь мощности и внутренних перенапряжений коронирующих линий электропередачи важную роль играет изменение погонных параметров линии, вызванное короной на ее проводах. Нелинейные поправки  $\Delta G(U)$  и  $\Delta C(U)$  к погонным утечкам и емкостям, соответствующие коронированию одиночного провода над поверхностью земли, введены в [Л. 1] путем обобщения экспериментальных данных о внешних характеристиках короны.

В расчетах помех от короны изменение параметров линии, вызванное коронированием ее проводов, до настоящего времени не принимается во внимание. Это соответствует рассмотрению источника помех как генератора тока с бесконечно большим внутренним сопротивлением. Распространение токов помехи с высокой частотой  $\omega$  вдоль линии электропередачи рассчитывается с использованием телеграфных уравнений, коэффициентами которых служат погонные параметры некоронирующей линии.

В статье изучаются помехи от короны с учетом конечного внутреннего сопротивления источника помех и предлагается схема замещения источника помехи, состоящая из сосредоточенных двухполюсников, включенных между проводами и между проводами и землей. Для этой цели строится упрощенная модель короны на проводе линии электропередачи, аналогичная схеме замещения коронирующей линии [Л. 1], что позволяет осуществить единый подход к расчету потерь на корону и помех от коронирующей линии электропередачи.

Телеграфные уравнения коронирующей линии провод — земля. Классические телеграфные уравнения Кельвина — Хевисайда для напряжения  $u(x, t)$  и тока  $i(x, t)$  провода в точке  $x$  в момент  $t$  имеют вид:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial u(x, t)}{\partial x} &= Ri(x, t) + \frac{\partial [Li(x, t)]}{\partial t}; \\ -\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} &= G_0 u(x, t) + \frac{\partial [C_0 u(x, t)]}{\partial t}, \end{aligned} \quad (1)$$

где обычно принимают  $G_0 = 0$ , а для емкости используется формула

$$C_0 = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln(2h/r)}. \quad (2)$$

Здесь  $h$  и  $r$  — высота над землей и радиус провода;  $\epsilon_0$  — диэлектрическая проницаемость воздуха.

В схеме замещения коронирующей линии [Л. 1] величина  $G_0$  заменяется на  $G_0 + \Delta G$ , а  $C_0$  на  $C_0 + \Delta C$ , причем поправки  $\Delta G(U_{\max})$ ,  $\Delta C(U_{\max})$  оказываются нелинейными функциями амплитуды  $U_{\max}$  рабочего напряжения линии, но вид телеграфных уравнений сохраняется:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial u}{\partial x} &= Ri + L \frac{\partial i}{\partial t}; \quad -\frac{\partial i}{\partial x} = [G_0 + \Delta G(U_{\max})]u + \\ &+ [C_0 + \Delta C(U_{\max})] \frac{\partial u}{\partial t}. \end{aligned}$$

После перехода к основной гармонике рабочего напряжения (круговая частота  $\omega_0 = 100\pi$  1/сек) получаются уравнения:

$$\begin{aligned} -\frac{dU}{dx} &= (R + j\omega_0 L) I; \\ -\frac{dI}{dx} &= \{[G_0 + \Delta G(\dot{U})] + j\omega_0 [C_0 + \Delta C(\dot{U})]\} \dot{U}, \end{aligned}$$

которым соответствует схема замещения, предложенная в [Л. 1].

Полученные телеграфные уравнения относятся к классу квазилинейных дифференциальных уравнений и отличаются от линейных дифференциальных уравнений лишь зависимостью коэффициентов от решения  $\dot{U}$ . Нелинейность коронного разряда имеет более сложный характер, соответствующий петлеобразной вольт-кулоновой характеристике и возникновению кратных гармонических составляющих тока.

Для коронирующей линии провод — земля

$$\begin{aligned} -\frac{\partial u}{\partial x} &= Ri + L \frac{\partial i}{\partial t}; \quad -\frac{\partial i}{\partial x} = [G_0 + \Delta G(u, x, t)]u + \\ &+ [C_0 + \Delta C(u, x, t)] \frac{\partial u}{\partial t}. \end{aligned} \quad (3)$$

Для аналитического вывода уравнений (3) рассмотрим результирующий заряд коронирующего провода, равный сумме объемного заряда и заряда провода, определяемого геометрической емкостью (2). Изменение величины и распределения объемного заряда в пространстве приводит к появлению периодической составляющей емкости короны  $C(t) \approx C_0 + \frac{\partial C(t)}{\partial t} \Delta t$ . Формулу (2) можно при этом сохранить, если заменить в ней радиус провода  $r$  на периодическую функцию  $\rho(t)$ :

$$C(t) = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln[2h/\rho(t)]}. \quad (4)$$

Если для каждого момента времени известны величина и распределение объемного заряда, то функция  $\rho(t)$  определяется однозначно.

В телеграфных уравнениях (1) заменим геометрическую емкость  $C_0$  на периодическую функцию  $C(t)$  (4). Тогда при  $G_0 = 0$

$$\begin{aligned} -\frac{\partial i}{\partial x} &= \frac{\partial q}{\partial t} = \frac{\partial [C(u, x, t)u]}{\partial t} = \frac{\partial C}{\partial t} u + C \frac{\partial u}{\partial t} \approx \frac{\partial C}{\partial t} u + \\ &+ \left(C_0 + \frac{\partial C}{\partial t} \Delta t\right) \frac{\partial u}{\partial t}, \end{aligned}$$

т. е. от второго уравнения системы (1) перейдем ко второму уравнению системы (3), причем будут выполнены соотношения:

$$\Delta G(u, x, t) = \frac{\partial C(t, x)}{\partial t}; \quad \Delta C(u, x, t) \approx \frac{\partial C(t, x)}{\partial t} \Delta t. \quad (5)$$

В (5) производная  $\frac{\partial C}{\partial t}$  есть полная производная по времени от  $C(u, x, t)$  и подробно записывается  $\frac{\partial C(u, x, t)}{\partial u} \frac{\partial u(t)}{\partial t} + \frac{\partial C(u, x, t)}{\partial t}$ . Сокращенная запись (5) допустима, поскольку

зависимость  $u = u(t)$  известна заранее как гармоническая с частотой 50 гц; это связано с возможностью считать источниками бесконечной мощности генераторы рабочего напряжения по концам линии.

Нелинейность коронного разряда проявляется в том, что при гармоническом рабочем напряжении 50 гц ток короны содержит кратные гармоники [Л. 2 и 3]. В соответствии с этим поправки (5) вносятся лишь во второе из уравнений (3) — в уравнение утечек тока с коронирующего провода. Интегрирование по периоду 50 гц показывает, что сочетание кратных гармоник тока с основной гармоникой напряжения не создает потерь активной мощности. Это позволяет произвести усреднение поправок (5) по времени и по длине линии, что приводит к поправкам, введенным в [Л. 1].

Анализ вольт-кулоновых характеристик короны промышленной частоты. Рассмотрим семейство вольт-кулоновых характеристик короны, каждая из которых соответствует своему значению рабочего напряжения провода (рис. 1). Эти характеристики имеют вид эллипсов, большая полуось которых растет вместе с амплитудой рабочего напряжения  $U_{\max}$ , а малая полуось равна нулю при  $U_{\max} \leq U_0$ , но растет вместе с  $(U_{\max} - U_0)$  при положительных значениях этой раз-

ности. В [Л. 4] установлено, что величина активных потерь на корону

$$P_{\Pi} = \lambda C_0^2 U_{\max}^2 \left(1 - \frac{U_0}{U_{\max}}\right) = \lambda C_0^2 U_{\max} (U_{\max} - U_0), \quad (6)$$

где  $\lambda$  — слабо меняющийся коэффициент. Так как эта величина равна площади эллипса, пропорциональной произведению его полуосей, то при приближенном расчете потерь можно принимать большую и малую полуоси эллипса пропорциональными  $U_{\max}$  и  $(U_{\max} - U_0)$  соответственно.

При увеличении амплитуды рабочего напряжения происходит не только увеличение площади эллипса, но и его поворот против часовой стрелки. Если трактовать тангенс угла наклона большой полуоси эллипса к оси абсцисс (рис. 1) как емкость, то из этого следует, что емкость увеличивается с ростом  $U_{\max}$ . При  $U_{\max} \leq U_0$  эта расчетная емкость совпадает с геометрической емкостью  $C_0$ .

В исследованиях коронного разряда петлеобразная вольт-кулоновая характеристика характеризовалась парой параметров, наиболее распространенные из которых следующие:

а) статическая емкость  $C_{ст}$  и динамическая емкость  $\frac{\partial C}{\partial u}$  [Л. 5];

б) радиус короны  $\rho(u)$  и его производная по напряжению  $\frac{\partial \rho}{\partial u}$  [Л. 5];

в) добавочная утечка  $\Delta G(U)$  и добавочная емкость  $\Delta C(U)$  [Л. 1].

Поскольку закон изменения напряжения во времени гармонический 50 Гц, то дифференцирование по напряжению эквивалентно дифференцированию по времени:  $\frac{\partial f}{\partial u} = \frac{\partial f}{\partial t} \frac{dt}{du}$ , где

$\frac{du}{dt}$  — заранее известная функция. Следовательно, аналогично варианту (б) можно ввести пару параметров:

г) радиус короны  $\rho(t)$  и его производная по времени  $v(t) = \frac{\partial \rho(t)}{\partial t}$ .

Первый из этих параметров интерпретируем как «радиус короны», тогда второй является скоростью изменения радиуса короны во времени.

Таким образом, предлагаемую модель короны можно сформулировать следующим образом: *коронирующий провод заменяется на провод пульсирующего радиуса  $\rho(t)$  с конечной скоростью пульсации  $v(t)$* . Связь пульсирующего радиуса  $\rho(t)$  с периодически меняющейся емкостью  $C(t)$  (4) позволяет сформулировать предложенную модель короны в терминах электромагнитного поля линии электропередачи: напряженность электрического поля коронирующего провода заменяется на напряженность электростатического поля пульсирующего провода без короны.

Упрощенная модель коронного разряда многопроводной линии. Пусть  $n$  — число проводов и тросов линии, а мгновенные напряжения и токи  $k$ -го провода,  $k=1, 2, \dots, n$ , в точке  $x$  в момент  $t$  обозначены через  $u_k(x, t)$ ,  $i_k(x, t)$ . Вектор-функции размерности  $n$

$$u(x, t) = \begin{pmatrix} u_1(x, t) \\ u_2(x, t) \\ \vdots \\ u_n(x, t) \end{pmatrix}, \quad i(x, t) = \begin{pmatrix} i_1(x, t) \\ i_2(x, t) \\ \vdots \\ i_n(x, t) \end{pmatrix} \quad (7)$$

удовлетворяют матричным телеграфным уравнениям, обобщающим (1):

$$\begin{aligned} -\frac{\partial u(x, t)}{\partial x} &= Ri(x, t) + \frac{\partial [Li(x, t)]}{\partial t}; \\ -\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} &= G_0 u(x, t) + \frac{\partial [C_0 u(x, t)]}{\partial t}, \end{aligned} \quad (8)$$

где через  $R$ ,  $L$ ,  $G_0$ ,  $C_0$  обозначены  $(n \times n)$ -матрицы погонных активных сопротивлений, индуктивностей, утечек и емкостей.

Обычно полагают  $G_0=0$ . Вычисление матрицы  $C_0$  дано в приложении 1.

Если  $k$ -й провод линии электропередачи коронирует, то в соответствии с вышеизложенной методикой его геометрический радиус  $r_k$  заменяется на «пульсирующий» радиус короны  $\rho_k(x, t)$  с учетом скорости изменения этого радиуса  $v_k(x, t) = \frac{\partial \rho_k(x, t)}{\partial t}$ .

В результате такой замены во втором уравнении (8) матрица геометрических емкостей  $C_0$  заменится на матрицу-функцию  $C(x, t)$ , вычисленную в приложении 1, а матричные телеграфные уравнения примут вид:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{\partial u(x, t)}{\partial x} &= Ri(x, t) + L \frac{\partial i(x, t)}{\partial t}; \\ -\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} &= \left[ G_0 + \frac{\partial C(x, t)}{\partial t} \right] u(x, t) + \\ &+ \left[ C_0 + \frac{\partial C(x, t)}{\partial t} \Delta t \right] \frac{\partial u(x, t)}{\partial t}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Матричные уравнения (9) коронирующей линии отличаются от матричных уравнений (8) некоронирующей линии поправками к коэффициентам:

$$\Delta G(x, t) = \frac{\partial C(x, t)}{\partial t}, \quad \Delta C(x, t) = \frac{\partial C(x, t)}{\partial t} \Delta t, \quad (10)$$

аналогичными поправками (5), выведенным для линии провод — земля. Поправка  $\Delta G(x, t)$  пропорциональна скорости изменения радиуса короны  $k$ -го провода  $v_k(x, t)$ , а поправка  $\Delta C(x, t)$  пропорциональна приращению радиуса короны  $k$ -го провода за время от начального момента коронирования. Поскольку радиус короны  $\rho_k(x, t)$  и скорость его изменения  $v_k(x, t)$  однозначно определяются вольт-кулоновой характеристикой коронного разряда  $k$ -го провода, то аналогичное верно и для поправок (10), отличающих параметры коронирующей линии электропередачи от таких же для некоронирующей линии. Вольт-кулоновые характеристики коронного разряда линий электропередачи приведены, например, в [Л. 4 и 6].

Из выражений (10) для поправок видно, что определяющую роль играет производная  $\frac{\partial C(x, t)}{\partial t}$  матрицы погонных емкостей линии электропередачи, учитывающей как заряды проводов, так и объемный заряд короны. В приложении 1 найдены все элементы этой матричной производной, причем оказалось, что они пропорциональны произведениям пар элементов матрицы  $C_0$  геометрических емкостей линии.

Активный и реактивный эффекты коронного разряда многопроводной линии электропередачи. Дополнительные потери активной мощности, вызываемые коронированием проводов линии электропередачи в нормальном режиме ее работы, составляют активный эффект короны и рассчитываются с использованием поправки  $\Delta G$ , введенной в [Л. 1] для линии провод — земля. Матричная поправка  $\Delta G(x, t)$  (10) позволяет аналогичным образом вычислить потери активной мощности на корону для многопроводной линии электропередачи.

Рассмотрим отрезок  $(x, x+\Delta x)$  многопроводной линии, у которой коронирует  $k$ -й провод. Потери активной мощности на коронирование учтем тем, что зашунтируем этот отрезок на землю с помощью  $(n+1)$ -полюсника, составленного из активных сопротивлений и имеющего матрицу входных сопротивлений, равную  $[\Delta x \Delta G(x, t)]^{-1}$ . Этот способ при  $n=1$  сводится к предложенному в [Л. 1]. Воспользуемся методикой расчета активной мощности, которая выделяется в элементах многополюсника, подключенного к проводам линии и земле [Л. 7]. Если первая из вектор-функций (7) дает мгновенные напряжения проводов относительно земли и  $\Delta G(x, t) \Delta x$  есть матрица входных проводимостей шунтирующего многополюсника, то активная мощность потерь коронирования на единичной длине многопроводной линии электропередачи

$$P_{\Pi}(x, t) = (u_1(x, t), u_2(x, t), \dots, u_n(x, t)) \times \\ \times \Delta G(x, t) \begin{pmatrix} u_1(x, t) \\ u_2(x, t) \\ \vdots \\ u_n(x, t) \end{pmatrix}. \quad (11)$$

После перемножения матрицы  $\frac{\partial C(x, t)}{\partial t}$  на векторы напряжений выражение (11) примет вид:

$$P_n(x, t) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \frac{v_k(x, t)}{\rho_k(x, t)} \left[ \sum_{m=1}^n c_{kmlm}(x, t) \right]^2. \quad (12)$$

В частном случае однопроводной коронирующей линии ( $n=k=1$ ) формула (12) упрощается:

$$P_n(x, t) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \frac{v(x, t)}{\rho(x, t)} C_0 u^2(x, t). \quad (13)$$

Отношение  $\frac{v(x, t)}{\rho(x, t)}$  зависит от  $U_0$  и  $U_{\max}$ , так что интегрирование (13) по времени даст зависимость  $P_n(U)$  такого же вида, как и (6).

Зависимость погонных потерь  $P_n$  активной мощности на коронирование от геометрической емкости, напряжения и других характеристик, даваемая формулой (13), совпадает с полученной в [Л. 1] на основании результатов экспериментальных исследований. Формула (12) обобщает эти исследования на случай многопроводной линии электропередачи, что достигается заменой числа  $C_0 u(x, t)$  на сумму  $\sum_{m=1}^n c_{kmlm}(x, t)$ .

Частный случай такого обобщения известен и состоит в использовании формулы (13), где собственная емкость  $C_0$  коронирующего провода заменяется на его рабочую емкость  $C_{kk} = \frac{1}{2} (C_{kk}, k+1 + C_{kk}, k-1)$ .

Использование формулы (12) уточняет этот результат.

Реактивный эффект короны, состоящий в дополнительном сдвиге фазы между напряжением и  $l$ -й гармоникой тока коронирующего провода, рассчитывается с использованием поправки  $\Delta C(x, t)$  (10) позволяющей аналогичным образом вычислить реактивный эффект короны для многопроводной линии электропередачи, поскольку эти поправки различаются лишь числовым множителем  $\Delta t$ , который можно экспериментально находить для однопроводной линии, а затем получать матрицу  $\Delta C(x, t)$  умножением предварительно найденной из эксперимента матрицы  $\Delta G(x, t)$  на указанный множитель.

**Матричные телеграфные уравнения для напряжений и токов помех от короны.** Помехи от короны имеют спектр до десятков Мгц, причем каждая спектральная составляющая для простоты рассматривается отдельно. Для составляющей помехи частоты  $\omega$  распространение вдоль линии электропередачи описывается матричными телеграфными уравнениями установившегося режима, эквивалентными уравнениям (8):

$$\begin{aligned} -\frac{dU_\omega(x)}{dx} &= (R + j\omega L) I_\omega(x); \\ -\frac{dI_\omega(x)}{dx} &= (G_0 + j\omega C_0) U_\omega(x). \end{aligned} \quad (14)$$

Уравнения (14) должны быть дополнены условиями генерации помехи, которые существенно отличаются от условий генерации активной мощности на промышленной частоте.

Для промышленной частоты, при которой производится подсчет потерь активной мощности, источником электромагнитной энергии служит генератор, подключенный в начале ( $x=0$ ) или в конце линии ( $x=l$ ). Соответствующие граничные условия в матричном виде

$$U_\omega(0) = Z_0 I_\omega(0) - \mathcal{E}_0 \quad (15)$$

рассматриваются вместе с матричными телеграфными уравнениями;  $\omega_0$  соответствует частоте 50 Гц. Отличие от нуля вектора возмущений  $\mathcal{E}_0$  дает ненулевое решение  $U_\omega(x)$ ,  $I_\omega(x)$  получающейся граничной задачи (14) и (15). В случае двухстороннего питания линии электропередачи в конечной точке ставится возмущенное вектором  $\mathcal{E}_l$  граничное условие, аналогичное (15), а в случае одностороннего питания конечная точка является нагрузочной, и соответствующее граничное условие

$$U_\omega(l) = Z_n I_\omega(l) \quad (16)$$

не содержит возмущающего (свободного) члена, иными словами, однородно по  $U_\omega(l)$ ,  $I_\omega(l)$ .

Для высокой частоты, при которой рассчитываются помехи от короны, генерация помех в конечных точках линии электропередачи не принимается во внимание, так что граничные условия в конечных точках  $x=0$  и  $x=l$  имеют вид (16). Источниками помех являются статистически однородно распределенные по длине коронирующего провода стримеры положительной короны, каждый стример заменяется на многофазный генератор помехи частоты  $\omega$ , подключенный в точке горения стримера. Уравнение такого генератора будем искать в виде

$$\Delta I_\omega(x) = \Delta Y_\omega(x) U_\omega(x) + \Delta \mathcal{G}_\omega(x). \quad (17)$$

В случае невырожденной матрицы  $\Delta Y_\omega(x)$  от (17) можно перейти к уравнению вида (15), причем  $Z_g = (\Delta Y_\omega)^{-1}$ ;  $\mathcal{E}_g = -Z_g \Delta \mathcal{G}_\omega$ . В (17) приняты обозначения:  $\Delta Y_\omega(x)$  — малая (или нулевая) погонная внутренняя проводимость источника помехи в точке  $x$  на частоте  $\omega$ ;  $\Delta \mathcal{G}_\omega(x)$  — отнесенная к единице длины линии генерация тока помех на частоте  $\omega$  при коронировании  $k$ -го провода,  $\Delta I_\omega(x)$  — результирующий ток помехи на частоте  $\omega$ , созданный в проводах линии стримерами положительной короны  $k$ -го провода, горящими на отрезке единичной длины, включающем точку  $x$ . При  $\Delta Y_\omega(x) = 0$  имеем:  $\Delta I_\omega(x) = \Delta \mathcal{G}_\omega(x)$ .

С учетом сказанного матричные телеграфные уравнения, описывающие генерацию и распространение помех от короны на частоте  $\omega$ , можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{dU_\omega(x)}{dx} &= (R + j\omega L) I_\omega(x); \\ -\frac{dI_\omega(x)}{dx} &= [G_0 + j\omega C_0 + \Delta Y_\omega(x)] U_\omega(x) + \Delta \mathcal{G}_\omega(x). \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

**Применение упрощенной модели короны к расчету помех коронированию.** Объемный заряд коронирующего провода состоит из тяжелых ионов, дрейф которых в электрическом поле проводов линии электропередачи является основной причиной, обуславливающей потери при коронировании; он учитывается введением медленно «пульсирующего» радиуса короны  $\rho_k(t)$ . Скорость перемещения объемного заряда не имеет высокочастотных составляющих, поэтому поле объемного заряда не создает помех.

Стримеры местной короны на проводе положительной полярности, создающие помехи в диапазоне высоких и радиочастот, существуют очень короткий отрезок времени, в течение которого медленно дрейфующие тяжелые ионы объемного заряда можно считать неподвижными. Так как скорость движения головки стримера очень велика по сравнению со скоростью дрейфа, то за время горения стримера можно приравнять нулю как приращение радиуса короны, так и скорость изменения радиуса короны, вызванные дрейфом тяжелых ионов.

Искажение электрического поля помех высокой частоты  $\omega$  стримером в точке  $x$  вызвано высокой проводимостью в канале стримера, причем движение его головки осуществляется вынос высокочастотного потенциала с провода в окружающее пространство. Из-за очень большой скважности стримеров как на временной оси, так и на длине коронирующего провода, можно ожидать, что результирующее искажение высокочастотного электрического поля всеми стримерами линии электропередачи будет весьма малым.

Пусть, в отличие от предыдущего рассмотрения,  $u(x, t)$ ,  $i(x, t)$  (7) суть мгновенные напряжения и токи помех в проводах коронирующей линии электропередачи, а (1) — матричные телеграфные уравнения для помех при отсутствии стримера в точке  $x$  в момент  $t$ . Поскольку квазистатическое рассмотрение помех допустимо, то матрица  $C_0$  погонных емкостей определяется так же, как и в случае электромагнитных колебаний промышленной частоты (приложение 1).

Искажение поля помех стримером в точке  $x$  в момент  $t$  учитывается переходом в матричных телеграфных уравнениях помехи (1) от геометрической погонной емкости  $C_0$  к матрице-функции  $C(x, t)$ . Этому соответствует замена геометрического радиуса  $r_k$  коронирующего провода на изменяющийся во времени и по длине провода эквивалентный радиус  $\rho_k(x, t)$  стри-

мерной короны, причем скорость изменения этого радиуса  $v_k(x, t) = \frac{dr_k}{dt}$  определяется скоростью головки стримера и на три — четыре порядка выше, чем в рассмотренном случае движения тяжелых ионов, составляющих объемный заряд короны. Напротив, длительность процесса «пульсирования» радиуса  $r_k(x, t)$  ограничена временем горения стримера и на столько же порядков меньше длительности медленного пульсирования радиуса короны, рассмотренного выше в связи с потерями активной мощности на коронирование.

С учетом указанных различий сохраняется изложенный в приложении 1 ход вычисления матричной производной  $\frac{\partial C(x, t)}{\partial t}$ ,

а формулы (10) дают при использовании этой производной поправки  $\Delta G(x, t)$  и  $\Delta C(x, t)$  к высокочастотным параметрам линии электропередачи, учитывающие стримерную корону на  $k$ -м проводе. Если в соответствии с традиционным рассмотрением предположить гармонический закон изменения во времени для напряжений помех на проводах, то можно выполнить преобразование Фурье поправок (10) и получить поправки  $\Delta G_\omega(x)$ ,  $\Delta C_\omega(x)$  к погонным параметрам  $R + j\omega L$ ,  $G_0 + j\omega C_0$  на частоте колебаний помехи  $\omega$ , являющиеся коэффициентами матричных телеграфных уравнений (14) линии без стримеров. Внесение этих поправок в (14) приводит телеграфные уравнения помехи к виду (18), следовательно, выражение для матрицы  $\Delta Y_\omega(x)$ , использованной в (17) и (18) имеет вид:

$$\Delta Y_\omega(x) = \Delta G_\omega(x) + j\omega \Delta C_\omega(x). \quad (19)$$

**Уравнение многофазного генератора помехи.** Степень шунтирования проводов линии электропередачи между собой и на землю, соответствующая введению дополнительной проводимости (19) в матричные телеграфные уравнения (18) и учитывающая искажение поля высокочастотных помех стримером положительной короны на  $k$ -м проводе, определяется матричной производной  $\frac{\partial C(x, t)}{\partial t}$ .

В приложении 2 вычислены проводимости сосредоточенных элементов (двухполюсников), включение которых между проводами и землей эквивалентно введению дополнительной проводимости  $\Delta Y_\omega(x)$  (19). Совокупность таких двухполюсников образует схему замещения входного сопротивления источника высокочастотной помехи при коронировании  $k$ -го провода.

Если схема замещения входного сопротивления источника помехи подключена как  $(n+1)$ -полюсник к земле и всем проводам линии электропередачи, то по сосредоточенным элементам этой схемы потекут токи.

Если через  $\Delta j_\omega^{(m)}(x)$  обозначить суммарный ток помехи на частоте  $\omega$ , оттекающий от  $m$ -го провода по сосредоточенным элементам схемы замещения, то для вектор-функции  $\Delta J_\omega(x)$ , составленной из этих токов, можно записать выражение закона Ома:

$$\Delta J_\omega(x) = [\Delta G_\omega(x) + j\omega \Delta C_\omega(x)] U_\omega(x). \quad (20)$$

Очевидно, что оттягивающие токи пропорциональны напряжениям помехи частоты  $\omega$  на проводах линии электропередачи в точке  $x$  подключения схемы замещения.

Отметим, что из формулы (25) (приложение 1) следует вырожденность матрицы  $\Delta Y_\omega(x)$ , т. е. равенство нулю ее определителя, следовательно, переход от уравнения (17) для многофазного генератора помехи к уравнению вида (15) оказывается невозможным, поэтому многофазный генератор помехи от короны следует трактовать как генератор тока, независимо от того, конечно или бесконечно его внутреннее сопротивление. Интерпретация источника помехи как генератора тока, связанная с бесконечным внутренним сопротивлением этого источника, принята в [Л. 8—14]. Более точная интерпретация, следующая из упрощенной модели коронного разряда, состоит в том, что вырожденность матрицы  $\Delta Y_\omega(x)$  (19), а не равенство ее нулевой матрице, определяет источник помехи как генератор тока.

Возмущающий член  $\Delta \mathcal{G}_\omega(x)$  матричного уравнения генератора помехи (17) был введен в [Л. 14] на основе уравнения неразрывности электромагнитного поля помехи, причем установлено, что равны нулю все элементы вектор-функции  $\Delta \mathcal{G}_\omega(x)$ , кроме соответствующего  $k$ -му коронирующему проводу. Единственный ненулевой элемент вектор-функции  $\Delta \mathcal{G}_\omega(x)$  трактуется как сторонний ток, возбуждающий электромагнитное поле помех коронирующей линии электропередачи.

Ограниченность рассмотрения [Л. 14] состоит в неучете неоднородностей линии электропередачи, как связанных с конструкцией линии, так и порожденных коронным разрядом на ее проводах. При таком рассмотрении входное сопротивление линии электропередачи равно ее волновому сопротивлению:  $U_\omega(x) = W_\omega I_\omega(x)$ , и с учетом этого соотношения второе уравнение (18) приводится к виду:

$$-\frac{dI_\omega(x)}{dx} = \Gamma_\omega I_\omega(x) + \Delta \mathcal{G}_\omega(x), \quad (21)$$

где

$$\Gamma_\omega = \sqrt{(G_0 + j\omega C_0)(R + j\omega L)}, \quad W = \Gamma(G_0 + j\omega C_0)^{-1}.$$

Уравнение (21) совпадает с рассмотренным в [Л. 14] и является частным случаем, к которому сводятся результаты настоящей работы при  $\Delta Y_\omega(x) \equiv 0$ . Если учесть очень большую скважность стримеров как на временной оси, так и вдоль коронирующего провода, то поправочная матрица-функция  $\Delta Y_\omega(x)$  (19) окажется весьма малой, так что допустимо приравнять ее нулевой.

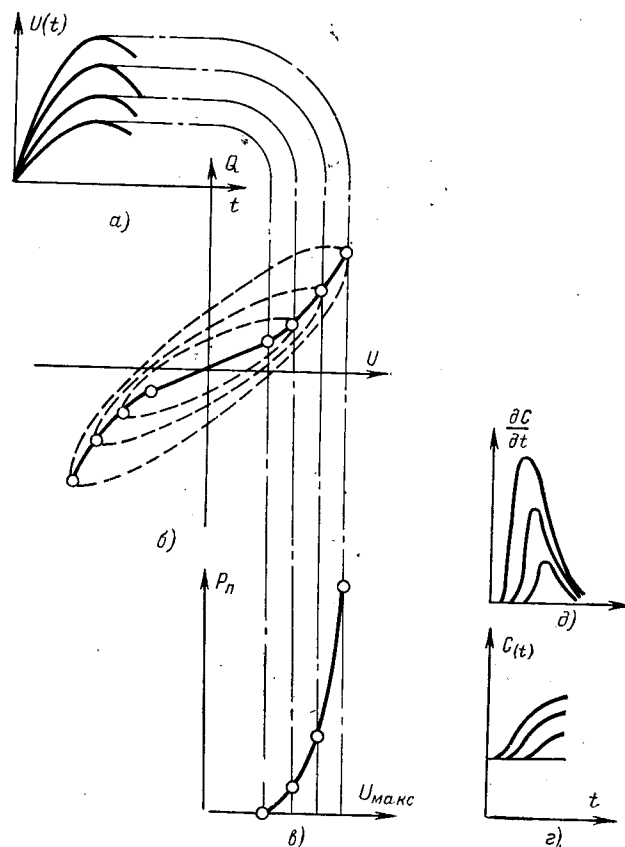


Рис. 1. Семейство вольт-кулоновых характеристик короны на линии провод—земля.

$a$  — зависимость потерь коронирования от амплитуды рабочего напряжения;  $b$  — построение ломаной линии, дающей геометрическое место точек — концов большой полуоси эллиптических вольт-кулоновых характеристик;  $c$  — гармонический закон рабочего напряжения коронирующего провода;  $d$  — зависимость результирующей емкости коронирующего провода, построенная приближенно по ломаной линии рис. 1,  $b$ ;  $d$  — зависимость производной результирующей емкости.

Первичные и вторичные токи помех от короны. Уравнению (17) многофазного генератора помех от короны можно дать простую и наглядную интерпретацию.

Конвективный ток. стримера на проводе положительной полярности составляет первичный ток помехи, оттекающий от коронирующего провода и порождающий единственный ненулевой элемент возмущающего вектора  $\Delta \mathcal{G}_\omega(x)$ .

Движение головки стримера в электрическом поле помех многопроводной линии порождает вторичное явление — вынос высокочастотного потенциала с коронирующего провода в окружающее пространство, т. е. искажение электрического поля помех линии. Это вторичное явление проявляется в возникновении токов (20), оттекающих от проводов линии электропередачи по сосредоточенным проводимостям схемы замещения входного сопротивления  $[\Delta Y_\omega(x)]^{-1}$  (19) источника помехи. Токи (20) интерпретируются как вторичные токи помех от короны, и они отличны от нуля на всех проводах и тросах линии электропередачи. Для вторичных токов помехи справедлива формула Адамса (31).

В [Л. 14] расчет помех производился при неучете вторичных токов помех. Напротив, в [Л. 8—13] исключены из расчета первичные токи помех, для которых формула Адамса неприменима, причем не учтена зависимость (20) наведенных (вторичных) токов помехи от высокочастотных напряжений проводов коронирующей линии электропередачи.

Результатирующий ток, генерируемый источником помехи, равен сумме первичного и вторичного токов. Если вместо вторичного тока (20) ввести поправку (19) в матричные телеграфные уравнения (18), то достаточно рассматривать только первичный ток  $\Delta \mathcal{G}_\omega(x)$  помехи от короны. Внесенная поправка  $\Delta Y_\omega(x)$  к погонным параметрам  $G_0$ .  $C_0$  некоронирующей линии электропередачи учитывает стримеры коронирующего провода и по причине высокой скважности стримеров мала, поэтому в инженерных расчетах может не учитываться. Следовательно, для практических расчетов помех можно рекомендовать матричные телеграфные уравнения помехи (18), в которых принято  $\Delta Y_\omega(x) \equiv 0$ , т. е. учтены лишь первичные токи помех от коронирования.

Приложение 1. Матрица  $C(t)$  погонных емкостей многопроводной коронирующей линии электропередачи. Пусть  $h_k$  и  $r_k$  — высота над землей и радиус  $k$ -го провода,  $b_{km}$  — расстояние между проекциями  $k$ -го и  $m$ -го проводов на поверхности земли. По этим геометрическим характеристикам строится матрица  $A = \{a_{km}\}$  потенциальных коэффициентов:

$$\left. \begin{aligned} a_{km} &= \ln \sqrt{\frac{(h_k + h_m)^2 + b_{km}^2}{(h_k - h_m)^2 + b_{km}^2}}, \quad k \neq m; \\ k &= 1, 2, \dots, n; \\ a_{kk} &= \ln \frac{2h_k}{r_k}, \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

и через обратную матрицу  $A^{-1}$  выражается матрица  $C_0 = \{c_{km}\}$  геометрических емкостей

$$C_0 = 2\pi\epsilon_0 A^{-1}. \quad (23)$$

В соответствии с упрощенной моделью короны коронирование  $k$ -го провода учитывается заменой его геометрического

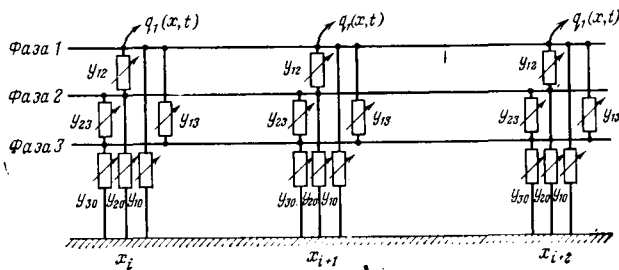


Рис. 2. Схема замещения трехпроводной коронирующей линии при короне на первом проводе.

$g_1(x, t)$  — единственный ненулевой элемент вектор-функции  $\Delta \mathcal{G}_\omega(x)$  генерации помех, соответствующей коронированию первого провода;  $y_{10}(x)$ ,  $y_{20}(x)$ ,  $y_{30}(x)$  — проводимости, вычисленные по формуле (27) и включенные в схему замещения между проводами и землей;  $k=1$ ;  $m=1, 2, 3$ ;  $y_{12}(x)$ ,  $y_{23}(x)$ ,  $y_{13}(x)$  — проводимости, вычисленные по формуле (28) и включенные в схему замещения между проводами линии;  $k=1$ ;  $m, p=1, 2, 3$ ;  $m \neq p$ .

радиуса  $r_k$  на «пульсирующий» радиус  $\rho_k(t)$ . Разница  $\rho_k(t) - r_k$  мала по сравнению с величинами  $h_k$ ,  $b_{km}$ ,  $m \neq k$ , поэтому из потенциальных коэффициентов (22) во времени меняется только собственный потенциальный коэффициент  $a_{kk}$ :

$$\frac{\partial a_{kk}(x, t)}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial t} \ln \frac{2h_k}{\rho_k(x, t)} = - \frac{1}{\rho_k(x, t)} \frac{\partial \rho_k(x, t)}{\partial t}.$$

Следовательно, матрица  $\partial A / \partial t$  имеет единственный ненулевой элемент:

$$\frac{\partial A(x, t)}{\partial t} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & -\frac{1}{\rho_k} \frac{\partial \rho_k}{\partial t} & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

С использованием матричной формулы

$$\frac{\partial A^{-1}(x, t)}{\partial t} = -A^{-1}(x, t) \frac{\partial A(x, t)}{\partial t} A^{-1}(x, t)$$

и формулы (23) вычисление производной  $\partial C / \partial t$  дает результат:

$$\frac{\partial C(x, t)}{\partial t} = \frac{-1}{2\pi\epsilon_0} C(x, t) \frac{\partial A(x, t)}{\partial t} C(x, t). \quad (24)$$

Выполнив перемножение матриц в правой части равенства (24), получим элементы матрицы  $\frac{\partial C(x, t)}{\partial t}$ , которая равна поправке  $\Delta G(x, t)$  в (10)

$$\frac{\partial C(x, t)}{\partial t} = \begin{bmatrix} c_{1k}c_{k1} & c_{1k}c_{k2} & \dots & c_{1k}c_{kn} & \dots & c_{1k}c_{kn} \\ c_{2k}c_{k1} & c_{2k}c_{k2} & \dots & c_{2k}c_{kn} & \dots & c_{2k}c_{kn} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ c_{nk}c_{k1} & c_{nk}c_{k2} & \dots & c_{nk}c_{kn} & \dots & c_{nk}c_{kn} \end{bmatrix} = \frac{v_k(x, t)}{2\pi\epsilon_0 \rho_k(x, t)} \quad (25)$$

Если  $t_0$  — начальный момент коронного разряда, то обозначаем  $\Delta t = t - t_0$  и выписываем два члена матричного ряда Тейлора для функции  $C(x, t)$ :

$$C(x, t) = C_0 + \frac{\partial C(x, t)}{\partial t} \Delta t. \quad (26)$$

Приложение 2. Сосредоточенные двухполюсники схемы замещения источника помехи. Метод, развитый в [Л. 7], позволяет по матрице  $\Delta Y_\omega(x)$  (19) входных проводимостей многофазного источника помехи на частоте  $\omega$  построить схему замещения, составленную из сосредоточенных двухполюсников, которые включаются между проводами и между землей и проводами. Суммируем все элементы  $m$ -й строки матрицы (19), причем используем (10) и поэлементную запись (25) матричной производной  $\frac{\partial C(x, t)}{\partial t}$ .

В результате получаем проводимость двухполюсника, включенного в схему замещения между  $m$ -м проводом и землей:

$$\Delta y_{m0}(x) = \frac{v_k(x) + \Delta \rho_k(x) j\omega}{2\pi\epsilon_0 \rho_k(x)} (c_{mk}c_{k1} + c_{mk}c_{k2} + \dots + c_{mk}c_{kn}), \quad m = 1, 2, \dots, n. \quad (27)$$

Проводимость двухполюсника, включенного в схему замещения между  $m$ -м и  $p$ -м проводами, получается в соответствии с методикой [Л. 6], равной элементу матрицы  $\Delta Y_\omega(x)$

(19), стоящему на пересечении  $m$ -й строки и  $p$ -го столбца, умноженному на  $-1$ ,

$$\Delta y_{mp}(x) = -\frac{v_k(x) + \Delta p_k(x) j\omega}{2\pi\epsilon_0 p_k(x)} c_{mk} c_{kp}, \quad m \neq p; m, p = 1, 2, \dots, n. \quad (28)$$

Совокупность (рис. 2) всех двухполюсников с проводимостями (27), (28),  $m, p = 1, 2, \dots, n$  образует схему  $(n+1)$ -полюсника, входная проводимость которого равна матрице  $\Delta G_\omega(x) + j\omega \Delta C_\omega(x) = \Delta Y_\omega(x)$  (19). Таким образом, построенный  $(n+1)$ -полюсник замещает внутреннюю проводимость источника помехи в точке  $x$ .

Если  $m=k$  ( $m$ -й провод коронирует), то  $c_{mk} > 0$ , поэтому из (27) и (28) следует, что корона увеличивает проводимости коронирующего провода на землю и на остальные провода. Если  $m \neq k$  ( $m$ -й провод не коронирует), то из отрицательности частных емкостей  $c_{mk}, c_{kp}$  следует, что корона уменьшает проводимости некоронирующего провода на землю и на остальные некоронирующие провода.

Выполняя умножение матрицы (19) на вектор  $U_\omega(x)$  в (20), получим выражения для вектора вторичных токов помехи от короны:

$$\Delta J_\omega(x) = \frac{v_k(x) + \Delta p_k(x) j\omega}{2\pi\epsilon_0 p_k(x)} \begin{bmatrix} c_{1k} \sum_{p=1}^n c_{kp} \dot{U}_p(x) \\ c_{2k} \sum_{p=1}^n c_{kp} \dot{U}_p(x) \\ \vdots \\ c_{nk} \sum_{p=1}^n c_{kp} \dot{U}_p(x) \end{bmatrix} \quad (29)$$

и его элементов

$$\Delta j_\omega^{(m)}(x) = \frac{v_k(x) + \Delta p_k(x) j\omega}{2\pi\epsilon_0 p_k(x)} c_{mk} \sum_{p=1}^n c_{kp} \dot{U}_p(x). \quad (30)$$

Из выражения (30) следует справедливость соотношений:

$$\frac{\Delta j_m(x, t)}{\Delta j_k(x, t)} \equiv \frac{\Delta j_\omega^{(m)}(x)}{\Delta j_\omega^{(k)}(x)} \equiv \frac{c_{km}}{c_{kk}}, \quad m = 1, 2, \dots, n, \quad (31)$$

которые выполняются тождественно для любого момента и любой точки  $x$  коронирования. Соотношения (31) предложены в [Л. 10] для идеализированной модели источника помехи с бесконечно большим внутренним сопротивлением. В данной статье они обоснованы для реального случая, когда источник помехи имеет конечное внутреннее сопротивление и учитывают вторичные токи помехи от короны.

**Приложение 3. Теорема взаимности и теорема Шокли — Рамо в расчете помех.** Для многопроводной линии электропередачи свойство взаимности состоит в симметрии матриц  $R, L, G, C$ , являющихся коэффициентами телеграфных уравнений (8) и (9). При установившемся режиме частоты  $\omega$  свойство взаимности многопроводной линии эквивалентным образом формулируется как симметрия матрицы входного сопротивления (входной проводимости) в любой точке  $x$  линии.

Коронирование  $k$ -го провода линии не нарушает свойства ее взаимности, так как из симметрии матрицы  $C_0$  (23) геометрических емкостей вытекает симметрия матричной производной  $\frac{\partial C(x, t)}{\partial t}$  (24) и (25) и тем самым симметрия поправок (10)

к погонным параметрам некоронирующей линии, учитывающих стримерную корону. Аналогично симметричной оказывается матрица  $\Delta Y_\omega(x)$  (19) входных проводимостей многофазного генератора помехи на частоте  $\omega$ .

В силу матричной теоремы Тевенена матрица-функция входной проводимости многопроводной линии, возмущенной токами генерации  $\Delta \mathcal{G}_\omega(x)$ , определяется независимо от возмущения  $\Delta \mathcal{G}_\omega(x)$ , т. е. для пассивной линии [Л. 15]. Поэтому

совпадут матрицы-функции входной проводимости для двух опытов на линии, отличающихся лишь возбуждением и не отличающихся проводимостями, распределенными или сосредоточенными.

Пусть измерение в точке  $x$  даст для напряжений и токов векторы  $U_\omega^{(1)}(x), I_\omega^{(1)}(x)$  в первом опыте и векторы  $U_\omega^{(2)}(x), I_\omega^{(2)}(x)$  во втором опыте. Тогда справедлива формула взаимности:

$$[U_\omega^{(1)}(x)]_\tau [I_\omega^{(2)}(x)] - [U_\omega^{(2)}(x)]_\tau [I_\omega^{(1)}(x)] = 0, \quad (32)$$

где индекс  $\tau$  означает транспозицию вектор-столбца в вектор-строку. Электростатическая теорема взаимности для  $n$  проводников выражается аналогичной (32) формулой Грина [Л. 16]:

$$\sum_{m=1}^n (q_m^{(1)} \varphi_m^{(2)} - q_m^{(2)} \varphi_m^{(1)}) \equiv Q^{(1)} \Phi_\tau^{(2)} - Q^{(2)} \Phi_\tau^{(1)} = 0, \quad (33)$$

где векторы  $Q^{(i)} = (q_1, q_2, \dots, q_n)$ ,  $\Phi^{(i)} = (\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n)$ ,  $i = 1, 2$  дают заряды и потенциалы проводников в  $i$ -м опыте, причем оба опыта различаются лишь способом наведения зарядов (возбуждения электрического поля), но не проводимостями — собственными и взаимными — проводников системы.

Применение в расчетах помех теоремы взаимности (33) связано в работе [Л. 8] и последовавших работах [Л. 12 и 17] с отмеченной в [Л. 14] некорректностью: один из опытов проводится для изолированных проводов линии электропередачи, другой опыт — для накоротко заземленных проводов. Эти два опыта не взаимны, и для них равенство (33) нарушается. Между тем выводы [Л. 8 и 17] эквивалентны сохранению равенства (33) для невзаимных опытов.

Теорема Шокли-Рамо есть следствие электростатической теоремы взаимности (33) для системы накоротко заземленных проводников, в которой ставятся два опыта [Л. 16]: возбуждение системы источником э. д. с.  $+1$ , включенным в расщелку заземляющего шлейфа  $m$ -го проводника (1-й опыт) и возбуждение системы зарядом  $q$ , движущимся со скоростью  $v$  (2-й опыт). Теорема Шокли — Рамо определяет ток в заземляющем шлейфе  $m$ -го проводника при втором опыте возбуждения:

$$i_m = -\vec{E} \vec{v} q, \quad (34)$$

где  $\vec{E}$  — вектор напряженности электрического поля первого опыта возбуждения в точке движения заряда  $q$ .

В [Л. 12 и 13] с 1-м опытом сравнивается не рассмотренный в [Л. 16] 2-й опыт, а отличный от него опыт движения заряда  $q$  в системе изолированных проводов линии электропередачи, моделирующий конвективный ток коронного разряда. Такой опыт не взаимен с 1-м опытом, так что для этой пары опытов равенство (33) нарушается, а применение теоремы Шокли — Рамо к расчету помех в [Л. 12 и 13] связано с некорректностью.

Целью применения теоремы Шокли — Рамо в [Л. 12 и 13] является построение функциональной схемы замещения источника помехи от короны. Эта схема предложена в [Л. 10] в виде черного ящика с  $n+1$  выводами, подключенными ко всем проводам и земле, с бесконечным внутренним сопротивлением между любой парой выводов. Функция такого черного ящика состоит в распределении тока короны, вытекающего из  $k$ -го коронирующего провода, в соответствии с формулой Адамса (31) между землей и остальными проводами.

Подобное распределение токов может быть осуществлено только многополюсником с конечными внутренними сопротивлениями (27) и (28), а сами распределяемые токи являются вторичными токами коронного разряда.

**Вывод.** Потери активной мощности на коронирование, реактивный эффект короны и генерация помех в высокочастотном и радиочастотном диапазонах суть следствия единого процесса коронного разряда. Предложенная в статье упрощенная модель коронного разряда дает единый методический подход к различным эффектам коронного разряда. Проверка правильности этой модели произведена путем сопоставления с известными результатами по активным потерям на корону. Выведенные формулы расчета активных потерь либо совпадают с известными (линия провод — земля), либо дают их уточнение.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Богданова Н. Б., Попков В. И. К вопросу об определении параметров схемы замещения коронирующей линии. — «Изв. АН СССР. ОН», 1951, № 3, с. 381—388.
2. Богданова Н. Б. Спектральный состав тока короны на проводах. — «Изв. АН СССР. ОН», 1958, № 11, с. 86—88.
3. Левитов В. И., Попков В. И. О реактивном эффекте короны переменного тока. — «Электричество», 1956, № 7, с. 24—29.
4. Левитов В. И. Корона переменного тока. М., «Энергия», 1969, 272 с.
5. Разевиг Д. В. Атмосферные перенапряжения на линиях электропередачи. М., «Энергия», 1959, 216 с.
6. Александров Г. Н. Коронный разряд на линиях электропередачи. М. — Л., «Энергия», 1964.
7. Захар-Иткин М. Х. О мощности, распространяющейся по проводам линий электропередачи. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1971, № 12, с. 1279—1285.
8. Adams G. E. The calculation of the radio interference level of transmission lines caused by corona discharge. — «Trans. AIEE», PAS, 1956, v. 24, p. 411—419.
9. Adams G. E. An analysis of the radio interference characteristics of bundled conductors. — «Trans. AIEE», PAS, 1957, v. 25, p. 1569—1584.
10. Adams G. E. Wave propagation along unbalanced high-voltage transmission lines. — «Trans. AIEE», PAS, 1959, v. 43, p. 639—646.
11. Pfaler C. E. Die vorausberechnung der von Hochspannungseleitungen verursachen hochfrequenten Störungen. — «ETZ», 1964, Bd. 85, H. 9, S. 261—266.
12. Перельман Л. С. Методика расчета радиопомех от короны на проводах линий электропередачи. — «Электричество», 1964, № 10, с. 57—62.
13. Перельман Л. С. Методика расчета высокочастотных помех от короны каналам связи на длинных линиях электропередачи. — В сб.: Автоматизация управления электрическими системами и объектами. М., «Наука», 1968, с. 38—46.
14. Захар-Иткин М. Х. Метод расчета высокочастотных помех на проводах коронирующих линий электропередачи. — «Электричество», 1971, № 7, с. 49—53.
15. Захар-Иткин М. Х. Неустановившиеся решения матричных телеграфных уравнений. — «Успехи математических наук», 1971, вып. 6, т. 25, с. 243—244.
16. Герштейн Г. М. Некоторые вопросы взаимодействия заряженных частиц с электрическим полем. Саратовский Гос. ун-т, 1960.
17. Перельман Л. С., Сохранский А. С. Высокочастотные токи в проводах линий электропередачи, вызванные коронным разрядом. — «Изв. НИИПТ», 1971, № 17.

[5.3.1974]



УДК 621.318.3.001.24

## Синтез электромагнитов, предназначенных для возбуждения вибрации

Канд. физ.-мат. наук ХОДЖАЕВ К. Ш.

Ленинград

В связи с применением электромагнитов переменного тока, предназначенных для возбуждения вибраций, возникает задача анализа, т. е. определение колебаний, потоков и токов по известным параметрам системы, и задача синтеза, т. е. определение параметров электромагнита, обеспечивающих требуемые вибрации данной колебательной системы. Вследствие зависимости индуктивности от перемещений для решения данных задач требуется интегрировать систему нелинейных дифференциальных уравнений относительно токов (или потоков) и механических координат. Для случая, когда активное сопротивление первичной обмотки мало по сравнению с характерным индуктивным сопротивлением, это выполнимо с помощью метода Пуанкаре [Л. 1].

Ниже для практически наиболее часто встречающегося случая излагается методика синтеза. Рассматриваются электромагниты с обмоткой подмагничивания, с питанием через выпрямитель, электромагниты, выполненные по дифференциальной схеме, и реактивные. За критерий оптимальности принимается площадь сечения магнитопровода, поэтому в результате расчета определяются параметры электромагнита, развивающего необходимые усилия при минимальной площади сечения. Сделаны также замечания о синтезе при других условиях оптимальности.

Расчет цепи подмагничивания проводится отдельно от остальных расчетов, поэтому приведены лишь замечания о его выполнении для частных случаев. В других случаях, в том числе для наиболее

перспективных схем с тиристорами, данный расчет также выполняется без учета колебаний и в этом смысле не специфичен для электромагнитов.

Наиболее подробное описание различных электромагнитов для возбуждения вибраций и указания по их расчету и конструированию содержатся в [Л. 2]. Без предположения о малости активного сопротивления первичной цепи результирующие соотношения существенно усложняются даже при использовании специальных приближенных приемов (см., например, [Л. 3]).

**Исходные данные для синтеза.** Исходные данные перечисляются далее для наиболее широко распространенных двухмассных вибрационных устройств (рис. 1), но последующая методика синтеза пригодна и для двухмассных устройств, требующих другой схематизации, а также для многомассных устройств, при этом величины  $k_0$ ,  $k_1$ ,  $\psi_1$  и  $Q_1$  должны быть вычислены иначе.

Перед расчетом электромагнита должны быть известны: необходимая амплитуда вибраций рабочего органа  $a$  (мм), активная (т. е. включающая рабочий орган) и реактивная массы  $m_1$  и  $m_2$  (кг), частота питающего напряжения  $f$  (Гц), коэффициент расстройки  $z$  и логарифмический декремент колебаний  $\delta$ . Их значение определяют исходя из свойств транспортируемого или обрабатываемого

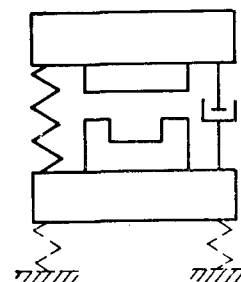


Рис. 1.



мого материала, производительности машины и т. д. Значения  $m_1$  и  $m_2$  зависят от пока не известных масс электромагнита и деталей, размеры которых зависят от размеров магнита. Соответствующими значениями масс следует задаться, принимая, например, для горно-обогатительных машин массу корпуса вибратора 0,2—0,3, а массу сердечника и скрепленных с ним деталей 0,1—0,15 массы машины.

Перечисленные величины связаны с круговой частотой  $\omega_0$  (рад/сек) свободных колебаний системы без трения, приведенной массой  $m$  и жесткостью упругой системы  $c$  (н/м) соотношениями:

$$z = \frac{2\pi f}{\omega_0} = \frac{\omega}{\omega_0}; \quad m = \frac{m_1 m_2}{m_1 + m_2}; \quad c = \frac{m \omega^2}{z^2}. \quad (1)$$

По указанным данным следует найти коэффициенты влияния  $k_0$ ,  $k_1$  и фазовый сдвиг  $\psi_1$ :

$$\left. \begin{aligned} k_0 &= \frac{1}{c} = \frac{z^2}{m \omega^2}, \text{ м/н;} \\ k_1 &= [(c - m \omega^2)^2 + 4h^2 m^2 \omega^2]^{-\frac{1}{2}}, \text{ м/н;} \\ \psi_1 &= \arctg \frac{2h\omega}{\omega_0^2 - \omega^2}, \text{ рад.} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Здесь приведенный коэффициент трения  $h$  определяется через логарифмический декремент  $\delta$  по формуле:

$$h = \frac{\delta \omega_0}{\pi} \left(1 + \frac{\delta^2}{\pi^2}\right)^{-\frac{1}{2}} \approx 2\delta f_0, \text{ сек}^{-1}. \quad (4)$$

Эти величины имеют следующий физический смысл. Допустим, к сердечнику и якорю электромагнита приложены равные по значению и противоположные по направлению силы, гармонически изменяющиеся во времени с частотой  $\omega$ . Определим  $2\pi/\omega$  — периодические (чисто вынужденные) колебания системы под действием этих сил и найдем отношение амплитуды изменения расстояния между сердечником и якорем к амплитуде сил. Это отношение равно  $k_1$ , а угол сдвига фаз между колебаниями якоря или сердечника и силами равен  $\psi_1$ . Допустим теперь, что к сердечнику и якорю приложены постоянные во времени, противоположно направленные силы, тогда отношение изменения расстояния между сердечником и якорем к величине этих сил будет равно  $k_0$ .

Далее находим необходимую амплитуду 1-й гармоники электромагнитной силы:

$$Q_1 = 0,001 \left(1 + \frac{m_1}{m_2}\right) \frac{a}{k_1} = 0,001 \frac{\omega_1}{k_1}, \text{ н.} \quad (5)$$

Здесь  $\omega_1 = (1 + m_1/m_2)a$  — амплитуда 1-й гармоники изменения зазора электромагнита (изменение зазора равно также перемещению якоря относительно сердечника, отсчитываемому от положения при недеформированной пружине).

Соотношения для системы, состоящей из массы, связанной посредством пружины и демпфера с неподвижным основанием, находится из (1) — (5) при  $m_2 \rightarrow \infty$ .

Значения  $k_1$ ,  $Q_1$  и  $\psi_1$  зависят от трения, которое сильно меняется в зависимости от количества материала на рабочем органе, его свойств и конструк-

ции машины. Тем не менее  $k_1$  и  $Q_1$  определяются достаточно точно, так как  $z$  выбирается именно с учетом требования ослабить влияние трения и «стабилизировать» амплитуду при изменении нагрузки. Но для сдвига фаз  $\psi_1$  и, как следствие, для активной мощности вибратора фактически могут быть найдены лишь относительно широкие интервалы изменения.

Из величин, характеризующих механическую колебательную систему, в расчет электромагнита входят лишь  $k_0$ ,  $k_1$ ,  $\psi_1$  и  $Q_1$ . Их физический смысл, указанный выше, сохраняется [Л. 1] и для механических систем, отличных от показанных на рис. 1, поэтому для любой механически линейной [Л. 1] колебательной системы соотношения, аналогичные (2) — (5), могут быть составлены так.

Предположим, что все электрические цепи разомкнуты, а к сердечнику и якорю приложены силы  $P \cos \omega t$ , н, направленные по линии действия равнодействующей электромагнитных сил. Решим задачу об установившихся (чисто вынужденных) колебаниях системы под действием этих сил и запишем закон колебаний рабочего органа в виде  $P k_a \cos(\omega t - \psi_a)$ , а закон изменения расстояния между сердечником и якорем в виде  $P k_1 \cos(\omega t - \psi_1)$ . Этим определены  $k_1$  и  $\psi_1$ , а необходимая амплитуда силы  $Q_1 = 0,001 a/k_a$ . Далее следует статически приложить указанным образом две силы по 1 н и найти изменение зазора, равное  $k_0$ .

**Электромагнит с обмоткой подмагничивания.** Переменная э. д. с. питания в цепи первичной обмотки считается заданной. Возможны различные схемы цепи подмагничивания, т. е. цепи, подключаемой к зажимам 1, 2 обмотки подмагничивания (рис. 2).

**Основные допущения.** Активное сопротивление первичной цепи считается малым по сравнению с характерным индуктивным сопротивлением этой цепи. Такое предположение позволяет использовать метод Пуанкаре [Л. 1]. При этом необходимо учитывать малые члены в дифференциальных уравнениях, так как иначе нельзя однозначно найти большие, но в решении «удерживаются» только большие члены. Связанная с этим погрешность обычно меньше, чем погрешность при определении исходных механических параметров. Однако метод Пуанкаре позволяет вычислить при необходимости и поправки порядка отношения активного и индуктивного сопротивлений.

Не учитываются насыщение, потери в стали, рассеяние и величины, пропорциональные отношению зазора к геометрическим размерам полюса (например, «выпучивание» поля). Соответствующая погрешность также обычно меньше, чем погрешность при задании механических параметров. Возможно обобщение методики, позволяющее учесть перечисленные факторы. В частности, потери в стали учитываются

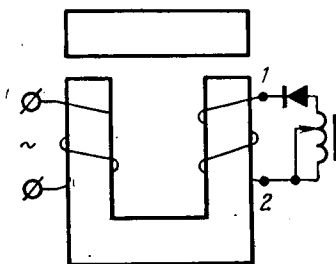


Рис. 2.

примерно так же, как в однофазном трансформаторе, а насыщение — на основании соответствующего решения задачи анализа [Л. 4].

Модуль комплексного сопротивления в цепи обмотки подмагничивания предполагается сравнимым с характерным индуктивным сопротивлением первичной цепи. Случай, когда этот модуль есть малая величина, равная примерно активному сопротивлению первичной цепи, следует рассматривать как короткое замыкание. В задачах синтеза такой случай интереса не представляет.

**Изменение электрических и механических переменных во времени.** Магнитный поток  $\Phi(t)$ , ток в первичной обмотке  $i_1(t)$ , ток в обмотке подмагничивания  $i_2(t)$ , электромагнитная сила  $Q(t)$  и перемещение якоря относительно сердечника — суть периодические функции времени. Они выписаны ниже с точностью до малых членов порядка отношения  $r_1$  к  $\omega L$ , где  $r_1$  — активное сопротивление первичной обмотки,  $L$  — ее индуктивность, определенная при заторможенном в положении равновесия якоря и разомкнутой цепи подмагничивания.

Перемещение  $\omega(t)$  считается положительным, если зазор увеличивается, поэтому мгновенный размер зазора равен  $\Delta + \omega(t)$ , где  $\Delta$  — зазор при недеформированной пружине, мм. Знак в выражении  $Q(t)$  соответствует принятому направлению отсчета координаты  $\omega(t)$ . Мгновенное значение переменной э. д. с. питания принимается в виде  $U_m \sin \omega t$ . Положительные направления для потока и токов выбираются так, чтобы уравнение баланса мгновенных э. д. с. в цепи первичной обмотки и выражение закона Ома для магнитной цепи имели вид:

$$\left. \begin{aligned} n_1 \frac{d\Phi}{dt} + r_1 i_1 &= U_m \sin \omega t; \quad \Phi = \frac{F_c}{R_m(\omega)}; \\ F_c &= F_1 + F_2 = n_1 i_1 + n_2 i_2, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где  $n_1$ ,  $n_2$  — числа витков;  $R_m(\omega)$  — мгновенное значение магнитного сопротивления;  $F_1$ ,  $F_2$  — мгновенные значения н. с. первичной обмотки и обмотки подмагничивания;  $F_c$  — полная н. с. электромагнита. Тогда в порождающем приближении, г. е. без учета члена  $r_1 i_1$

$$\left. \begin{aligned} \Phi(t) &= \alpha - \Phi_1 \cos \omega t; \\ Q(t) &= -\Phi^2(t) \mu_0^{-1} S^{-1} = -Q_0 + \\ &+ Q_1 \cos \omega t - Q_2 \cos 2\omega t; \\ \omega(t) &= -\omega_0 + \omega_1 \cos(\omega t - \psi_1); \\ F_c(t) &= \Phi(t) R_m(\omega) = \\ &= \Phi(t) \left[ R_c + 0,002 \frac{\Delta - \omega_0}{\mu_0 S} \right] = \\ &= F_{c0} + F_{c1} \cos \omega t + F_{c1}^* \sin \omega t + \\ &+ F_{c2} \cos 2\omega t + F_{c2}^* \sin 2\omega t; \\ i_1(t) &= \frac{1}{n_1} [F_c(t) - F_2(t)] = \\ &= \frac{1}{n_1} [F_c(t) - n_2 i_2(t)]. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Входящие сюда коэффициенты гармонических составляющих связаны друг с другом и параметра-

ми электромагнита и колебательной системы соотношениями

$$\left. \begin{aligned} \Phi_1 &= \frac{U_m}{n_1 \omega} = \frac{U}{4,44 n_1 f}, \text{ вб}; \\ Q_0 &= \frac{1}{\mu_0 S} \left( \alpha^2 + \frac{1}{2} \Phi_1^2 \right), \text{ н} \\ Q_1 &= \frac{2\alpha \Phi_1}{\mu_0 S}, \text{ н}; \quad Q_2 = \frac{\Phi_1^2}{2\mu_0 S}, \text{ н}; \\ \omega_0 &= 1000 k_0 Q_0, \text{ мм}; \quad \omega_1 = 1000 k_1 Q_1, \text{ мм.} \\ F_{c1} &= 0,002 \frac{\alpha \omega_1}{\mu_0 S} \cos \psi_1 - \\ &- \Phi_1 \left( R_c + 0,002 \frac{\Delta - \omega_0}{\mu_0 S} \right), \text{ а}; \\ F_{c1}^* &= 0,002 \frac{\alpha \omega_1}{\mu_0 S} \sin \psi_1, \text{ а}; \quad F_{c0} = F_{20}; \\ F_{c2} &= 0,001 \frac{\Phi_1 \omega_1}{\mu_0 S} \cos \psi_1, \text{ а}; \\ F_{c2}^* &= 0,001 \frac{\Phi_1 \omega_1}{\mu_0 S} \sin \psi_1, \text{ а}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где  $S$  — площадь полюса,  $\text{м}^2$ ;  $R_c$  — магнитное сопротивление стали,  $\text{ом}^{-1} \cdot \text{сек}^{-1}$ ;  $U$  — действующее значение напряжения питания, в;  $\mu_0 = 1,256 \times 10^{-6} \text{ ом} \cdot \text{сек/м}$ .

Соотношения (7) — (9) отчасти аналогичны соответствующим соотношениям для однофазного трансформатора. Отличие состоит в том, как учитывается влияние колебаний на постоянную составляющую потока, силу и токи. В частности, малый член  $r_1 i_1$  в (6) для трансформатора дает лишь малую количественную поправку. Для электромагнита же его вид качественно определяет решение, так как связь между постоянной составляющей потока  $\alpha$  с остальными величинами выводится из условия отсутствия у этого члена постоянной составляющей:

$$\left. \begin{aligned} \alpha \left( R_c + 0,002 \frac{\Delta - \omega_0}{\mu_0 S} \right) - \\ - 0,001 \frac{\Phi_1 \omega_1}{\mu_0 S} \cos \psi_1 - F_{20} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Если выразить в (10) величины  $\omega_0$  и  $\omega_1$  через  $\alpha$  согласно (8) и (9), то получится уравнение третьей степени относительно  $\alpha$

$$P(\alpha) \equiv \alpha(b_1 - b_{11} - c_{11}\alpha^2) - F_{20} = 0. \quad (11)$$

Здесь

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= R_c + 0,002 \frac{\Delta}{\mu_0 S} - \frac{k_0 U^2 m}{n^2 \omega^2 \mu_0^2 S^2}, \text{ ом}^{-1} \cdot \text{сек}^{-1}; \\ b_{11} &= \frac{2U^2 m k_1 \cos \psi_1}{n^2 \omega^2 \mu_0^2 S^2}, \text{ ом}^{-1} \cdot \text{сек}^{-1}; \\ c_{11} &= \frac{2k_0}{\mu_0^2 S^2}, \text{ ав}^{-3} \cdot \text{сек}^{-3}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Уравнение (11) позволяет определить  $\alpha$ , а затем силу  $Q$ , колебания  $\omega$  и ток  $i_1$ , если параметры системы известны, т. е. в задаче анализа [Л. 1]. Перед этим нужно только вычислить  $F_{20} = n_2 i_{20}$ , а, найдя ток  $i_2(t)$  в цепи подмагничивания. Его определяют, например, из схемы рис. 2, считая, что между точками 1 и 2 включено активное сопротивление  $r_2$  обмотки подмагничивания и приложена

э. д. с.  $(-n_2/n_1)U_m \sin \omega t$ . В (11) берут наименьший по модулю<sup>1</sup> корень [Л. 1]. При синтезе же электромагнита уравнение (11) остается только для поверочного расчета, а (10) используется для определения требуемой н. с.  $F_{20}$ . Об определении  $F_2(t)$ ,  $n_2$  при синтезе сказано ниже.

Вторая гармоника силы  $Q(t)$  возбуждает механические колебания частоты  $2f$ , однако при практических значениях расстройки  $z$  их амплитуда пренебрежимо мала по сравнению даже с  $\omega_0$ , поэтому соответствующие члены в  $\omega(t)$  и  $i_1(t)$  опущены; на виде же уравнений (10) и (11) эти члены вообще не сказываются.

**Условные оптимальности.** Требуемые значения  $Q_1$  и  $\omega_1$  могут быть обеспечены при разных значениях  $\alpha$ ,  $\Phi_1$  и  $S$ , поэтому выбор последних можно подчинить еще дополнительному условию (условию оптимальности). Наиболее простая методика синтеза, излагаемая ниже, получается, если требовать, чтобы площадь сечения магнитопровода была минимально возможной.

Обозначим через  $\sigma$  отношение наименьшей площади  $S_m$  сечения магнитопровода к  $S$ ;  $\sigma \leq 1$  и определяется отверстиями под шпильки и т. п. Из условий

$$\frac{2\alpha\Phi_1}{\mu_0 S} = Q_1; \alpha + \Phi_1 \leq \sigma S [B]; S = \min, \quad (13)$$

где  $[B]$  — допускаемая индукция в стали, тл, однозначно определяются  $\alpha$ ,  $\Phi_1$  и  $S$ . Исключая с помощью первого соотношения  $\alpha$ , получаем:

$$f(\Phi_1) S \geq 1, S = \min, \\ f(\Phi_1) = \frac{1}{2} \Phi_1^{-2} [2\sigma\Phi_1 [B] - Q_1 \mu_0]. \quad (14)$$

Условие  $S = \min$  будет выполнено, когда  $f(\Phi_1) S = 1$  и  $f(\Phi_1) = \max$ . Определив значение  $\Phi_1$ , соответствующее  $\max f(\Phi_1)$ , получим оптимальные значения:

$$\alpha = \Phi_1 = \frac{\mu_0 Q_1}{\sigma [B]}, \text{ вб}; S = \frac{2\mu_0 Q_1}{\sigma^2 [B]^2}, \text{ м}^2. \quad (15)$$

**Порядок расчета.** 1. Согласно сказанному выше, а также из конструктивных данных определяются  $\omega_1$ ,  $f$ ,  $Q_1$ ,  $k_0$ ,  $k_1$ ,  $\psi_1$ ,  $U$ ,  $\sigma$  и  $[B]$ .

2. Из (15) находятся  $\alpha$ ,  $\Phi_1$  и  $S$ .

3. Из первого соотношения (8) вычисляется  $n_1 = U/4,44f\Phi_1$ .

4. Из (8) определяются  $Q_0$  и  $\omega_0$ .

5. Подсчитывается магнитное сопротивление зазора

$$R_\delta = 0,001 \frac{\Delta}{\mu_0 S}, \text{ ом}^{-1} \text{ сек}^{-1}, \quad (16)$$

зная которое можно ориентировочно задаться значением  $R_c = (0,3 - 0,4) R_\delta$ .

7. Из (10) находится  $F_{20}$ .

8. Выбирается схема цепи подмагничивания; подбираются элементы цепи и находятся  $i_2$  и  $n_2$ , обеспечивающие требуемое  $F_{20}$ ; определяется  $F_2(t)$ . (О расчете цепи подмагничивания см. ниже.)

9. Подсчитываются коэффициенты составляющих  $F_c(t)$  согласно (9).

10. По коэффициентам разложений функций  $F_c(t)$  и  $F_2(t)$  на гармонические составляющие или графически (суммированием кривых) находится  $F_1(t) = F_c(t) - F_2(t)$ , а затем  $i_1(t) = F_1(t)/n_1$ .

11. По коэффициентам разложений  $i_1(t)$  и  $i_2(t)$  или интегрированием  $i_1^2$ ,  $i_2^2$  находятся действующие значения  $I_1$  и  $I_2$  токов  $i_1$  и  $i_2$ .

12. По  $I_1$  и  $I_2$  подбирается провод обмоток и намечаются их размеры и размеры сердечника.

13. Подсчитываются масса электромагнита и  $R_c$  и сравниваются с принятыми значениями; при значительном расхождении расчет следует повторить, взяв за исходное их новые значения.

14. Исходя из разложений  $i_1(t) = i_{11} \cos \omega t + i_{11}^* \sin \omega t$ ,  $i_2(t) = i_{20} + \dots$  определяются мощности, потребляемые из сети переменного тока<sup>2</sup>  $N_1 = i_{11}^* U / \sqrt{2} + I_{21} r_1$ , и от источника постоянного тока (если он включен в цепь подмагничивания)  $N_2 = i_{20} E$ .

**Проверка устойчивости.** В некоторых случаях, в особенности при пониженной частоте  $f$ , малом трении и настройке, близкой к резонансу, возможна неустойчивость (срыв) периодического режима. При этом либо возникают соударения якоря о сердечник, несмотря на то, что по расчету  $\omega_0 + \omega_1 < \Delta$ , либо реализуется режим с амплитудой, значительно меньшей расчетной, поэтому в ходе расчета следует проверить выполнение неравенства

$$\frac{dP}{d\alpha} = b_1 - b_{11} - 3c_{11}\alpha^2 > 0. \quad (17)$$

Если (17) выполняется, расчетный режим устойчив, не выполняется — неустойчив. В частности, при  $\alpha > 0$  уравнение (10) должно давать  $F_{20} > 0$  (иначе колебания будут неустойчивы).

Для Ш-образного сердечника с обмотками на среднем стержне проведем плоскость симметрии (через середину среднего стержня), получим два одинаковых П-образных электромагнита. Параметры их определяются так, как показано выше, только  $k_0$  и  $k_1$  берутся вдвое больше истинных, а найденные токи следует удвоить.

**Расчет цепи подмагничивания.** При расчете цепи подмагничивания следует сначала найти выражение для тока  $i_2(t)$ , считая заданным напряжение  $U_{12} = U_{m2} \sin \omega t$  на зажимах 1, 2; активное сопротивление обмотки подмагничивания при этом включается в общее активное сопротивление цепи. Влияние колебаний при решении этой задачи не сказывается, поэтому используются соответствующие правила расчета цепей со стационарными (т. е. не зависящими явно от времени) параметрами. Затем с учетом условия  $U_{m2} = -n_2 U_m / n_1$  выбирается  $n_2$

<sup>1</sup> При изменении знака  $F_{20}$  меняется знак этого корня и изменяется на  $\pi$  фаза 1-й гармоники  $\omega(t)$ . Практически это несущественно, поэтому далее считается  $\alpha > 0$ .

<sup>2</sup> Эта формула соответствует первому приближению метода малого параметра [Л. 1]. При определении других величин достаточно использовать порождающее приближение.

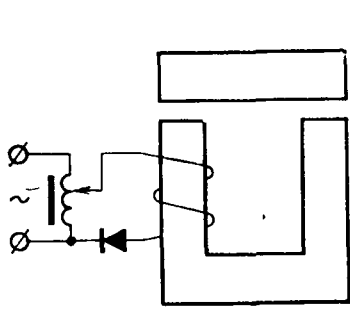


Рис. 3.

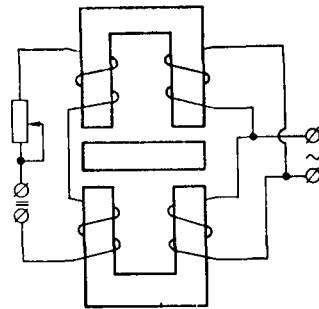


Рис. 4.

так, чтобы  $F_{20}$  имело требуемое значение. Возьмем, например, схему рис. 2. Для нее при подходящем направлении включения выпрямителя<sup>3</sup>

$$\left. \begin{aligned} i_2(t) &= \frac{n_2}{n_1} \frac{U_m}{|z_2|} \left[ \exp\left(-\frac{t + \pi/\omega}{T_2}\right) \sin \varepsilon_2 - \right. \\ &\quad \left. - \sin(\omega t - \varepsilon_2) \right], \quad -\frac{\pi}{\omega} \leq t \leq t_*; \\ \varepsilon_2 &= \arctg \frac{\omega L_2}{R_2}; |z_2| = \sqrt{\omega^2 L_2^2 + R_2^2}; T_2 = \frac{L_2}{R_2} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

и  $i_2(t) \equiv 0$  при  $t_* < t < \pi/\omega$ , где момент отсечки  $t_*$  определяется из уравнения:

$$\exp\left(-\frac{t_* + \pi/\omega}{T_2}\right) \sin \varepsilon_2 - \sin(\omega t_* - \varepsilon_2) = 0. \quad (19)$$

Здесь  $L_2$  — индуктивность, включенная в цепь подмагничивания;  $R_2$  — активное сопротивление этой цепи.

Постоянная составляющая тока  $i_2$

$$i_{20} = \frac{n_2}{n_1} \frac{U_m}{2\pi R_2} (1 + \cos \omega t_*). \quad (20)$$

Если  $L_2$  и  $R_2$  заданы, то из (20) и условия  $n_2 i_{20} = F_{20}$  определится  $n_2$ , затем согласно (7) по  $F_2(t)$  определится  $i_1(t)$  и т. д. Практически интересен также частный случай  $\omega L_2 \gg R_2$ , тогда

$$i_2(t) = \frac{n_2}{n_1} \frac{U_m}{\omega L_2} (1 - \cos \omega t); i_{20} = \frac{n_2}{n_1} \frac{U_m}{\omega L_2}. \quad (21)$$

Если  $L_2$  задана, то (21) и условие  $i_{20} n_2 = F_{20}$  дают

$$n_2 = \sqrt{\frac{F_{20} L_2}{\Phi_1}}. \quad (22)$$

Если же требуется подобрать параметры всей цепи, то естественно ставить условие  $L_2 = \min$ , тогда

$$n_2 = \frac{[U]}{U} n_1; L_2 = \frac{n_2^2 \Phi_1}{n_1 F_{20}}, \quad (23)$$

где  $[U]$  — допускаемое максимальное напряжение; затем находится  $i_1(t)$  и т. д.

**Электромагнит с питанием через выпрямитель.** В этом случае с прежней точностью можно сначала рассчитать электромагнит, полагая  $U$  равным вторичному напряжению регулировочного автотрансформатора (рис. 3)  $U = k U_s$ , где  $U_s$  — напряжение сети;  $k$  — отношение витков, а затем рассчитать или подобрать автотрансформатор (по  $U$  и  $i_1$ ). При малом активном сопротивлении первичной цепи электромагнита поток с точностью до малых членов

<sup>3</sup> При другом направлении включения выпрямителя  $i_2$ ,  $\alpha < 0$ , но все прежние максимальные и действующие значения сохраняются.

изменяется во времени по закону  $\Phi = \Phi_1 (1 - \cos \omega t)$ , т. е. условие  $\alpha = \Phi_1$  выполняется автоматически. Соотношения (7) — (9) и (15) остаются справедливыми, если в них положить  $i_2$ ,  $F_2 = 0$ . В (10) же следует заменить  $F_{20}$  на  $F_{c0}$ ; в результате получим уравнение для  $F_{c0}$ . Расчет цепи подмагничивания отпадает. В остальном порядок расчета остается прежним.

**Электромагнит, выполненный по дифференциальной схеме («двухзакорный»).** Он состоит из двух одинаковых электромагнитов с механически жестко связанными сердечниками или якорями (рис. 4). Для схемы рис. 4 обмотки подмагничивания включаются так, чтобы индуцируемые в них переменные э. д. с. взаимно компенсировались. Возможны и иные схемы цепей подмагничивания. Из них рассматриваются «симметричные», т. е. обладающие следующим свойством. Примем за положительные направления потоков и соответственно н. с. такие, чтобы мгновенные значения переменных потоков в обоих электромагнитах были одинаковы, тогда н. с. подмагничивания в первом магните  $F^{(1)}_2(t) = F_2(t)$ , во втором  $F^{(2)}_2(t) = -F_2(t)$ .

Так как магнитное сопротивление якоря или средней части H-образного сердечника мало, то можно считать, что электромагниты не связаны «магнитно». Электромагниты предполагаются одинаковыми (с точностью до направления включения обмоток), их параметры обозначаются так, как показано выше, номер магнита (1 или 2) отмечается индексом сверху,  $\omega$  отсчитывается в направлении увеличения зазора в первом электромагните. Тогда вместо (7) запишем:

$$\left. \begin{aligned} \Phi^{(1)}(t) &= \alpha - \Phi_1 \cos \omega t; \Phi^{(2)} = -\alpha - \Phi_1 \cos \omega t; \\ Q(t) &= -[\Phi^{(1)2} - \Phi^{(2)2}] \mu_0^{-1} S^{-1} = Q_1 \cos \omega t; \\ \omega(t) &= \omega_1 \cos(\omega t - \psi_1) = 1000 k_1 Q_1 \cos(\omega t - \psi_1); \\ F_c^{(1)}(t) &= \Phi^{(1)}(t) \left[ R_c + 0,002 \frac{\Delta + \omega(t)}{\mu_0 S} \right] = \\ &= F_{c0} + F_{c1} \cos \omega t + F_{c1}^* \sin \omega t + \\ &\quad + F_{c2} \cos 2\omega t + F_{c2}^* \sin 2\omega t; \\ i_1(t) &= \frac{1}{n_1} [F_c^{(1)}(t) - F_2^{(1)}] = \\ &= \frac{1}{n_1} [F_c^{(1)} - n_2 i_2^{(1)}(t)], \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

где коэффициенты составляющих определяются по формулам;

$$\left. \begin{aligned} \Phi_1 &= \frac{U_m}{n_1(\omega)} = \frac{U}{4,44 n_1 f}, \text{ вб}; Q_1 = \frac{4\alpha \Phi_1}{\mu_0 S}, \text{ н}; \\ F_{c1} &= 0,002 \frac{\alpha \omega_1}{\mu_0 S} \cos \psi_1 - \Phi_1 \left( R_c + 0,002 \frac{\Delta}{\mu_0 S} \right), \text{ а}; \\ F_{c1}^* &= 0,002 \frac{\alpha \omega_1}{\mu_0 S} \sin \psi_1, \text{ а}; F_{c0} = F_{20}; \\ F_{c2} &= 0,001 \frac{\Phi_1 \omega_1}{\mu_0 S} \cos \psi_1, \text{ а}; \\ F_{c2}^* &= 0,001 \frac{\Phi_1 \omega_1}{\mu_0 S} \sin \psi_1, \text{ а}; \\ F_{20} &= \alpha \left( R_c + 0,002 \frac{\Delta}{\mu_0 S} \right) - \\ &\quad - 0,001 \frac{\Phi_1 \omega_1}{\mu_0 S} \cos \psi_1, \text{ а}. \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Те же гармонические составляющие, но с иным набором знаков имеют  $F_c^{(2)}(t)$ ,  $i_1^{(2)}(t)$ .

Если выразить в последнем соотношении (25) амплитуду  $\omega_1$  через  $\alpha$ , то можно получить уравнение для определения  $\alpha$  (а затем и колебаний) при заданных параметрах, аналогичное (11):

$$\alpha(b_1 - 2b_{11}) - F_{20} = 0; \quad (26)$$

$$b_1 = R_c + 0,002 \frac{\Delta}{\mu_0 S}, \text{ ом}^{-1} \text{сек}^{-1};$$

$$b_{11} = \frac{2U_m^2 k_1 \cos \psi_1}{n^2 \omega^2 \mu_0^2 S^2}, \text{ ом}^{-1} \text{сек}^{-1}. \quad (27)$$

Условие оптимальности  $S = \min$  дает теперь

$$\alpha = \Phi_1 = \frac{Q_1 \mu_0}{2\sigma [B]}, \text{ вб}; S = \frac{Q_1 \mu_0}{\sigma^2 [B]^2}, \text{ м}^2. \quad (28)$$

Параметры электромагнита определяются в указанном ранее порядке, только вместо соотношений (15), (8) и (9) используются (28) и (25). Устойчивость проверяется по неравенству:

$$b_1 - 2b_{11} > 2F_{20} \sqrt{c_{11}/b_1}; c_{11} = \frac{2k_0}{\mu_0^2 S^2}, \text{ ав}^{-3} \text{сек}^{-3}, \quad (29)$$

заменяющему (17). Для расчета цепи подмагничивания в случае, когда ее полное сопротивление, умноженное на квадрат отношения  $n_2$  к  $n_1$ , значительно больше  $r_1$ , сначала определяются токи в предположении, что индуктируемые э. д. с. заданы. Затем из условия  $r_2 i_{20} = F_{20}$  находится число витков  $n_2$  и т. д., как указано выше. Например, для схемы рис. 4, если номинальный ток источника  $I_n$  задан,  $n_2 = F_{20}/I_n$  и т. п.

**Реактивный электромагнит.** Электромагнит с одной обмоткой, питающейся от сети переменного тока без выпрямителя, применяется для возбуждения вибраций частоты  $2f$ . Поэтому в (1)–(5) следует заменить  $f$ ,  $\omega$  на  $2f$ ,  $2\omega$ . Соответственно коэффициент влияния и фаза должны быть вычислены на частоте  $2f$ ; они обозначаются через  $k_2$ ,  $\psi_2$ . Зависимости от времени вместо (7), выражаются соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} \Phi(t) &= -\Phi_1 \cos \omega t; Q(t) = -\Phi^2(t) \mu_0^{-1} S^{-1} = \\ &= -Q_0 - Q_2 \cos 2\omega t; \\ \omega(t) &= \omega_0 - \omega_2 \cos(2\omega t - \psi_2); \\ F(t) &= \Phi(t) \left[ R_c + 0,002 \frac{\Delta + \omega(t)}{\mu_0 S} \right] = F_1 \cos \omega t + \\ &+ F^*_1 \sin \omega t + F_3 \cos 3\omega t + F^*_3 \sin 3\omega t; \\ i_1(t) &= \frac{F(t)}{n_1}, \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Phi_1 &= \frac{U_m}{n_1 \omega} = \frac{U}{4,44 n_1 f}; Q_0 = Q_2 = \frac{1}{2} \Phi_1^2 \mu_0^{-1} S^{-1}; \\ \omega_0 &= 1000 k_0 Q_0; \omega_2 = 1000 k_2 Q_2; \\ F_1 &= -\Phi_1 \left[ R_c + 0,002 \frac{\Delta - \omega_0}{\mu_0 S} \right] - \\ &- 0,001 \frac{\omega_2}{\mu_0 S} \cos \psi_2; \\ F^*_1 &= F^*_3 = 0,001 \Phi_1 \frac{\omega_2}{\mu_0 S} \sin \psi_2; \\ F_3 &= 0,001 \Phi_1 \frac{\omega_2}{\mu_0 S} \cos \psi_2. \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

Условие оптимальности  $S = \min$  дает

$$S = \frac{2Q_2 \mu_0}{\sigma^2 [B]^2}; \Phi_1 = \frac{2Q_2 \mu_0}{\sigma [B]}. \quad (32)$$

**Порядок расчета.** 1. Определяются  $\omega_2$ ,  $k_2$ ,  $\psi_2$ ,  $Q_2$ ,  $f$ ,  $k_0$ ,  $U$ ,  $\sigma$ ,  $[B]$ . 2. Из (32) вычисляются  $\Phi_1$  и  $S$ . 3. По  $\Phi_1$  из первого соотношения (31) находится число витков  $n_1$ . 4. По  $Q_0 = Q_2$  и  $k_0$  подсчитывается  $\omega_0$ . 5. Выбирается  $\Delta = (1,2-1,3)(\omega_0 + \omega_2)$ . 6. Согласно (30), (31) определяются составляющие н. с. и тока, находится действующее значение тока  $i_1$ , подбирается провод и т. д. Неустойчивость при настройке, близкой к резонансу на частоте  $2f$ , практически невозможна.

**О синтезе при других условиях оптимальности.** Из таких условий наиболее интересны условия минимального расхода меди и минимальных затрат на медь и сталь. Последнее записывается в виде  $p_c G_c + p_m G_m = \min$ , где  $G_c$ ,  $G_m$  — массы стали и меди;  $p_c$ ,  $p_m$  — известные коэффициенты. Методика синтеза при других условиях оптимальности также может основываться на (7)–(9) или (24) и (25), которые, однако, должны быть дополнены соотношениями, заменяющими (15) или (28). Если эти соотношения записать затруднительно, то можно поступать так. Имеется всего два параметра, которые выбираются произвольно (в некоторой области), например  $S$  и отношение  $\alpha/\Phi_1$ . Если их значения с учетом ограничения  $\alpha + \Phi_1 \leq \sigma [B]$   $S$  выбраны, то параметры находятся так, как указано выше. Определив значения критерия оптимальности при разном выборе параметров, можно приблизиться к оптимальному варианту.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ходжаев К. Ш. Колебания, возбуждаемые электромагнитами в линейных механических системах. — «Механика твердого тела», 1968, № 5.
2. Москвитин А. И. Электрические машины возвратно-поступательного движения. М., Изд. АН СССР, 1950.
3. Эткин Л. Г. О возбуждении колебаний упругих систем электромагнитными возбудителями. — «Приборостроение», 1960, № 12.
4. Ходжаев К. Ш. О влиянии нелинейности в ферромагнетике на колебания, возбуждаемые электромагнитами. — «Механика твердого тела», 1973, № 6.

[8.4.1974]



# Частотные характеристики сопротивления соленоида с внутренней проводящей трубой и их применение для расчета переходных процессов

ФРИДМАН Б. Э.

Ленинград

В технике индукционного нагрева и деформирования металлических заготовок в сильных импульсных магнитных полях применяют системы, состоящие из полного проводящего цилиндра (трубы), помещенного concentрично внутри однослойной катушки (соленоида). При подключении к источнику переменного или импульсного тока сопротивление соленоида зависит от проникновения электромагнитного поля в металл трубы и витков соленоида, что, в свою очередь, обуславливает зависимость тока в электрической цепи с соленоидом (или напряжения на соленоиде) от процессов распространения поля в металле трубы.

Явление стационарного проникновения поля в цилиндрической проводящей трубе (экране) изучалось рядом авторов [Л. 1—3], однако в этих работах использовалось приближение плоской электромагнитной волны, что допустимо только для труб с тонкими стенками и относительно большим диаметром. Кроме того, в [Л. 1 и 2] не исследовался вопрос о величине импеданса возбуждающей поле катушки. В [Л. 3] получено трансцендентное выражение для операторного сопротивления соленоида с тонкостенной трубой и предложена схема замещения соленоида в виде бесконечного количества параллельно соединенных цепочек. Применение такой схемы замещения затрудняет анализ переходных процессов в цепях с соленоидом, а полученные при этом результаты могут быть справедливы только для начальной стадии переходного процесса.

При анализе переходных процессов [Л. 4 и 5] используется более простая трансформаторная схема замещения соленоида с трубой, однако в литературе отсутствуют данные о величинах эквивалентных параметров вторичного контура (трубы) и о границах применимости трансформаторной схемы замещения.

Практический интерес представляет анализ переходного процесса с учетом проникновения поля при разряде конденсатора на соленоид с трубой. Решение этой задачи для тонкостенной трубы и для начальной стадии переходного процесса приведено в [Л. 3], однако остались неисследованными практически важные случаи с толстостенной трубой, когда нельзя использовать приближение плоской электромагнитной волны. Похожая задача рассмотрена в [Л. 6 и 7], где описан весь переходный процесс при разряде конденсатора на нагрузку, образующую двумя параллельными массивными шинами.

В задаче настоящей работы входит определение частотных зависимостей импеданса соленоида с внутренней трубой с произвольной толщиной стенки и применение этих зависимостей для обоснования пределов применимости и определения параметров трансформаторной схемы замещения, а также для анализа всего переходного процесса в колебательном контуре при разряде конденсатора на соленоид.

Сопротивление переменному току соленоида с трубой зависит от распределения тока в витках соленоида и в трубе. Во многих практических случаях геометрические размеры сечения витка достаточно малы, вследствие чего можно пренебречь изменениями с частотой активного сопротивления и внутренней индуктивности витков. При этом активное сопротивление и внутреннюю индуктивность витков можно условно включить во внешнюю цепь питания соленоида и считать витки бесконечно тонкими и сверхпроводящими. Не будем учитывать также неоднородности поля в направлении оси симметрии соленоида, предполагая, что соленоид достаточно длинный, а расстояние между витками мало.

**Исходные уравнения.** При подключении соленоида (рис. 1) к источнику переменного тока  $I$  с частотой  $\omega$  векторный магнитный потенциал  $A$  удовлетворяет уравнению;

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left( r \frac{dA}{dr} \right) - \frac{A}{r^2} - \alpha i \omega \mu_0 \gamma A = -\mu_0 j \delta(r - r_3), \quad (1)$$

где  $\alpha = 1$  при  $r_1 < r < r_2$  и  $\alpha = 0$  при  $r < r_1$  или  $r > r_2$ ;  $j = I/b$  — линейная плотность тока в соленоиде;  $b$  — расстояние между витками;  $\delta(r - r_3)$  — дельта-функция;  $\gamma$  — проводимость материала трубы;  $\mu_0$  — магнитная проницаемость.

Из условия равенства касательных составляющих векторов электромагнитного поля на внутренней и наружной поверхностях трубы следует непрерывность  $A$  и  $\frac{dA}{dr}$  при  $0 \leq r < r_3$ .

Напряжение на зажимах соленоида

$$U = - \int E dl = i \omega 2 \pi r_3 n A|_{r=r_3}, \quad (2)$$

где интегрирование производится по винтовой линии витков соленоида;  $E = -i \omega A|_{r=r_3}$  — электрический вектор поля;  $n$  — число витков.

Можно показать, что рассматриваемая задача сводится к эквивалентной, в которой соленоид расположен на поверхности трубы. При этом

$$U = i \omega L_0 I + U_1, \quad (3)$$

где

$$U_1 = i \omega 2 \pi r_2 n A|_{r=r_2}; \quad (4)$$

$L_0 = \frac{\pi \mu_0}{b} (r_2^2 - r_1^2)$  — параметр, соответствующий индуктивности соленоида при сверхпроводимости материала трубы.

После преобразования масштаба пространственной переменной  $r = x r_2$  получим:

$$A = \mu_0 j r_2 G(x, 1) = \frac{\mu I r_2}{b} G(x, 1); \quad (5)$$

$$\frac{d}{dx} \left( x \frac{dG}{dx} \right) + \left( \alpha k^2 - \frac{1}{x^2} \right) G = -\delta(x - 1), \quad (6)$$

где  $G(x, 1)$  — функция Грина краевой задачи для обыкновенного дифференциального уравнения;  $x_1 = r_1/r_2$ ;  $k^2 = -i \omega \mu_0 \gamma r_2^2$ ;  $\alpha = 1$  при  $x_1 < x < 1$  и  $\alpha = 0$  при  $x < x_1$  или  $x > 1$ .

Индуктивность  $L_0$  условно включим во внешнюю цепь питания соленоида и без ущерба для общности результатов будем рассматривать только сопротивление соленоида, расположенного на наружной поверхности трубы, которое можно записать в виде:

$$Z(\omega) = \frac{U_1}{I} = i \omega q G(1, 1), \quad (7)$$

где

$$q = \frac{2 \pi \mu_0 n r_2^2}{b}.$$

**Точное решение.** В соответствии с [Л. 8] функцию  $G(x, 1)$  при  $x \leq 1$  можно записать в виде:

$$G(x, 1) = \frac{y(x) y_*(1)}{1 (y y'_* - y'_ y_*)|_{x=1}} = \frac{y(x)}{y'(1) + y(1)}, \quad (8)$$

где  $y(x)$  — частное решение однородного уравнения при условии  $|y|_{x=0} < \infty$ , а  $y_*(x) = 1/x$  — частное решение, полученное при условии, что  $y_*(x) \rightarrow 0$  при  $x \rightarrow \infty$ .

Функцию  $y(x)$  можно определить следующим образом:

$$\begin{aligned} y(x) &= x \quad \text{при } 0 \leq x \leq x_1; \\ y(x) &= A_1 J_1(kx) + A_2 N_1(kx) \quad \text{при } x_1 \leq x \leq 1; \\ y(x) &= B_1 x + B_2 \frac{1}{x} \quad \text{при } 1 \leq x < \infty, \end{aligned}$$

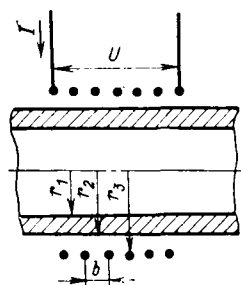


Рис. 1. Соленоид с внутренней проводящей трубой.

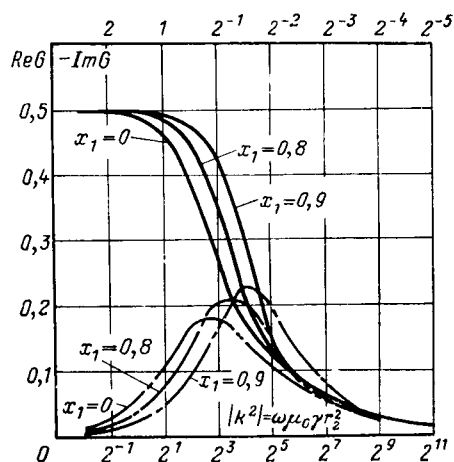


Рис. 2. Частотные зависимости действительной и мнимой частей функции Грина.

где  $J_1(kx)$  и  $N_1(kx)$  — функции Бесселя и Неймана первого порядка;  $A_1, A_2$  и  $B_1, B_2$  — постоянные, определяемые из условия непрерывности  $y$  и  $\frac{dy}{dx}$  при  $x=x_1$  и  $x=1$ .

Подставляя  $y(x)$  в (8), получим:

$$G(1, 1) = \frac{1}{2} + \frac{B_2}{2B_1}. \quad (9)$$

Отметим, что при подстановке в (7) выражения (9), слабое  $\frac{1}{2}$  определит реактивное сопротивление соленоида без трубы.

Зависимости действительной и мнимой частей функции  $G=G(1, 1)$  от частоты  $\omega$  и от  $x_1$  представлены на рис. 2.

Трансформаторная схема замещения. При рассмотрении переходных процессов в электрических цепях с соленоидом часто используют [Л. 4 и 5] эквивалентную трансформаторную схему (рис. 3). При этом импеданс соленоида  $Z(\omega)$  выражается следующим образом:

$$Z(\omega) = i\omega \left( L_1 - L_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \right) + R_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}. \quad (10)$$

Сопоставляя действительную и мнимую части выражений (7) и (10), получим:

$$\text{Re } Z(\omega) = -\omega q \text{Im } G = R_2 \frac{M^2}{L_2^2} \frac{\omega^2 T^2}{1 + \omega^2 T^2};$$

$$\frac{1}{\omega} \text{Im } Z(\omega) = q \text{Re } G = L_1 - \frac{M^2}{L_2} \frac{\omega^2 T^2}{1 + \omega^2 T^2},$$

где  $T = \frac{L_2}{R_2}$ .

Обозначим  $\zeta = \mu_0 \gamma r_2^2$ ;

$$\theta = \frac{T}{\zeta}, \quad \lambda = \frac{M^2}{L_2 q}.$$

В случае справедливости трансформаторной схемы замещения параметры  $\theta$  и  $\lambda$  являются инвариантами, не зависящими от частоты. Учитывая, что  $L_1 = \frac{q}{2}$  и  $\omega T = |k^2| \theta$ , получим

$$\theta = \frac{\frac{1}{2} - \text{Re } G}{-|k^2| \text{Im } G}; \quad (11)$$

$$\lambda = \left( \frac{1}{2} - \text{Re } G \right) \left( 1 + \frac{1}{|k^2|^2 \theta^2} \right). \quad (12)$$

На рис. 4 и 5 приведены частотные зависимости параметров  $\theta$  и  $\lambda$ . При высоких частотах, удовлетворяющих неравенству

$$|k^2| = \omega \zeta > \frac{4}{1 - x_1^2}, \quad (13)$$

$\theta$  и  $\lambda$  не зависят от  $x_1$ , что соответствует физическому смыслу, ибо при этом поле не проникает во внутрь трубы. При низких частотах, удовлетворяющих условию

$$|k^2| = \omega \zeta > \frac{2}{1 - x_1^2}, \quad (14)$$

параметры  $\theta$  и  $\lambda$  с достаточной точностью можно считать не зависящими от частоты и, следовательно, в этом диапазоне частот применение трансформаторной схемы замещения для соленоида допустимо. Отметим, что условие (14) соответствует неравенству  $r_2 - r_1 < \Delta$ , где  $\Delta$  — глубина скин-слоя для плоской электромагнитной волны.

В приложении построено асимптотическое решение уравнения (6) для низких частот и получены следующие формулы, которые по построению справедливы при  $|k^2| = \epsilon \ll 1$  и имеют погрешность порядка  $\epsilon^2$ :

$$\left. \begin{aligned} \theta &= \frac{(1 - x_1^2)(1 + 2x_1^2)}{6(1 + x_1^2)}; \\ \lambda &= \frac{3}{8} \frac{(1 + x_1^2)^2}{1 + 2x_1^2}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Графики рис. 4 и 5 свидетельствуют о том, что формулы (15) дают достаточную точность и в большем диапазоне частот, удовлетворяющих условию (14).

О расчете переходных процессов в электрических цепях с соленоидом. Для выполнения точного расчета можно подвергнуть преобразованию Фурье уравнения электрической цепи, подставить в преобразованные уравнения значения сопротивления соленоида, вычисленные по формулам (7) и (8), и произвести численное обратное преобразование Фурье. Такой расчет был выполнен для колебательного контура с соленоидом (рис. 6) по уравнениям (17). На рис. 7 сплошной линией показаны графики тока в колебательном контуре.

При расчете низкочастотных переходных процессов, когда спектральная функция тока расположена в диапазоне частот, удовлетворяющих условию (14), можно применить трансформаторную схему замещения соленоида (рис. 3). Если при этом используется запись в форме преобразования Лапласа  $p = i\omega$ , то изображение сопротивления соленоида

$$Z(p) = qp \left( \frac{1}{2} - \lambda \frac{p\zeta\theta}{1 + p\zeta\theta} \right), \quad (16)$$

где  $\theta$  и  $\lambda$  определяются из (15).

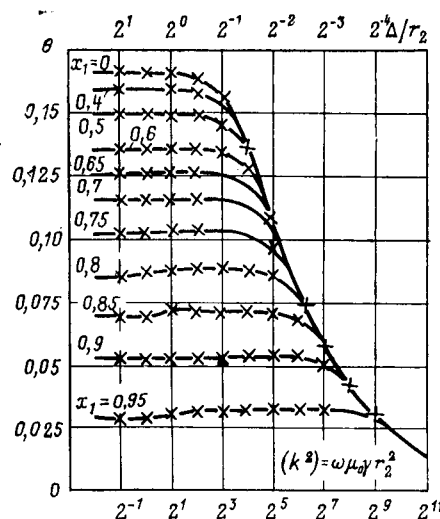


Рис. 4. Зависимость параметра  $\theta$  от частоты и  $x_1$ .

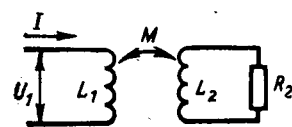


Рис. 3. Трансформаторная схема замещения.



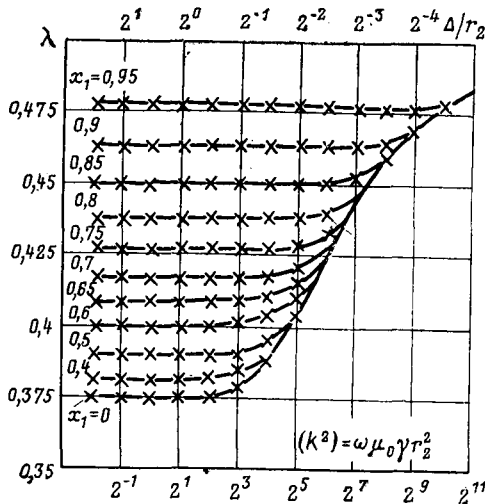


Рис. 5. Зависимость параметра  $\lambda$  от частоты и  $x_1$ .

На рис. 7 точками представлены графики тока в контуре (рис. 6), вычисленные с использованием (16) при исходных данных, которые не обеспечивали выполнение условия (14) для частотного диапазона функции  $J(\tau)$ . Эти кривые совпадают с результатами точного расчета в течение всего переходного процесса (в том числе и при  $\tau > 1$ ), кроме начальной стадии, где кривые по точному расчету имеют большую крутизну фронта импульса тока.

Переходный процесс при разряде конденсатора на соленоид. Как и раньше, перейдем к эквивалентной задаче, в которой соленоид расположен на наружной поверхности трубы, и получим уравнения, описывающие переходный процесс в колебательном контуре (рис. 6) и трубе:

$$\left. \begin{aligned} (L + L_0) \frac{dI}{dt} + RI + U_C + U_1 &= 0; \\ \frac{dU_C}{dt} &= \frac{I}{C}; U_C|_{t=0} = U_0; I|_{t=0} = 0; \\ \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial A}{\partial r} \right) - \frac{A}{r^2} - \alpha \gamma \mu_0 \frac{\partial A}{\partial t} &= -\mu_0 j \delta(r - r_2); \\ |A|_{r=0} < \infty; A \rightarrow 0 \text{ при } r \rightarrow \infty; A|_{t=0} &= 0; \\ I = jb; U_1 = 2\pi r_2 n \frac{\partial A}{\partial t} \Big|_{r=r_2} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Перейдем к безразмерным переменным

$$x = \frac{r}{r_2}; \tilde{A} = A \frac{\sqrt{L + L_0} b}{\sqrt{C U_0 r_2 \mu_0}}; \\ \tau = \frac{t}{\sqrt{(L + L_0) C}}; J = I \frac{\sqrt{L + L_0}}{U_0 \sqrt{C}}; \tilde{U}_C = \frac{U_C}{U_0}.$$

В новых переменных уравнения (17) запишутся следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{x} \frac{\partial}{\partial x} \left( x \frac{\partial \tilde{A}}{\partial x} \right) - \frac{\tilde{A}}{x^2} - \alpha \eta^2 \frac{\partial \tilde{A}}{\partial \tau} &= -J(\tau) \delta(x - 1); \\ \frac{dJ}{d\tau} + 2\rho J + \tilde{U}_C + B \frac{\partial \tilde{A}}{\partial \tau} \Big|_{x=1} &= 0; \\ \frac{d\tilde{U}_C}{d\tau} &= J; \tilde{U}_C|_{\tau=0} = 1; J|_{\tau=0} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

где  $\alpha = 1$  при  $x_1 < x < 1$  и  $\alpha = 0$  при  $x < x_1$  или  $x > 1$ .

Решение (18) зависит от четырех безразмерных параметров:

$$x_1 = \frac{r_1}{r_2}; \rho = \frac{R \sqrt{C}}{2 \sqrt{L + L_0}};$$

$$\eta^2 = \frac{\gamma \mu_0 r_2^2}{V(L + L_0) C} = \frac{\zeta}{V(L + L_0) C}; \\ B = \frac{2\pi r_2 n \mu_0}{b(L + L_0)} = \frac{q}{L + L_0}.$$

Произведем преобразование Лапласа в системе уравнений (18) и получим:

$$\frac{d}{dx} \left( x \frac{d\hat{A}}{dx} \right) - \frac{\hat{A}}{x^2} - \alpha p \eta^2 \hat{A} = -\hat{J} \delta(x - 1), \\ p\hat{J} + 2\rho\hat{J} + \frac{1}{p} (\hat{J} - 1) + Bp\hat{A}|_{x=1} = 0,$$

где символ « $\hat{\phantom{A}}$ » обозначает изображение Лапласа соответствующей функции. Например,

$$\hat{J}(p) = \int_0^\infty J(\tau) e^{-p\tau} d\tau.$$

Определяем, как и раньше, изображение векторного потенциала  $\hat{A}$  через функцию Грина  $G(x, 1)$ .

$$\hat{A}(x, p) = \hat{J}(p) G(x, 1); \\ \frac{d^2 G}{dx^2} + \frac{1}{x} \frac{dG}{dx} - \frac{G}{x^2} - \alpha p \eta^2 G = -\delta(x - 1); \quad (19)$$

$$\hat{J}(p) = \frac{1}{1 + 2\rho p + p^2 [1 + BG(1, 1)]}. \quad (20)$$

Решив уравнение (19), подставив значения  $G(1, 1)$  в (20) и произведя численными способами обратное преобразование  $\hat{J}(p)$  получим точные значения функции-оригинала  $J(\tau)$ , представленные на рис. 7 сплошными линиями. В работе оригиналы вычислялись с использованием процедур численного преобразования Фурье [Л. 9].

Асимптотическое решение для начальной стадии переходного процесса. В начале переходного процесса магнитное поле еще не успевает проникнуть во внутреннюю полость трубы, поэтому при описании начальной стадии можно принять  $x_1 = 0$ .

Известно [Л. 10], что асимптотическому разложению оригинала при  $\tau \rightarrow 0$  соответствует асимптотическое разложение изображения при  $p \rightarrow \infty$ . Поэтому будем искать разложение выражения (20) при больших  $p$ . Обозначим  $\epsilon = \frac{1}{\eta p^2}$ ,  $|\epsilon| \ll 1$ .

Аналогично тому, как это сделано в разделе «Точное решение», определим функцию Грина  $G(x, 1)$  с помощью двух частных решений  $y(x)$  и  $y_*(x) = \frac{1}{x}$ . Тогда  $G(x, 1)$  будет определяться выражением (8). Для нахождения частного решения  $y(x)$  воспользуемся методикой [Л. 11] построения

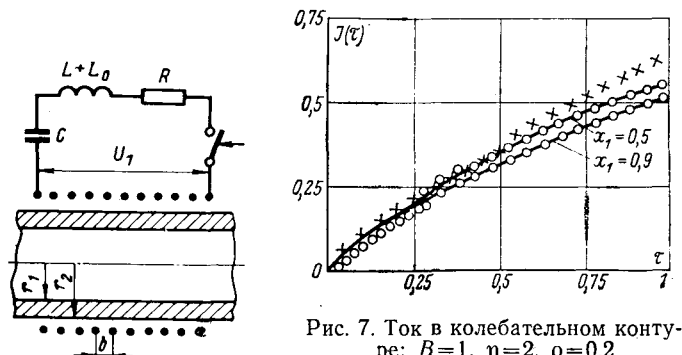


Рис. 7. Ток в колебательном контуре:  $B=1$ ,  $\eta=2$ ,  $\rho=0.2$ .

Рис. 6. Колебательный контур с соленоидом.

— точное решение; ○○○ — приближенное решение с использованием трансформаторной схемы замещения соленоида; ××× — асимптотическое решение (22).

асимптотического решения типа пограничного слоя  $y_\epsilon$  для обыкновенного дифференциального уравнения:

$$\frac{d^2 y}{dx^2} + \frac{1}{x} \frac{dy}{dx} - \frac{y}{x^2} - \frac{1}{\epsilon} y = 0;$$

$$y(1) = 1, y(0) = 0$$

и получим

$$y_\epsilon|_{x=1} = 1; \quad \frac{dy_\epsilon}{dx}|_{x=1} = \frac{1}{\epsilon} - \frac{1}{2} + \frac{3}{8}\epsilon \dots$$

Подставим этот результат в (8) и (20) и выполним формальное деление с приравниванием коэффициентов при одинаковых степенях  $\left(\frac{1}{V^p}\right)$ . Получим разложение  $\tilde{f}(p)$  в ряд по степеням  $\left(\frac{1}{V^p}\right)$ , который сходится при  $|p| > 1$ ,  $|p| > \frac{1}{\eta^2}$  и  $|p| > \frac{B^2}{\eta^2}$ .

$$\tilde{f}(p) = p^{-2} + C_1 p^{-\frac{5}{2}} + C_2 p^{-3} + C_3 p^{-\frac{7}{2}} + \dots, \quad (21)$$

где

$$C_1 = -\frac{B}{\eta}, \quad C_2 = \frac{B}{\eta^2} \left( \frac{1}{2} + B \right) - 2p;$$

$$C_3 = \frac{B}{\eta} \left[ \frac{1}{\eta^2} \left( \frac{1}{8} - B - B^2 \right) + 4p \right], \dots$$

Выполнив почленное обратное преобразование Лапласа для ряда (21), получим

$$J(\tau) = \tau + \frac{42 \cdot 2!}{4! \sqrt{\pi}} C_1 \tau^{\frac{3}{2}} + \frac{1}{2} C_2 \tau^2 + \frac{43!}{6! \sqrt{\pi}} C_3 \tau^{\frac{5}{2}} + \dots \approx$$

$$\approx \tau + 0,75 C_1 \tau^{\frac{3}{2}} + 0,5 C_2 \tau^2 + 0,3 C_3 \tau^{\frac{5}{2}} + \dots \quad (22)$$

Ряд сходится при  $\tau < 1$ ,  $\tau < \eta^2$  и  $\tau < \frac{\eta^2}{B^2}$ .

На рис. 7 крестиками показано решение  $J(\tau)$ , вычисленное по асимптотической формуле (22). В начальной стадии переходного процесса это решение совпадает с точным (сплошная линия), а точное решение совпадает с полученным при использовании трансформаторной схемы замещения (точки на графике) в течение всего переходного процесса, за исключением начальной стадии. Имеется участок, на котором все три решения совпадают. Это свидетельствует о том, что график тока в контуре можно составить из двух приближенных решений: асимптотического (22) — для начальной стадии переходного процесса и решения, полученного с использованием трансформаторной схемы замещения соленоида, для конечной стадии, причем имеется область срачивания этих двух решений.

**Приложение.** Асимптотическое решение (6) при низких частотах. Обозначим  $\epsilon = |k^2| \ll 1$ .

В соответствии с (8) для определения  $G(x, 1)$  требуется построить частное решение  $y(x)$ , удовлетворяющее уравнению

$$\frac{d}{dx} \left( x \frac{dy}{dx} \right) - \frac{y}{x^2} - \alpha \epsilon y = 0, \quad |y(x)|_{x=0} < \infty. \quad (П-1)$$

В интервале  $[0, x_1]$ , когда  $\alpha = 0$ , искомое решение известно:  $y = x$ . Поэтому будем искать асимптотическими методами решение уравнения (П-2) в интервале  $[x_1, 1]$  в виде ряда (П-3):

$$\frac{d}{dx} \left( x \frac{dy}{dx} \right) - \frac{y}{x^2} - \epsilon y = \frac{d}{dx} \left[ \frac{1}{x} \frac{d}{dx} (xy) \right] - \epsilon y = 0; \quad (П-2)$$

$$y|_{x=x_1} = x_1, \quad y'|_{x=x_1} = 1;$$

$$y = y_0 + \epsilon y_1 + \epsilon^2 y_2 + \dots \quad (П-3)$$

Подставляя (П-3) в (П-2) и приравнивая выражения при одинаковых степенях  $\epsilon$ , получаем:

$$\epsilon^0: \frac{d}{dx} \left[ \frac{1}{x} \frac{d}{dx} (xy_0) \right] = 0, \quad y_0|_{x=x_1} = x_1, \quad y_0'|_{x=x_1} = 1;$$

$$\epsilon^1: \frac{d}{dx} \left[ \frac{1}{x} \frac{d}{dx} (xy_1) \right] = y_0, \quad y_1|_{x=x_1} = 0, \quad y_1'|_{x=x_1} = 0;$$

$$\epsilon^2: \frac{d}{dx} \left[ \frac{1}{x} \frac{d}{dx} (xy_2) \right] = y_1, \quad y_2|_{x=x_1} = 0, \quad y_2'|_{x=x_1} = 0;$$

Решаем последовательно эти уравнения посредством двукратного интегрирования правой части:

$$y_0 = x;$$

$$y_1 = \frac{i}{8} \frac{1}{x} (x^2 - x_1^2);$$

$$y_2 = -\frac{1}{192} \frac{1}{x} (x^2 - x_1^2) (x^4 - 5x_1^2 x^2 - 2x_1^4) -$$

$$-\frac{1}{16} x_1^4 x \ln \frac{x}{x_1};$$

Подставим (П-3) в (8)

$$G = G(1, 1) = \frac{y_0 + \epsilon y_1 + \epsilon^2 y_2 + \dots}{(y_0 + y_0') + \epsilon (y_1 + y_1') + \epsilon^2 (y_2 + y_2') + \dots} =$$

$$= G_0 + \epsilon G_1 + \epsilon^2 G_2 + \dots$$

Умножим обе части последнего равенства на знаменатель дроби и приравняем коэффициенты при одинаковых степенях  $\epsilon$ :

$$G_0 = \frac{1}{2};$$

$$G_1 = -\frac{i}{16} (1 - x_1^2);$$

$$G_2 = -\frac{1}{192} (1 - x_1^2) [3(1 + x_1^2) - (1 - x_1^2)];$$

Таким образом, имеем

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{Re} G &= G_0 + \epsilon^2 G_2 + 0(\epsilon^4); \\ i \operatorname{Im} G &= \epsilon G_1 + 0(\epsilon^3). \end{aligned} \right\} \quad (П-4)$$

Подставим (П-4) в (11) и (12) и получим выражения (15), которые имеют погрешность порядка  $\epsilon^2$ .

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каден Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи. М. — Л., Госэнергоиздат, 1958.
2. Витков М. Г. Проникновение импульсного магнитного поля внутрь цилиндрического экрана. — ЖТФ, 1965, вып. 3, т. XXXV.
3. Новгородцев А. Б., Шнеерсон Г. А. Переходные процессы и электродинамические усилия в системе соленоид—замкнутый экран. — Труды Ленинградского политехнического института, 1966, № 273.
4. Winkler R. Hochgeschwindigkeitsbearbeitung. — Veb Verlag Technik, Berlin, 1973.
5. Лернер Д. М. Исследование магнитно-импульсного метода сборки силовых кремниевых вентилей. Автор. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук Л., 1967 (ЛЭТИ).
6. Новгородцев А. Б., Шнеерсон Г. А. О разряде конденсатора на идеальный бифиляр, образованный массивными проводниками. — Изв. вузов СССР. Энергетика, 1965, № 8.
7. Юрченко В. И. Разряд емкости на нагрузку из двух параллельных шин с учетом скин-эффекта. — ЖТФ, 1973, вып. 9, т. XLIII.
8. Смирнов В. И. Курс высшей математики, т. 4. М., Физматгиз, 1958.
9. Пикин Ю. Д., Смородин А. И. Алгоритм численного интегрирования осциллирующих функций. — В сб.: Алгоритмические языки и алгоритмы. АН СССР, 1968, вып. 3.
10. Деч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования. М., «Наука», 1971.
11. Вишик М. И., Люстерник Л. А. Регулярное вырождение и пограничный слой для линейных дифференциальных уравнений с малым параметром. — Успехи математических наук, 1957, вып. 5 (77), т. XII.

[4.10.1974]

# К расчету вихревых токов в проводящих пластинах

И. Д. МАЕРГОЙЗ, РОМАНОВИЧ С. С., ФЕДЧУН Л. В., АРТЫШЕВСКИЙ П. П.

Расчет вихревых токов в проводящих пластинах, находящихся во внешнем (зачастую нормальном к плоскости пластины) магнитном поле представляет значительный интерес. Это объясняется чрезвычайно разнообразным и широким применением проводящих пластин в современной технике, где они используются для экранирования внешних электромагнитных полей силовых устройств, в качестве проводящих подложек в интегральных схемах микроэлектроники и вычислительных устройств, как концентраторы для создания температурных полей необходимой структуры при выращивании профильных кристаллов с пьедестала и, наконец, в качестве печатных обмоток дисковых якорей электрических машин.

При расчете вихревых токов в проводящей пластине без учета влияния собственного магнитного поля вихревых токов на их распределение задача сводится к интегрированию уравнения Пуассона в плоскости пластины [Л. 1]. На основе существующей при таком подходе аналогии между задачей о кручении цилиндрических стержней и расчетом вихревых токов в пластине был получен ряд аналитических решений и установлены некоторые качественные закономерности. Для расчета вихревых токов в односвязной проводящей пластине с учетом реакции вихревых токов была выведена система интегральных уравнений [Л. 2]. В появившейся несколько позднее работе [Л. 3] для расчета вихревых токов в пластине также используется метод интегральных уравнений, однако вывод этих уравнений не доведен до конца, т. е. для ядер системы интегральных уравнений не получены явные формульные выражения.

В настоящей статье выводится система интегральных уравнений для расчета вихревых токов в многосвязной пластине, описывается алгоритм решения этой системы интегральных уравнений и приводятся численные примеры, которые сопоставляются с результатами расчетов вихревых токов без учета их реакции.

Пусть в многосвязной пластине внешним магнитным полем возбуждаются вихревые токи. Реальную пластину, имеющую поверхность  $S$ , толщину  $h$  и проводимость  $\gamma$ , заменим бесконечно тонкой с удельной поверхностной проводимостью  $\gamma h$ . Действительное токораспределение в пластине заменим поверхностным по  $S$  токораспределением, которое будем описывать с помощью функции тока  $\psi^b$ :

$$\mathbf{j}^b = [\text{grad } \psi^b, \mathbf{k}], \quad (1)$$

где  $\mathbf{j}^b$  — линейная плотность вихревого тока;  $\mathbf{k}$  — орт нормали к поверхности пластины. Из (1) очевидно, что на контурах  $L_0, L_1, \dots, L_n$ , ограничивающих поверхность пластины  $S$ , функция тока принимает постоянные значения. Поскольку выбор точки отсчета функции тока  $\psi^b$  произволен, то будем полагать  $\psi^b = 0$  на внешнем контуре  $L_0$ .

Найдем выражение для векторного потенциала поля, созданного вихревыми токами в пластине. Рассмотрим сначала скалярный потенциал  $\dot{\phi}_m$  магнитного поля, созданного вихревыми токами, который, вообще говоря, является неоднозначной функцией. Чтобы устранить многозначность потенциала, введем непроницаемую плоскую перегородку, ограниченную контуром  $L_0$ , т. е. совпадающую с  $S + \sum_{k=1}^n S_k$ .

Проведем произвольный контур  $L$ , пересекающий поверхность пластины  $S$  в точке  $P$  и пусть  $P'$  и  $P''$  — точки этого контура, бесконечно близко прилегающие к  $S$  с разных сторон. Тогда по закону полного тока

$$\dot{\phi}_m(P'') - \dot{\phi}_m(P') = \oint_L \mathbf{H} d\mathbf{l} = \dot{\psi}^b(P). \quad (2)$$

Из (2) следует, что поверхностное распределение токов по  $S$  эквивалентно по создаваемому им магнитному полю двойному слою магнитных зарядов, распределенных по  $S$  с плотностью

$$\dot{\tau}(P) = \dot{\psi}^b(P). \quad (3)$$

Заметим, что если точка  $P$  находится вне пластины в «дырке»  $S_k$ , ограниченной контуром  $S_k$ , то согласно (2) ска-

лярный потенциал  $\dot{\phi}_m$  претерпевает в этой точке скачок, равный значению функции тока  $\dot{C}_k$  на контуре  $L_k$ . Таким образом, при эквивалентной замене поверхностных токов двойным слоем магнитных зарядов необходимо распределить двойной слой по  $S_k$  с постоянной плотностью  $\dot{\tau}_k(P) = \dot{C}_k$ . Двойной слой магнитных зарядов эквивалентен по создаваемому полю поверхностному распределению магнитного момента с векторной плотностью

$$\mathbf{M}(P) = \dot{\tau}(P) \mathbf{k}. \quad (4)$$

Используя (4), (3) и формулу для векторного потенциала поля, созданного поверхностным распределением магнитного момента [Л. 4 и 5], находим:

$$\begin{aligned} \dot{A}^b(Q) = \frac{1}{4\pi} \int_{S+S_k} \frac{[\mathbf{r}_{QM}, \mathbf{M}]}{r^3_{QM}} dS_M = \frac{1}{4\pi} \int_S \dot{\psi}^b(P) \frac{[\mathbf{r}_{QP}, \mathbf{k}]}{r^3_{QP}} dS_P + \\ + \frac{1}{4\pi} \sum_{k=1}^n \dot{C}_k \int_{S_k} \frac{[\mathbf{r}_{QP}, \mathbf{k}]}{r^3_{QP}} dS_P. \end{aligned} \quad (5)$$

Вихревые токи в пластине возбуждает нормальная к  $S$  составляющая внешнего поля  $H^0_z$ .

Для этой составляющей введем в плоскости векторный потенциал  $\dot{A}^0(x, y) = e_x \dot{A}^0_x + e_y \dot{A}^0_y$ , определив его равенствами:

$$\frac{\partial \dot{A}^0_y}{\partial x} - \frac{\partial \dot{A}^0_x}{\partial y} = \mu_0 H^0_z; \quad \frac{\partial \dot{A}^0_x}{\partial x} + \frac{\partial \dot{A}^0_y}{\partial y} = 0. \quad (6)$$

Для линейной плотности вихревых токов в пластине имеем:

$$\dot{\mathbf{j}} = \gamma h \dot{\mathbf{E}} = j\omega \gamma h (\mathbf{A}^b + \dot{\mathbf{A}}^0) - \gamma h \text{grad } \dot{\phi}_e, \quad (7)$$

где скалярный электрический потенциал  $\dot{\phi}_e$  удовлетворяет на  $S$  двумерному уравнению Лапласа и выбирается в последующем таким образом, чтобы на ограничивающих пластину контурах  $L_k$  выполнялось граничное условие

$$\dot{\mathbf{j}}^b(Q) \mathbf{v}^k_Q = 0; \quad (8)$$

где  $\mathbf{v}^k_Q$  — единичный вектор нормали к  $L_k$ .

Проводя далее те же рассуждения, что и в [Л. 2], приходим к следующей системе интегральных уравнений:

$$\begin{aligned} \dot{\psi}^b(Q) + \frac{\gamma \omega \mu_0 \gamma h}{4\pi} \left\{ \int_S \dot{\psi}^b(P) \left[ \frac{1}{r_{QP}} - \frac{1}{L_0} \oint_{L_0} \frac{dl_M}{r_{PM}} \right] dS_P + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^n \dot{C}_k \int_{S_k} \left[ \frac{1}{r_{QP}} - \frac{1}{L_0} \oint_{L_0} \frac{dl_M}{r_{PM}} \right] dS_P + \right. \\ \left. + \frac{\gamma h}{2\pi L_0} \sum_{k=0}^n \oint_{L_k} \dot{\sigma}_k(P) \left[ \theta(Q, P) - \frac{1}{L_0} \oint_{L_0} \theta(M, P) dl_M \right] dl_P = \right. \\ \left. = -j\omega \gamma h \left[ \dot{\psi}^0(Q) - \frac{1}{L_0} \oint_{L_0} \dot{\psi}^0(Q) dl_Q \right]; \right. \quad (9) \\ \left. \dot{\sigma}_i(Q) + \frac{1}{\pi} \left\{ \oint_{L_i} \dot{\sigma}_i(P) \left[ \frac{\cos(\mathbf{r}_{QP}, \mathbf{v}^i_Q)}{r_{QP}} - \frac{\pi}{L_i} \right] dl_P + \right. \right. \\ \left. + \sum_{k \neq i}^n \oint_{L_k} \dot{\sigma}_k(P) \frac{\cos(\mathbf{r}_{QP}, \mathbf{v}^i_Q)}{r_{QP}} dl_P \right\} + \\ \left. + \frac{j\omega \mu_0}{2\pi} \left\{ \int_S \dot{\psi}^b(P) \frac{\sin(\mathbf{r}_{QP}, \mathbf{v}^i_Q)}{r^2_{QP}} dS_P + \right. \right. \end{aligned}$$

$$+ \sum_{k=1}^n \dot{C}_k \int_{S_k} \frac{\sin(r_{QP}, \mathbf{v}_Q^i)}{r_{QP}^2} dS_P \Big\} = -2j\omega\mu_0 (\dot{A}^0(Q), \mathbf{v}_Q^i); \quad (10)$$

$$(i = 0, 1, 2, \dots, n).$$

Здесь  $\dot{C}_i$  — линейные плотности зарядов, распределенных по  $L_k$ ;  $\dot{\psi}^0$  — функция потока вектора  $\dot{A}^0$ ;  $\theta(Q, P)$  — угол между некоторой фиксированной осью и  $r_{QP}$ .

Система интегральных уравнений (9) и (10) была бы полной (замкнутой), если бы были известны константы  $\dot{C}_k$ , т. е. значения функции тока  $\psi^0(Q)$  на контурах  $L_k$ . Однако эти значения заранее неизвестны. Дифференцируя (9) по касательным к  $L_k$  направлениям и используя (10), можно показать, что  $\psi^0$ , являющаяся решением системы (9) и (10), принимает постоянные на контурах  $L_k$  значения. Поэтому, чтобы замкнуть уравнения (9) и (10) в единую систему, присоединим к ним соотношения

$$\frac{1}{L_k} \oint_{L_k} \dot{\psi}^0(Q) dL_Q = \dot{C}_k \quad (k = 1, 2, \dots, n). \quad (11)$$

Соотношения (9) — (11) образуют полную систему уравнений, которую целесообразно использовать для расчета вихревых токов в проводящей пластине. Правые части уравнений (9) и (10) зависят от конкретного вида внешнего магнитного поля. Если внешнее поле однородно, то из (6) нетрудно получить:

$$\dot{\psi}^0(Q) = \frac{\mu_0}{4} H_0 z^2 Q; \quad (12)$$

$$(\dot{A}^0(Q), \mathbf{v}_Q^i) = \frac{\mu_0}{2} H_0 z [(e_x, \mathbf{v}_Q^i) y_Q - (e_y, \mathbf{v}_Q^i) x_Q], \quad (13)$$

где  $r_Q$  — расстояние от точки  $Q$  до произвольно выбранного начала координат;  $x_Q$  и  $y_Q$  — координаты  $Q$  в этой системе координат.

Если внешнее поле создается параллельным плоскости пластины витком с током  $I$ , то имеем:

$$\dot{\psi}^0(Q) = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint_{L_{\text{внт}}} \ln[r_{QM} + (y_M - y_Q)] dx_M; \quad (14)$$

$$(\dot{A}^0(Q), \mathbf{v}_Q^i) = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint_{L_{\text{внт}}} \frac{(\mathbf{v}_Q^i, d\mathbf{L}_M)}{r_{QM}}. \quad (15)$$

Нетрудно выписать выражения для правых частей уравнений (9) и (10) и при более общих способах возбуждения внешнего поля.

Решив уравнения (9) — (11), найдем распределения  $\dot{\psi}^0(Q)$  и  $\dot{C}_k(Q)$ , по которым можно определить линейную плотность вихревого тока. Для этого имеются две возможности: либо применить формулу (1), согласно которой  $\dot{J}_x = \frac{\partial \dot{\psi}^0}{\partial y}$  и  $\dot{J}_y = -\frac{\partial \dot{\psi}^0}{\partial x}$ , либо воспользоваться формулами (7) и (5) и выражениями для  $\dot{\phi}_e$  и  $\dot{A}^0$ . При первом подходе необходимо производить численное дифференцирование функции тока, что может привести к дополнительной вычислительной погрешности. Второй подход более точен, но сопряжен с более трудоемкими вычислениями интегралов.

Заметим, что по распределению  $\dot{\psi}^0(Q)$  построить картину поля  $\dot{J}_R(Q)$  просто, поскольку уравнение  $\dot{\psi}^0(Q, t) = \text{const}$  является уравнением силовой линии вектора  $\dot{J}^0$  в момент времени  $t$ .

**Приложение. Описание алгоритма и программы решения интегральных уравнений.** При разработке алгоритма численного решения системы интегральных уравнений (9) — (11) в первую очередь возник вопрос о рациональном использовании памяти машины. С этой точки зрения предпочтительными являются методы вычисления матрицы по частям. В отношении хранения промежуточной информации, обрабатываемой в процессе счета, наиболее выгодным на наш взгляд является клеточная модификация метода оптимального исключения [Л. 6—8].

Существо алгоритма состоит в следующем. Матрица системы предполагается разделенной на квадратные клетки порядка  $l$ . Решение находится за  $N = n/l$  шагов ( $n$  — порядок матрицы). На  $k$ -м шаге при прямом ходе вычисляется  $k$ -я клеточная строка и затем происходит обработка этой строки и  $k$ -й компоненты (подвектора) вектора правой части (последний состоит из  $N$  подвекторов размеров  $l$ ). На обратном ходе обрабатываются  $k=1$  предыдущих подвекторов правой части и  $k=1$  неполных клеточных строк промежуточного числового материала. В отличие от обычных методов, требующих  $n^2$  ячеек памяти, максимальное число хранимой информации, не считая  $k$ -й клеточной строки, составляет при таком способе  $n^2/4$  чисел. По этому алгоритму была составлена программа на языке ФОРТРАН для ЭВМ БЭСМ-6, где при наличии двух барабанов можно решать системы до 448 порядка [Л. 9]. Эта программа вошла составной частью в общую программу решения задачи расчета вихревых токов в пластине, написанную также на языке ФОРТРАН.

Если источником внешнего поля служит виток с током, то полезно знать напряжение на витке, наведенное магнитным полем вихревых токов в пластине. Это напряжение определяется соотношением:

$$\dot{U} = j\omega \oint_{L_{\text{внт}}} \dot{A}^0 d\mathbf{L},$$

где

$$\dot{A}^0 = -\frac{\mu_0}{4\pi} \int \dot{\psi}^0(M) \frac{[r_{QM}, \mathbf{k}]}{r_{QM}^3} dS_M.$$

По току в витке и напряжению  $\dot{U}$  элементарно вычисляется импеданс, вносимый проводящей пластиной в цепь витка.

С целью увеличения точности решения задачи, которое может быть достигнуто за счет увеличения числа участков разбиения, программа составлена с учетом возможной симметрии пластины и внешнего поля относительно двух координатных осей. Соответственно этому преобразованы ядра интегральных уравнений. Учет симметрии позволяет решать задачи, где число неизвестных фактически превышает порядок системы уравнений в четыре раза. Так, например, если  $n = 440$ , то число участков разбиения на всей пластине составляет 1760.

Рассмотрим пластину с одним внутренним вырезом. Записав комплексы функции тока и линейные плотности зарядов в алгебраической форме и разделив вещественные и мнимые части, получим из (9) — (11) систему шести интегральных уравнений, дополненных двумя соотношениями вида (11). Разбивая область  $S+S_1$  и контуры  $L_0, L_1$  на элементарные площадки и отрезки линий и аппроксимируя интегралы по этим участкам по какой-либо квадратурной формуле, придем к системе линейных алгебраических уравнений:

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & 0 & T_{15} & 0 & 0 & T_{18} \\ T_{21} & T_{22} & 0 & T_{24} & 0 & T_{26} & T_{27} & 0 \\ 0 & T_{32} & T_{33} & 0 & T_{35} & 0 & 0 & T_{38} \\ T_{41} & 0 & 0 & T_{44} & 0 & T_{46} & T_{47} & 0 \\ 0 & T_{52} & T_{53} & 0 & T_{55} & 0 & 0 & T_{58} \\ T_{61} & 0 & 0 & T_{64} & 0 & T_{66} & T_{67} & 0 \\ T_{71} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & T_{77} & 0 \\ 0 & T_{82} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & T_{88} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_p \\ \sigma_{1a} \\ \sigma_{2a} \\ \sigma_{2p} \\ C_{1a} \\ C_{1p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ F_0 \\ 0 \\ 0 \\ F_1 \\ F_2 \\ 0 \end{bmatrix},$$

где  $T_{ij}$  — матрицы, аппроксимирующие соответствующие интегральные операторы;  $\psi_a, \psi_p$  — активные и реактивные составляющие функции тока в  $S$ ;  $\sigma_{1a}, \sigma_{1p}$  и  $\sigma_{2a}, \sigma_{2p}$  — составляющие линейных плотностей зарядов соответственно на внешнем и внутреннем контурах пластины;  $C_{1a}, C_{1p}$  — составляющие функции тока в  $S_1$ ;  $F_0, F_1, F_2$  — правые части.

При вычислении элементов матриц следует учитывать, что диагональные элементы матриц  $T_{12}$  и  $T_{21}$  представляют собой несобственные интегралы. Кроме того, поскольку угол  $\theta$  не определен, его нужно вычислять так, чтобы он изменялся от точки к точке в пределах пластины без скачков.

Программа состоит из подпрограмм, осуществляющих ввод исходной информации, подготовительные операции и вычисление  $\dot{U}$ , нахождение коэффициентов матрицы, опреде-

Таблица 1

Номера участков	с=07896 м			с=78,96 м		с=552,7 м	
	$\Phi_a \cdot 10^6, a$	$\Phi_p \cdot 10^4, a$	$\Phi \cdot 10^4, a$	$\Phi_a \cdot 10^2, a$	$\Phi_p \cdot 10^2, a$	$\Phi_a \cdot 10^2, a$	$\Phi_p \cdot 10^2, a$
1	4,37	5,67	5,63	2,76	3,55	6,99	1,32
4	3,71	5,06	5,03	2,42	3,29	6,57	1,30
18	2,49	3,78	3,78	1,70	2,63	5,59	1,32
19	1,57	2,64	2,66	1,11	1,94	4,47	1,39
20	0,50	0,98	1,05	0,36	0,77	2,00	1,05
28	0,27	0,67	0,74	0,21	0,57	1,62	1,00
32	0,07	0,29	0,34	0,06	0,27	0,88	0,84
31	0,29	0,75	0,75	0,23	0,64	1,87	1,21
30	0,47	1,01	0,99	0,35	0,81	2,22	1,26
16	0,69	1,27	1,25	0,48	0,97	2,51	1,33
13	0,82	1,40	1,37	0,54	1,03	2,64	1,37
9	2,44	3,55	3,55	1,60	2,40	5,34	1,52

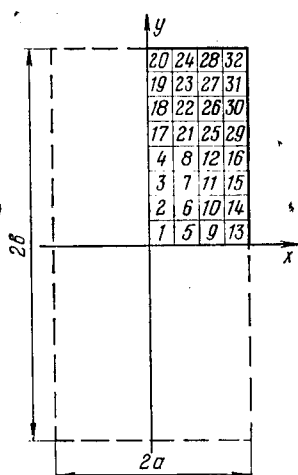


Рис. 1. Разбиение поверхности пластины прямоугольной формы на участки.

**Пример 1.** Рассчитаем вихревые токи в пластине прямоугольной формы со сторонами  $2a=0,08$  м и  $2b=0,16$  м, индуцированные однородным внешним полем. Напряженность внешнего поля  $H_0=1$  а/м. Параметр  $c=\omega\mu h$  принимает значения 0,7896 м, 78,96 м и 552,7 м. Разбиение поверхности пластины на участки показано на рис. 1.

Для нескольких характерных участков разбиения поверхности пластины, взятых по периметру расчетной области, в табл. 1 приведены результаты расчета  $\Phi_a$  и  $\Phi_p$ . Эта же задача при пренебрежении реакцией вихревых токов, что допустимо при  $\frac{ca}{2} \ll 1$ , решена в [Л. 1]. Для случая прямоугольной пластины решение можно записать в виде:

$$\psi = -j \frac{16}{\pi^3} ca^2 H_0 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(2n+1)^3} \times \left[ 1 - \frac{\operatorname{ch}(2n+1) \frac{\pi y}{2a}}{\operatorname{ch}(2n+1) \frac{\pi b}{2a}} \right] \cos(2n+1) \frac{\pi x}{2a}. \quad (16)$$

Результаты расчетов, выполненных по формуле (16) при  $c=0,7896$  м, также представлены в табл. 1. Видно, что они хорошо согласуются с результатами численного расчета.

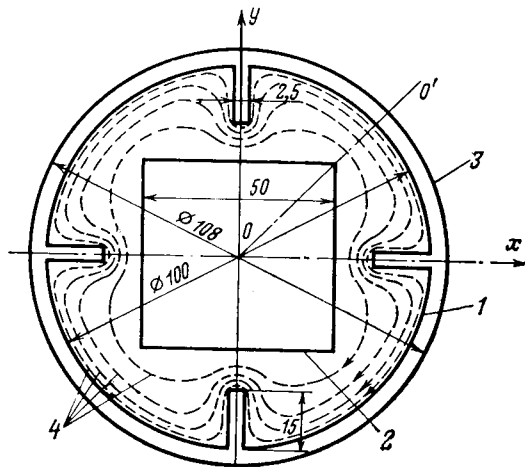


Рис. 2. Пластина-концентратор.

1 — внешний контур пластины; 2 — внутренний вырез; 3 — виток с током; 4 — линии тока.

Расчеты, выполненные при  $c=78,96$  м и  $c=552,7$  м, показывают, что с ростом  $c$  активная составляющая функции тока становится одного порядка с реактивной составляющей, а затем начинает превосходить ее. Пренебрегать реакцией вихревых токов здесь уже нельзя, так как при этом функция тока имеет только реактивную составляющую.

**Пример 2.** Рассмотрим расчет вихревых токов в концентраторе, используемом в технологических процессах выращивания кристаллов с пьедестала. Данный пример приводится, чтобы проиллюстрировать возможность составленной программы для расчета вихревых токов в пластинах сложной формы. Результаты приводимого расчета использовались при создании технологической установки.

Форма пластины показана на рис. 2. Плоскость витка приподнята над плоскостью пластины на 2,5 мм. Толщина пластины 3 мм, удельная проводимость  $10^5$  1/ом·м, частота тока в индукторе 440 кГц. В данном случае пренебрегать реакцией вихревых токов нельзя, поскольку  $\frac{ca}{2} \gg 1$  ( $a$  —

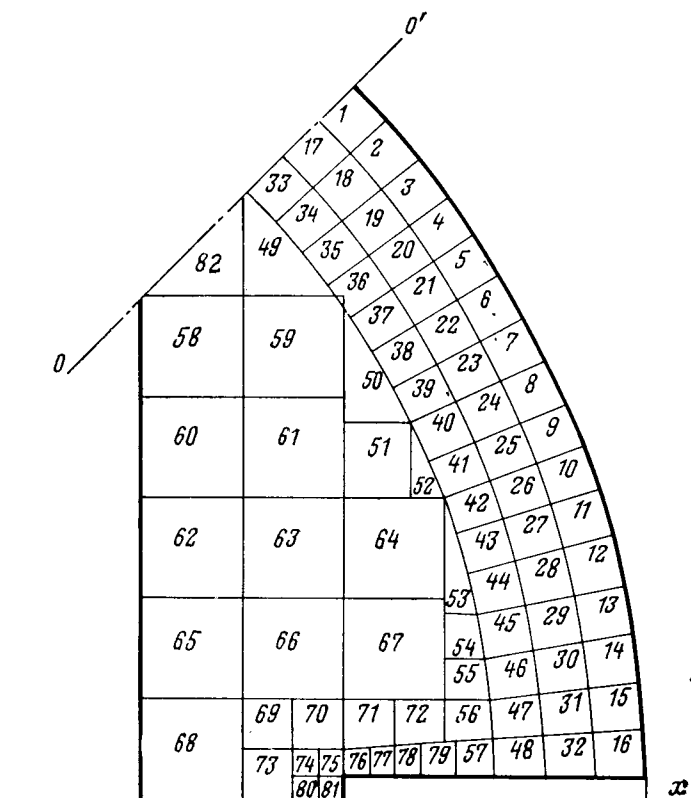


Рис. 3. Разбиение поверхности пластины-концентратора на участки.

Таблица 2

Номера участков	$\phi_a, a$	$\phi_p, a$	$\phi, a$	$\alpha, \text{град}$
1	0,1241	0,1009	0,1600	39,13
5	0,1165	0,0967	0,1514	39,70
10	0,1110	0,0937	0,1453	40,15
13	0,1045	0,0912	0,1387	41,07
16	0,0166	0,0430	0,0469	68,88
32	0,0554	0,0870	0,1032	57,51
48	0,0444	0,0801	0,0916	61,01
77	0,0628	0,0980	0,1164	57,35
75	0,1803	0,1317	0,2233	33,13
81	0,0737	0,0838	0,1116	48,65
73	0,4088	0,1653	0,4409	22,01
68	0,5526	0,1600	0,5753	16,15
62	0,6047	0,1594	0,6254	14,77
58	0,5762	0,1441	0,5940	14,04
33	0,4231	0,1760	0,4583	22,59
17	0,3112	0,1594	0,3496	27,12

радиус пластины). В табл. 2 приведены значения составляющих, модуль и фаза  $\alpha$  функции тока  $\phi$  для некоторых характеристик участков разбиения поверхности пластины. Пластина симметрична как относительно осей  $x, y$ , так и относительно оси  $OO'$ , поэтому приводятся данные только для одной восьмой ее части. Способ разбиения поверхности пластины и ограничивающих ее контуров на участки дан на рис. 3. Приближительная картина линий вихревых токов изображена на рис. 2. Комплексное сопротивление, вносимое концентратором в цепь индуктора оказалось равным  $0,0562 - j 0,1709 \text{ ом}$ .



## Оптимизация динамических процессов в секционном электроприводе бумагоделательных машин

Доктор техн. наук, проф. БАРЫШНИКОВ В. Д., канд. техн. наук,  
доц. ШЕСТАКОВ В. М., инж. АПОЛЕНСКИЙ В. П.

Ленинград

Применение в электроприводе бумагоделательных машин (БМ) тиристорных преобразователей и унифицированных систем автоматического регулирования открыло широкие возможности для повышения быстродействия САР, использование которых в ряде случаев оказывается затруднительным из-за значительного влияния упругостей механических передач на динамику электропривода [Л. 1 и 2]. Все более необходимым является учет технологических факторов, в частности характеристик вырабатываемого полотна. До сих пор оставался открытым и вопрос разработки рациональных, обоснованных требований к параметрам механических передач. Вместе с тем существующие параметры механической части БМ уже не соответствуют возросшим требованиям и ограничивают возможности тиристорных электроприводов.

Поставлена задача создания достоверного математического описания динамики электропривода БМ с учетом характеристик механических передач и вырабатываемого полотна, а также разработки эффективных способов электротехнической коррекции САР. В статье формулируются рациональные требования к параметрам механических передач и указываются пути реализации этих требований.

Математическое описание и структурная модель электропривода БМ. В многодвигательном электроприводе современных бумаго- и картоноделательных машин одновременно регулируется ряд взаимосвязанных параметров: скорость, ток якоря двигателя, натяжение полотна и т. д. Конечная цель — поддержание заданных параметров вырабатываемого полотна (удлинения, натяжения) в межсекционных промежутках.

Пренебрегая пластической деформацией бумажного полотна и считая его абсолютно упругим, что допустимо в области малых отклонений натяжения, можно представить зави-

В заключение отметим, что изложенный метод и описанная программа позволяют рассчитать распределение вихревых токов в пластинах еще более сложной конфигурации.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Цейтлин Л. А. Потери на вихревые токи в тонких пластинах. — «Электричество», 1969, № 3.
2. Маергойз И. Д., Тозони О. В. Интегральные уравнения для расчета трехмерного квазистационарного электромагнитного поля. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1972, № 4.
3. Астахов В. И., Колесников Э. В., Пашковский В. И. Вихревые токи в проводящих пластинах. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1972, № 8.
4. Тамм И. Е. Основы теории электричества. М., Физматгиз, 1958.
5. Поливанов К. М. Теоретические основы электротехники, ч. III. М., «Энергия», 1969.
6. Михлин С. Г. Лекции по линейным интегральным уравнениям. М., Физматгиз, 1958.
7. Тозони О. В., Маергойз И. Д. О расчете статических полей методом интегральных уравнений. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1967, № 11.
8. Волович В. М. О решении систем линейных алгебраических уравнений клеточными методами. — «Вычислительные методы и программирование», 1965, № 3.
9. Воеводин В. В. Численные методы алгебры. Теория и алгоритмы. М., «Наука», 1966.

[9.10.1974]

УДК 62-83:676:531.3

симость между относительным отклонением удлинения  $\Delta\delta$  полотна и разностью относительных отклонений скоростей  $\Delta v_m$   $i$  и  $i+1$  секций в виде [Л. 3]:

$$\Delta\delta_{i,i+1} = \frac{[1 + \delta_{ci}(i, i+1)][\Delta v_{m(i+1)} - \Delta v_{mi}] + \frac{V_{ci}(i+1)}{V_{ci}} \Delta\delta_{i-1,i} e^{-\tau_{zi} p}}{T_{\delta zi} p + 1} \rightarrow \quad (1)$$

где  $\delta_{ci}(i, i+1)$  — удлинение полотна между  $i$  и  $i+1$  секциями в статике;  $V_{ci}, V_{ci}(i+1)$  — линейные скорости  $i$  и  $i+1$  секций в статике;  $T_{\delta zi}$  — эквивалентная постоянная времени удлинения полотна;  $\tau_{zi}$  — время запаздывания «зоны сцепления» полотна с валом  $i$  секции.

Связь между относительными отклонениями натяжения  $\Delta\phi$  и удлинения  $\Delta\delta$  полотна

$$\Delta\phi_{i,i+1} = k_{v(i,i+1)} \Delta\delta_{i,i+1}, \quad (2)$$

где  $k_{v(i,i+1)} = \frac{V_{ci}(i+1)}{V_{ci}} \frac{SE_{i,i+1}}{F_{ci}(i, i+1)}$ ;  $E, S$  — модуль упругости и площадь поперечного сечения полотна;  $F_{ci}$  — натяжение полотна в статике.

Момент сопротивления  $i$  секции  $M_{ci}$  зависит как от момента трения при вращении валов и движении «одежды» машины  $M_{c,oi}$ , так и от натяжения полотна между  $i, i-1$  и

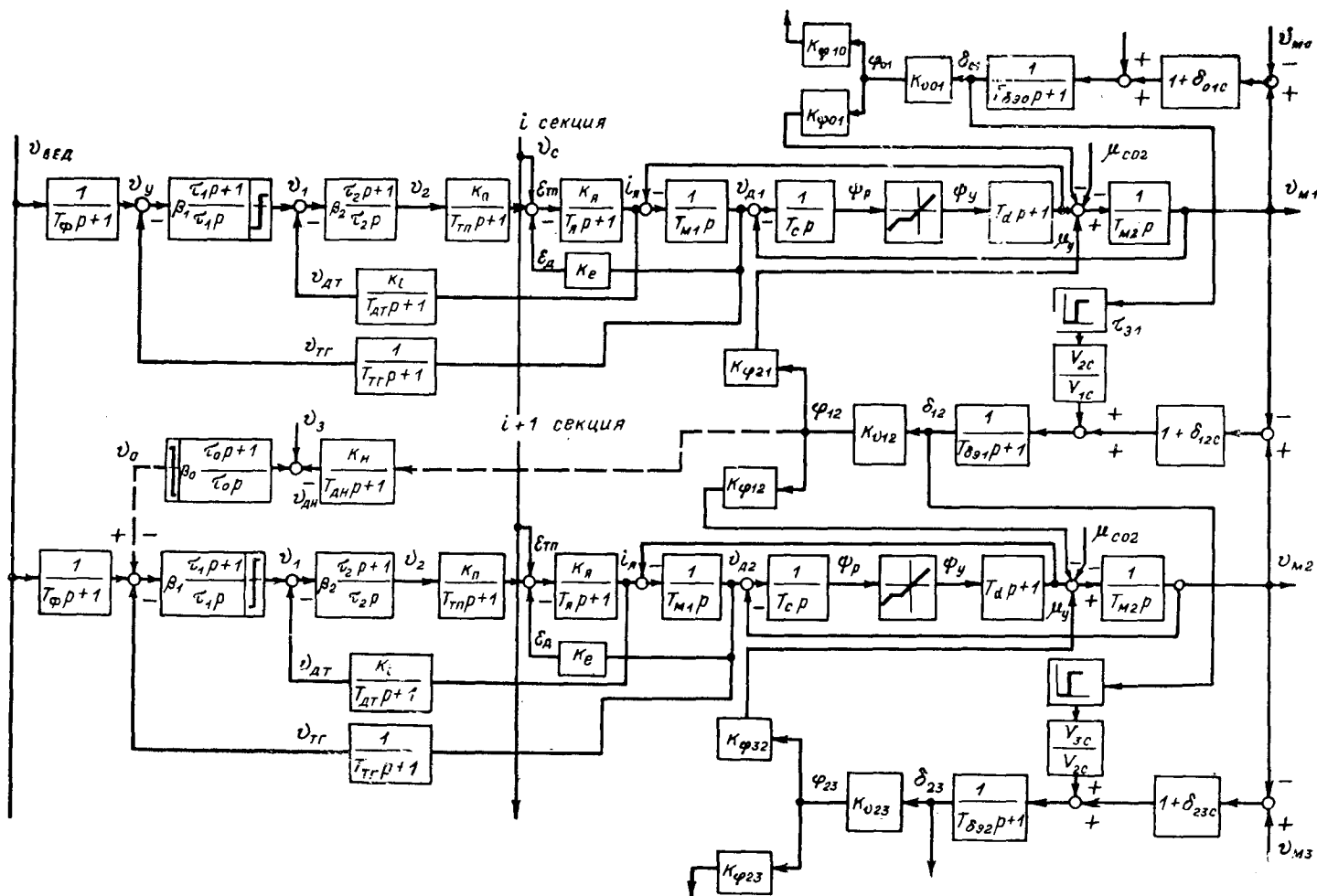


Рис. 1. Структурная схема секционного электропривода.

$\dot{v}_{\text{вед}}$  — ведущее напряжение задатчика уровня скорости БМ;  $\dot{v}_c$  — напряжение сети переменного тока;  $\mu_c$  — статический момент нагрузки.  $\dot{v}_3$  — напряжение задания натяжения полотна;  $\dot{v}_0, \dot{v}_1, \dot{v}_2$  — выходные напряжения регуляторов натяжения, скорости и тока;  $\epsilon_{TP}$  — э. д. с. тиристорного преобразователя;  $i_n$  — ток якоря двигателя;  $\dot{v}_{DT}, \dot{v}_{TG}$  — напряжения датчика тока и тахогенератора;  $v_d, v_m$  — скорости двигателя и механизма;  $\mu_y$  — упругий момент передачи;  $\varphi_p, \varphi_y$  — углы рассогласования и упругого скручивания вала.

$i, i+1$  секциями БМ. С учетом относительных отклонений переменных

$$\Delta \mu_{ci}(p) = \Delta \mu_{c,0i}(p) + k_{\varphi(i-1,i)} \Delta \varphi_{i-1,i}(p) - k_{\varphi(i+1,i)} \Delta \varphi_{i,i+1}(p), \quad (3)$$

где

$$k_{\varphi(i-1,i)} = \frac{F_c(i-1,i) R_i}{M_{ci} i_p};$$

$$k_{\varphi(i+1,i)} = \frac{V_c(i+1) F_c(i,i+1) R_i}{V_{ci} M_{ci} i_p};$$

$R_i$  — радиус вала (цилиндра) секции,  $i_p$  — передаточное число редуктора.

На основании уравнений (1)–(3) можно построить структурную схему, отражающую влияние межсекционных связей через вырабатываемое бумажное полотно. Пристраивая к этой схеме структурные модели секционного электропривода с учетом упругостей и зазоров механических передач [Л. 1], получаем полную структурную математическую модель электро-механической системы (рис. 1), состоящей из  $i$  и  $i+1$  секций.

Для улучшения технологического режима БМ нередко вводится непосредственное регулирование натяжения бумажного полотна. Контур регулирования натяжения, содержащий регулятор натяжения РН с передаточной функцией

$$W_{PH}(p) = \beta_0 \frac{\tau_0 p + 1}{\tau_0 p}$$

и датчик натяжения ДН с передаточной функцией

$$W_{DN}(p) = \frac{k_n}{T_{DN} p + 1},$$

легко может быть встроен в рассматриваемую структурную модель (показан на рис. 1 пунктиром). На рис. 1 показаны также нелинейные статические характеристики регуляторов («ограничение» РН, РС) и зазора упругой механической передачи с моментом сопротивления  $M_c$ .

Представленная структурная модель электропривода БМ является обобщенной, поскольку учитывает различные факторы (электрические, механические, технологические), влияющие на работу электропривода, справедлива для БМ, вырабатывающих как легкие, так и тяжелые сорта бумаг и картонов, и может быть применена для анализа различных режимов работы БМ. Она наглядно отражает реально существующие связи между электроприводами отдельных секций БМ через управляющие и возмущающие воздействия и через вырабатываемое полотно.

Такая безразмерная структурная схема является универсальным математическим описанием динамики электропривода, так как ее анализ может быть выполнен с помощью различных структурных методов, включая частотные, графические и моделирование на АВМ.

Электротехнические способы коррекции САРСС. Теоретический анализ, а также экспериментальные исследования тиристорного электропривода показали, что при выработке легких сортов бумаг (газетных, печатных) влияние межсекционных связей через вырабатываемое полотно на динамику систем



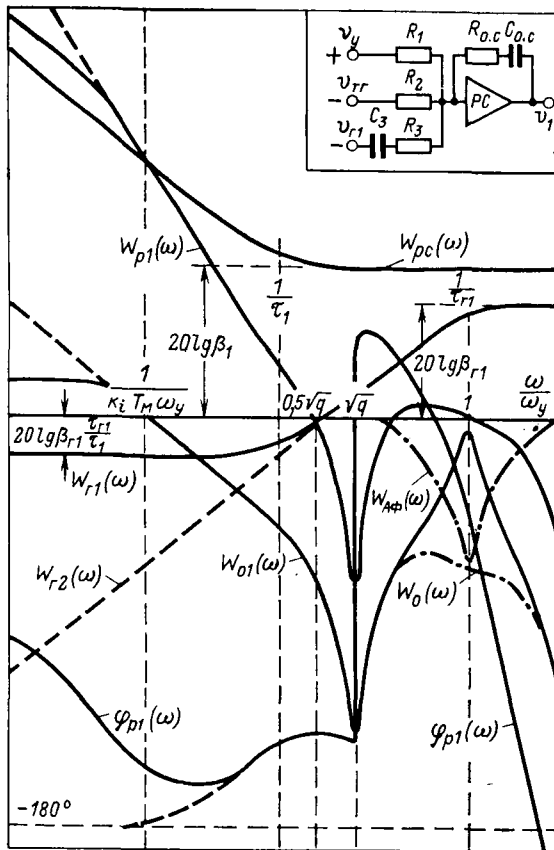


Рис. 2. Логарифмические частотные характеристики САСС.

автоматического регулирования скоростей секций (САСС) в большинстве случаев оказывается слабым, наибольшее влияние оказывают упругости механических передач. В этой статье ограничимся рассмотрением электроприводов БМ, выпускающих легкие сорта бумаги, что позволит рассматривать локальные САСС.

Учитывая возможности линеаризации структурной схемы САСС [Л. 1], ограничимся в дальнейшем рассмотрением линеаризованной системы.

Конечной задачей коррекции САСС является оптимизация электромеханической связи [Л. 4] или, иными словами, достижение оптимального демпфирующего действия электропривода. В секционных электроприводах высокопроизводительных бумагоделательных машин, как правило,  $T_{m1} \ll T_{m2}$  (в среднем  $q = T_{m1}/T_{m2} = 0,01-0,05$ ), что является наиболее тяжелым случаем влияния упругости механической передачи на динамику САР. При этом в первую очередь следует стремиться к подавлению упругих колебаний якоря двигателя за счет демпфирующего действия САР.

Передаточная функция «объекта регулирования» разомкнутого скоростного контура (без регулятора скорости) при пренебрежении внутренней обратной связью по э. д. с. двигателя [Л. 5]

$$W_{o1}(p) =$$

$$= \frac{(T_{m2}T_c p^2 + T_d p + 1)(T_{дт} p + 1)}{k_i T_{мр} (q T_{m2} T_c p^2 + T_d p + 1)(T_{гп} p + 1)(a T_{с2}^2 p^2 + a T_{с2} p + 1)}, \quad (4)$$

где  $T_{с2} = T_{гп} + T_{дт}$ .

Наличие в (4) множителя

$$W_{y.c}(p) = \frac{T_{м2} T_c p^2 + T_d p + 1}{q T_{м2} T_c p^2 + T_d p + 1} \quad (5)$$

характеризует влияние упругости передачи и обуславливает наличие резонансных всплесков в частотных характеристиках «объекта». Назовем поэтому  $W_{y.c}(j\omega)$  комплексным ко-

эффициентом влияния упругой связи. Коррекция САСС сводится к подавлению влияния  $W_{y.c}(j\omega)$ .

Как показали исследования [Л. 1], применение пассивных фильтров нижних частот и перестройка регуляторов скорости РС и тока РТ не дает возможности надежно подавить упругие колебания и получить требуемые динамические характеристики САСС. Необходимо было разработать специфические средства последовательной и параллельной коррекции.

Представляет интерес сравнить различные виды коррекции и определить оптимальные настройки регуляторов.

При оптимизации динамики контура тока следует стремиться к максимальному быстродействию. Оптимальной настройкой контура будет «скорректированный оптимум», когда параметры РТ выбираются в соответствии с условиями:

$$\tau_2 = T_n, \quad \beta_2 = \frac{T_n}{k_n k_a k_i T_{с2}}, \quad (6)$$

при этом в передаточной функции замкнутого контура тока

$$W_{с2}(p) = \frac{T_{дт} p + 1}{k_i (a T_{с2}^2 p^2 + a T_{с2} p + 1)}, \quad a = 1. \quad (7)$$

Оптимальные динамические характеристики контура скорости определяются совместным выбором параметров РС и корректирующего устройства.

На рис. 2 представлены логарифмические характеристики САСС. С помощью последовательной или параллельной коррекции в первую очередь необходимо подавить резонансный пик характеристики «объекта регулирования»  $W_{o1}(\omega)$  на частоте свободных упругих колебаний  $\omega_y$ .

В качестве последовательных корректирующих устройств эффективными оказались активные полоснозадерживающие (режкторные) фильтры, включаемые на выходе РС [Л. 6]. При этом частота настройки фильтра  $\omega_n = \omega_y$  (см. амплитудную характеристику фильтра  $W_{\phi}(\omega)$  на рис. 2).

Параллельная коррекция может быть осуществлена различными способами. Указанный в [Л. 7] способ сводится к включению гибкой обратной связи по скорости двигателя на вход РТ. Коррекция имеет передаточную функцию

$$W_{r2}(p) = \beta_{r2} \frac{\tau_{r2} p}{\tau_{r2} p + 1} \quad (8)$$

и выполнена с помощью отдельного операционного усилителя, работающего в пропорционально-дифференциальном режиме.

Необходимо отметить, что введение гибкой обратной связи по скорости двигателя на вход РС позволяет отказаться от дополнительного усилителя и реализовать коррекцию с помощью пассивной RC-цепи (рис. 2). Передаточная функция РС по каналу гибкой обратной связи

$$W_{r1}(p) = \frac{\Delta \theta_1(p)}{\Delta \theta_{r1}(p)} = \beta_{r1} \frac{\tau_{r1} (\tau_{r1} p + 1)}{\tau_{r1} (\tau_{r1} p + 1)}, \quad (9)$$

где

$$\beta_{r1} = \frac{R_{o.c}}{R_s}, \quad \tau_{r1} = R_s C_s, \quad \tau_1 = R_{o.c} C_{o.c}.$$

На рис. 2 показана амплитудная характеристика  $W_{r1}(\omega)$ . Параметры корректирующей связи целесообразно выбрать в соответствии с условиями:

$$\tau_{r1} = \frac{1}{\omega_y}; \quad \beta_{r1} = T_{эм} \omega_y \sqrt{q}, \quad (10)$$

где  $T_{эм} = T_{мвс}$  — электромеханическая постоянная времени привода;  $v_c = \Delta n_c / n_c$  — относительное изменение скорости двигателя в разомкнутой системе при изменении  $m_c$  от 0 до 1.

Предлагаемый вид параллельной коррекции был всесторонне исследован на АВМ и в период промышленных испытаний. Результаты исследований показали, что степень подавления упругих колебаний и реально достижимое быстродействие САСС при введении параллельной коррекции на вход РС приблизительно соответствует таковому при применении последовательной коррекции на активных режкторных фильтрах или параллельной коррекции на вход РТ.

Преимуществом параллельной коррекции является ее стабильность работы при изменении параметров привода, однако из-за постоянства  $\omega_y$  секций БМ и помехозащищенности последовательная коррекция также эффективна.

Варианты механической части привода	$\omega_y, \text{сек}^{-1}$		Наружный диаметр вала, м		Внутренний диаметр вала, м		Масса вала длиной 3,65 м, т	
	Тип секции							
	тяжелая	легкая	тяжелая	легкая	тяжелая	легкая	тяжелая	легкая
Сплошной вал существующей конструкции	40	80	0,144	0,12	0	0	0,456	0,282
Требуемый вал с упругой муфтой (втулки из резины $E = 60 \text{ кгс/см}^2$ )	100	100	0,273	0,21	0	0	1,665	0,864
	100	100	0,325	0,325	0,273	0,3097	0,7	0,189
	100	100	0,351	—	0,313	—	0,567	—
Требуемый вал с упругой муфтой (втулки из прорезиненной ткани или кожи $E = 1000 \text{ кгс/см}^2$ )	100	100	0,257	0,1956	0	0	1,476	0,748
	100	100	0,325	0,325	0,287	0,3137	0,523	0,140
	100	100	0,351	—	0,323	—	0,425	—

Параметры пропорционально-интегрального РС, обеспечивающие оптимальные динамические характеристики САРСС, определяются условиями:

$$\tau_1 = \frac{5}{\sqrt{q}\omega_y}, \quad \beta_1 = \frac{\beta^*}{k}, \quad (11)$$

где  $\beta^* = \frac{k_1 T_m}{2T_{\Sigma 1}}$  — динамический коэффициент усиления РС в «жесткой» системе;  $T_{\Sigma 1} = T_{TG} + T_{\Sigma 2}$ ;  $k = 3 - 5$  (меньшее значение для «легких» секций БМ).

Частота среза амплитудной характеристики разомкнутой САРСС составляет  $\omega_{c1} \approx 0,5 \sqrt{q}\omega_y$  при запасе по фазе характеристики  $\varphi_{p1}(\omega)$  около  $40^\circ$ . Такая характеристика обеспечивает оптимальное демпфирующее действие электропривода при наибольшем быстродействии САРСС при возмущающих воздействиях, что является наиболее важным в электроприводе БМ.

Нормированные переходные процессы скорости электропривода при единичных управляющем  $\Delta v_y$  и возмущающем  $\Delta \mu_c$  воздействиях показаны на рис. 3. Переходный процесс при управлении может быть существенно улучшен, если включить на вход САРСС аperiодический фильтр с постоянной времени  $T_\Phi = \frac{4}{\sqrt{q}\omega_y}$  (см. штрих-пунктирную кривую  $\Delta v_d$ ).

Анализируя полученные результаты, можно заключить, что при применении электротехнических способов коррекции реально достижимое быстродействие САРСС ограничивается частотой среза разомкнутого скоростного контура  $\omega_{c1} = 0,5 \sqrt{q}\omega_y$ . Для секционных электроприводов высокопроизводительных БМ  $\omega_{c1} = 2 - 4 \text{ сек}^{-1}$ , что соответствует длительности переходных процессов 1,0—2,5 сек. Такое быстродействие лежит на границе допустимого, поэтому для улучшения

динамических характеристик электропривода следует рассмотреть и другие пути.

Возможности изменения механической части электропривода БМ. Для улучшения динамических характеристик электропривода с упругой связью некоторые исследователи [Л. 2] рекомендуют устанавливать тахогенератор на валу механизма. Исследования, проведенные нами с помощью АБМ и частотных методов, показали, что быстродействие САРСС при этом остается практически тем же, что и при установке тахогенератора на валу двигателя (см. характеристики, показанные на рис. 4 сплошными линиями). Для подавления упругих колебаний якоря двигателя, которые могут привести к преждевременному выходу из строя механической передачи, необходимо дополнительно вводить гибкую обратную связь по скорости двигателя на вход РС. При этом быстродействие САРСС может быть увеличено вдвое (см. характеристики, показанные на рис. 4 пунктиром), однако конструктивное выполнение такого решения весьма сложно в условиях работы БМ.

Одним из перспективных путей, на наш взгляд, является повышение жесткости механической передачи «двигатель — секция» с целью увеличения  $\omega_y$ . Поскольку существующее требование предусматривает время переходного процесса в САРСС по управлению около 1 сек, в первом приближении можно задаться временем достижения нового установившегося значения  $t_{p1} \approx 0,5 - 0,6 \text{ сек}$ . Тогда на основании известного соотношения  $t_{p1} \approx \pi/\omega_{c1}$  находим  $\omega_{c1} \approx 5 - 6 \text{ сек}^{-1}$ , откуда для электроприводов высокопроизводительных БМ

$$\omega_y \approx \frac{\omega_{c1}}{0,5 \sqrt{q}} \approx 100 \text{ сек}^{-1}.$$

Исходя из этого был проведен ориентировочный расчет конструктивных параметров механической передачи «двигатель — секция» одной из быстроходных БМ. Расчет показал, что для получения требуемой жесткости механической передачи необходимо изменить параметры упругой втулочно-пальцевой муфты и «длинного» промежуточного вала.

В таблице приведены результаты расчетов для «тяжелой» и «легкой» секций БМ.

Анализ таблицы позволяет сделать вывод о целесообразности замены сплошных промежуточных валов и резиновых втулок упругих муфт полыми валами и втулками из прорезиненной ткани или кожи. В качестве полых валов могут быть использованы стандартные стальные трубы. Диаметры валов возрастают в среднем в 2,5 раза, а их масса становится меньше, чем у сплошных валов существующей конструкции. Это позволяет сменить валы без значительных конструктивных изменений секций БМ. Предварительный технико-экономический расчет показал, что простой БМ по вине электропривода могут быть сокращены примерно на 2%, а условия обеспечения безобрывной работы БМ и выпуска качественной продукции значительно улучшаются.

**Выводы.** 1. При сильном влиянии упругости механических передач необходимо применять специфические виды электротехнической коррекции САРСС и перестройку параметров регуляторов. Введение активных режекторных фильтров в качестве последовательных корректирующих устройств или гибкой обратной связи по скорости двигателя оказалось эффективным при подавлении упругих колебаний. При этом наиболее простой и надежной является РС-коррекция на вход регулятора скорости.

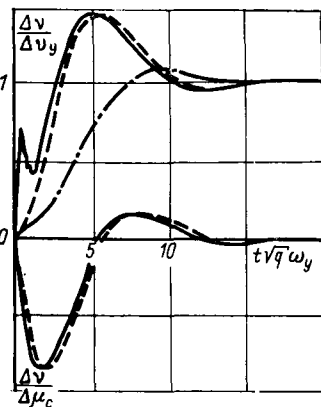


Рис. 3. Переходные процессы скорости электропривода.  
—  $\Delta v_d$ ; — — —  $\Delta v_m$ .

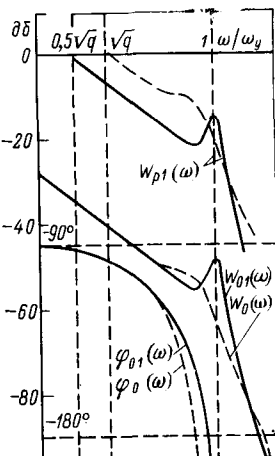


Рис. 4. Частотные характеристики САРСС с обратной связью по скорости секции.

2. Рассмотренные виды электротехнической коррекции САРСС не изменяют основной структуры систем подчиненного регулирования и могут быть с успехом использованы не только на стадии проектирования, но и при наладке и эксплуатации электроприводов БМ.

3. Для дальнейшего улучшения динамики электропривода необходимо улучшить параметры механической части БМ. Перспективным является повышение жесткости механической передачи «двигатель — секция» с целью увеличения частоты упругих колебаний системы.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Динамика тиристорного электропривода секций быстроходных бумагоделательных машин. — «Электричество», 1973, № 1, с. 43—48. Авт.: Барышников В. Д., Борцов Ю. А., Шестаков В. М. и др.

2. Woodward C. Carter. Mechanical Factors Affecting Electrical Drive Performance. — «IEEE Trans. on Ind and Gen.», Appel, 1969, № 3.

3. Brandenburg G. Ein mathematisches Modell für durchlaufende elastische Stoffbahn in einem System angetriebener, umschlungener Walzen — «Regelungstechnik und Prozeß — Datenverarbeitung», (21), 1973, II. 3, S. 69—77; II. 4, S. 125—129; II. 5, S. 157—162.

4. Ключев В. И. Ограничение динамических нагрузок электропривода. М., «Энергия», 1971.

5. Шестаков В. М. Влияние внутренней обратной связи по э. д. с. двигателя на динамику систем подчиненного регулирования электроприводов с упругими механическими передачами. — «ЭП. Электропривод», 1974, вып. 6(32).

6. Коррекция систем подчиненного регулирования с упругими механическими передачами с помощью активных фильтров. — «Изв. вузов. Энергетика», 1972, № 8, с. 30—35. Авт.: Борцов Ю. А., Шестаков В. М., Бондаренко А. В. Иншаков Ю. М.

7. Динамика автоматизированного электропривода с упругой механической связью. — «Электричество», 1973, № 3, с. 40—46. Авт.: Ключев В. И., Яковлев В. И., Теличко Л. Я. и др.

[2.8.1974]



УДК 621.318.435.3.001.24

## Расчет магнитного усилителя при заданном дрейфе нуля

НЕГНЕВИЦКИЙ И. Б., РУБАНОВСКИЙ М. В.

Москва

В настоящее время расчет двухтактного магнитного усилителя постоянного тока с самонасыщением (МУ) по схеме рис. 1 проводится без какого-либо учета его дрейфа нуля. Лишь после макетирования и доводки МУ ведутся, если это необходимо, экспериментальные поиски путей уменьшения дрейфа. В [Л. 1—5] впервые решена задача приближенного расчета дрейфа нуля таких МУ, вызванного изменениями температуры, тока смещения, напряжения и частоты источника питания и обусловленного неидентичностью параметров элементов плеч МУ. Во всех расчетах дрейфа нуля предполагается, что различие между параметрами элементов плеч в номинальных условиях скомпенсировано с помощью цепи смещения. Дрейф нуля возникает только из-за изменения значений этих параметров (даже при одинаковых относительных изменениях). При этом на величину дрейфа нуля влияет также и отличие параметров в номинальных условиях. Расчеты напряжения дрейфа и приведенного тока дрейфа в [Л. 1—5] основываются на динамической кривой размагничивания (ДКР) магнитопровода, показанной на рис. 2, и представлении каждого плеча МУ в виде эквивалентного источника напряжения с активным внутренним сопротивлением.

Только после решения этой задачи стало возможным рассчитывать дрейф нуля в процессе проектирования МУ, либо рассчитывать МУ при заданном дрейфе нуля. Одна из возможных постановок задач на расчет МУ рассматривается ниже, применительно к маломощным МУ со стабилизированным смещением [Л. 2], в которых вопросы нагрева не являются определяющими.

В [Л. 2 и 3] показано, что в рассматриваемых МУ дрейф нуля определяется в основном неидентичностью и нестабильностью параметров магнитопроводов; влияние других элементов, например диодов, резисторов, как правило, меньше. С учетом этого и исходя из опыта работы можно принять на первом этапе расчета, что слагающая дрейфа, обусловленная только влиянием магнитопроводов, составляет определенную часть заданного тока дрейфа  $J_{др}$ . Вес ее уточняется после выбора диодов и резисторов и расчета слагающих дрейфа, обусловленных их влиянием. Приведенный ко входу ток дрейфа, обусловленный неидентичностью и нестабильностью параметров ДКР магнитопроводов, определяется соотношением [Л. 1—5].

$$J_{др} = \frac{H_0 I}{2\omega_y} \gamma, \quad (1)$$

где  $H_0$  — параметр ДКР (рис. 2), обычно поле смещения  $H_{см} = H_0$ ;  $\gamma$  — коэффициент, зависящий от отличий парамет-

ров  $H_0$  и  $k$  — крутизны ДКР магнитопроводов плеч в номинальных условиях и при их изменении, определяемых в основном технологическими факторами и контрольной аппаратурой, применяемой при комплектации магнитопроводов для МУ. Так, например, при изменении только температуры магнитопроводов [Л. 2]

$$\gamma = \frac{(1 + \delta H_2)(1 + \delta k_2)(1 + \delta k_{2t})\delta H_{2t} - (1 + \delta H_1)(1 + \delta k_1)(1 + \delta k_{1t})\delta H_{1t}}{(1 + \delta H_2)(1 + \delta k_2)(1 + \delta k_{2t})\delta H_{2t} - (1 + \delta H_1)(1 + \delta k_1)(1 + \delta k_{1t})\delta H_{1t}}, \quad (2)$$

где  $\delta H$ ,  $\delta k$  — относительные отличия от средних в партии;  $\delta H_t$ ,  $\delta k_t$  — температурные изменения параметров  $H_0$  и  $k$  ДКР магнитопроводов плеч.

Подробности определения коэффициента  $\gamma$  при различных изменениях внешних условий приведены в [Л. 1—4].

Расчет  $\gamma$  по (2) проводится в том случае, если для МУ отобраны конкретные экземпляры магнитопроводов и известны точные значения параметров их ДКР.

При случайном отборе и комплектации для МУ магнитопроводов из партии однотипных оценка дрейфа усилителей должна проводиться с использованием математического аппарата теории вероятностей. Одна из возможных оценок дрейфа

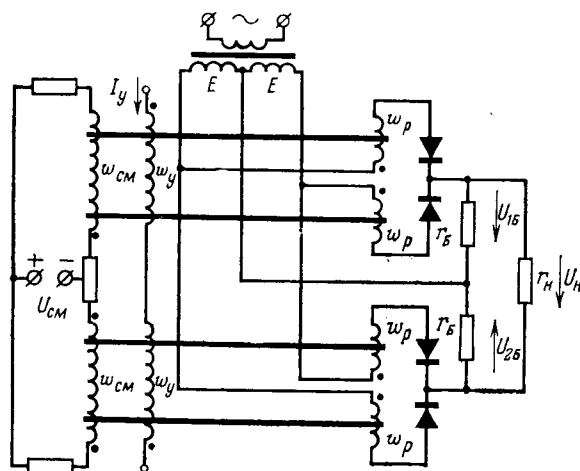


Рис. 1.

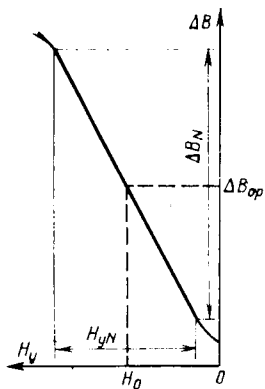


Рис. 2.

основана на применении операции дисперсии к уравнению (1) с учетом (2) при известных законах распределения относительных значений параметров ДКР, входящих в выражение (2). Достаточно большой статистический материал, накопленный авторами к настоящему времени, показывает, что параметры ДКР являются независимыми случайными величинами, имеющими близкий к нормальному закон распределения.

Поскольку (2) есть произведение четырех линейных функций независимых случайных величин, то дисперсию  $\gamma$  можно получить из общего выражения дисперсии произведения четырех независимых случайных величин, приведенного в приложении. При этом

среднее квадратическое значение тока дрейфа, обусловленного неидентичностью магнитопроводов плеч в номинальных условиях и температурными изменениями их параметров,

$$\sigma [J_{др}] = V \sqrt{\frac{H_0 l}{2 \omega y}} \sqrt{(\sigma^2 [\delta H_t] + m^2_{\delta k_t} \sigma^2 [\delta H_t] + m^2_{\delta H_t} \sigma^2 [\delta k_t] + \sigma^2 [\delta k_t] \sigma^2 [\delta H_t] + 2 m_{\delta k_t} \sigma^2 [\delta H_t] \sigma^2 [\delta H] \sigma^2 [\delta k] + \sigma^2 [\delta H] + \sigma^2 [\delta k] + 1) + m^2_{\delta H_t} (1 + m_{\delta k_t})^2 (\sigma^2 [\delta H] \sigma^2 [\delta k] + \sigma^2 [\delta H] + \sigma^2 [\delta k])}, \quad (3)$$

где  $\sigma$  — среднее квадратическое отклонение;  $m$  — математическое ожидание случайных величин  $\delta H$ ,  $\delta k$ ,  $\delta H_t$ ,  $\delta k_t$ , причем  $\delta H$  и  $\delta k$  — центрированные величины.

Интервал  $\pm 3\sigma [J_{др}]$  с вероятностью 0,9973 определяет возможные значения тока дрейфа в партии усилителей. По этому же «правилу  $3\sigma$ » определяются обычно средние квадратические отклонения относительных значений параметров ДКР, а именно как  $\Delta/3$ , где  $\Delta$  — допуск на относительное отличие или изменение параметра.

Подбор идентичных магнитопроводов по нескольким параметрам ДКР практически невозможен. Удобно вначале отбраковать магнитопроводы, у которых значения всех параметров ДКР выходят за установленные допуски, а затем комплектовать идентичные магнитопроводы по значениям только одного параметра. Из (2) следует, что этим одним должен быть параметр  $\delta H_t$ , так как только при этом можно получить минимальный дрейф.

Проведенные авторами измерения параметров ДКР достаточно больших партий магнитопроводов, изготовленных из различных материалов, при разных режимах испытаний показывают, что количество магнитопроводов, значения параметров  $H_0$  и  $k$  которых выходят за допуск  $\pm 30\%$ , обычно не превышает одного процента.

Примем, что все магнитопроводы, у которых значения параметров ДКР  $H_0$  или  $k$  отличаются от среднего в партии значения больше, чем на  $\pm 30\%$ , бракуются. Также бракуются

магнитопроводы, у которых относительные температурные изменения этих параметров отличаются от среднего в партии относительного изменения более, чем на  $\pm 100\%$ . Если при этом принять  $|m_{\delta k_t}| \leq 0,3$ , что обычно соответствует диапазону температуры окружающей среды  $\pm 60^\circ \text{C}$ , то тогда допуск на параметры  $\delta H$ ,  $\delta k$  и  $\delta k_t$  будет  $\pm 0,3$  и средние квадратические отклонения составят 0,1. Теперь, пренебрегая относительно малыми величинами, получим из (3) выражение для возможных значений тока дрейфа

$$J_{др} = 3 \sqrt{2} \frac{H_0 l}{2 \omega y} \sqrt{1,73 \sigma^2 [\delta H_t] + 0,044 m^2_{\delta H_t}} \quad (4)$$

Из (1) и (4) имеем значение коэффициента  $\gamma$  при вероятностной оценке дрейфа

$$\gamma = 3 \sqrt{2} \sqrt{1,73 \sigma^2 [\delta H_t] + 0,044 m^2_{\delta H_t}} \quad (5)$$

Таким образом, группировка магнитопроводов с позиций дрейфа возможна только по параметру  $H_0$ , измеренному в нашем случае при номинальной температуре и в некотором диапазоне рабочих температур (при этом определяются значения  $\delta H_t$ ). Все испытанные магнитопроводы разбиваются на группы по значению  $\delta H_t$ . Будем обозначать группы двумя индексами, например 11 или 32 и т. д.

Первый индекс относится к допускаемым пределам значения  $m_{\delta H_t}$ , второй — к допускаемым пределам отличия значения  $\delta H_t$  от соответствующего значения  $m_{\delta H_t}$ . Интервал разбиения прием равным 0,04. Тогда, например, к группе 11 относятся все магнитопроводы, у которых  $m_{1\delta H_t} = -0,04 \div 0,04$  и  $\delta H_t$  от  $m_{1\delta H_t}$  отличается не более, чем на  $\pm 0,04$ ; к группе 32 относятся все магнитопроводы, у которых  $m_{3\delta H_t} = -0,12 \div 0,12$ , а  $\delta H_t$  от  $m_{3\delta H_t}$  отличается не более, чем на  $\pm 0,08$  и т. д.

Интервал разбиения по группам зависит как от разрешающей способности контрольной аппаратуры, так и от требований, предъявляемых к дрейфу МУ.

Теперь при комплектации магнитопроводов из какой-либо группы можно по (5) определить значение коэффициента  $\gamma$  и соответствующий ток дрейфа нуля (максимальный).

Относительный приведенный ток дрейфа нуля — ток дрейфа (1), отнесенный к номинальному току управления,

$$I_{YN} = 0,5 N_{YN} l / \omega y, \quad (6)$$

равный относительно неприведенному напряжению дрейфа  $U_{др}/U_{нн}$ , в соответствии с (1)

$$\frac{J_{др}}{I_{YN}} = \frac{U_{др}}{U_{нн}} = \frac{H_0}{H_{YN}} \gamma \quad (7)$$

или

$$\gamma = \frac{H_{YN} J_{др}}{H_0 I_{YN}} = J_{др} \frac{H_{YN} k_R}{H_0 U_{нн}} \quad (8)$$

Как видно из (8), при заданных передаточном сопротивлении, номинальном напряжении на нагрузке и токе дрейфа нуля значение коэффициента  $\gamma$  определяется отношением  $H_0/H_{YN}$ , которое следует рассматривать как еще один важнейший параметр ДКР. Чем меньше это отношение, тем при прочих равных условиях больше значение  $\gamma$  и, следовательно, тем легче осуществить МУ с этими тремя заданными параметрами, так как можно будет установить менее жесткие требования к идентичности и стабильности магнитопроводов плеч. Важность этого вопроса для практики очевидна.

Опыт показал, что отношение  $H_0/H_{YN}$  зависит от материала, толщины ленты и частоты, при которой сняты ДКР. На рис. 3 приведены экспериментальные зависимости этого отношения от частоты для различных магнитопроводов. При данной толщине ленты наименьшее значение  $H_0/H_{YN}$  дает материал 79 НМ, наибольшее — 34НМКМТ (для исследованных магнитопроводов в близких условиях — больше в 2—3 раза).

Отличия значений  $H_0/H_{YN}$  для магнитопроводов из одного материала с данной толщиной ленты, но с различными размерами и относительной геометрией, лежат в пределах 10—25%. Существенно зависит это отношение от толщины ленты и тем больше, чем выше прямоугольность петли гистерезиса материала. С ростом толщины  $H_0/H_{YN}$  уменьшается в среднем пропорционально отношению толщин ленты в степени 0,5 для материала 79НМ и в степени 0,7 для 34НМКМТ.

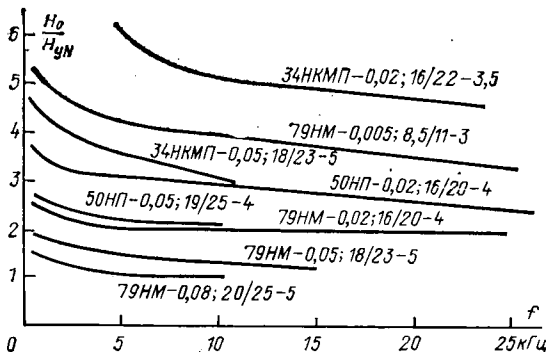


Рис. 3.

Соотношения (7) или (8) являются важнейшими при расчете МУ с заданным дрейфом нуля. Заданность материала и толщиной ленты магнитопровода, а также частотой питания МУ, можно в самом начале расчета — проектирования МУ, пользуясь (8), определить, является ли в условиях данного производства реальная задача создания однокаскадного МУ с заданными  $k_R$ ,  $U_{\text{нн}}$  и током дрейфа. Возможно, что значение  $\gamma$  (8) окажется столь малым, что для обеспечения дрейфа нуля потребуются недопустимо жесткие требования к идентичности и стабильности элементов плеч МУ. Если при этом возможные изменения материала и толщины ленты магнитопровода, а также частоты питания не дадут минимально необходимого увеличения значения  $\gamma$ , то это означает, что в условиях данного производства нельзя реализовать однокаскадный МУ с заданными  $k_R$ ,  $U_{\text{нн}}$ ,  $J_{\text{др}}$ . Очевидно, что с этих вопросов, связанных с (7) и (8) и должен начинаться расчет рассматриваемых МУ.

Если удастся выбрать такие материал и толщину ленты магнитопровода, частоту питания усилителя, при которых получается приемлемое значение  $\gamma$ , то далее приводится обычный расчет МУ, в результате которого находятся все параметры его элементов, уточняется предварительный выбор частоты, материала и толщины ленты магнитопровода с учетом всех основных слагающих дрейфа нуля и т. д. Конечно, может оказаться, что данный однокаскадный МУ нельзя реализовать не по заданному дрейфу нуля, а по другим причинам.

Рассмотрим кратко ход расчета МУ при заданных номинальном напряжении на активной нагрузке  $U_{\text{нн}}$  (конец линейного участка характеристики вход-выход), передаточном сопротивлении  $k_R$ , активном сопротивлении обмотки управления  $r_y$ , постоянной времени усилителя  $T_y$ , приведенном токе дрейфа нуля  $J_{\text{др}}$ , обусловленном изменении температуры окружающей среды и к. п. д. рабочей цепи  $\eta$  (этот к. п. д. определяется [Л. 7] соотношениями между сопротивлениями нагрузки, балластных резисторов и рабочей обмотки). Собственно методика расчета изложена, например, в [Л. 7], здесь же основное внимание уделяется вопросам, связанным с дрейфом нуля.

Основные известные [Л. 6 и 7] соотношения, связывающие заданные параметры МУ с параметрами его дросселей и параметрами ДКР (рис. 2), запишем в удобной здесь форме:

$$w_p S = \frac{U_{\text{нн}}}{2f\eta\Delta B_N} = A_1 \frac{1}{f\Delta B_N}; \quad (9)$$

$$\frac{w_y}{l} = \frac{k_R \Delta B_N}{2\mu_0 k U_{\text{нн}}} = A_2 \frac{\Delta B_N}{k}; \quad (10)$$

$$\frac{w_y}{w_p} = \frac{2f\eta r_y T_y}{k_R} = A_3 f; \quad (11)$$

$$Sl = \frac{2\mu_0 k r_y T_y U_{\text{нн}}^2}{k^2 R \Delta B_N^2} = A_4 \frac{k}{\Delta B_N^2}. \quad (12)$$

Из этих четырех уравнений независимых только три. В величины  $A_1$ — $A_4$  входят только заданные исходные данные и магнитная проницаемость  $\mu_0$ , поэтому в процессе расчета их следует считать постоянными.

Иногда, особенно при повышенных частотах, МУ работает при коэффициенте использования, меньшем единицы, когда при номинальном выходе разность перепадов индукции в плечах меньше перепада  $\Delta B_N$ . Не рассматривая здесь таких режимов, отметим, что чем меньше коэффициент использования, тем больше приведенный ток дрейфа [Л. 8].

Удовлетворить одновременно всем заданным условиям часто невозможно, но в рассматриваемых условиях частота питания МУ не задана, и это расширяет возможности реализации МУ.

Предлагается следующий ход расчета:

1. Принять ориентировочно, что составляющая тока дрейфа  $J'_{\text{др}}$ , обусловленная температурной нестабильностью только параметров ДКР, составляет некоторую долю  $\alpha$  от заданного общего тока дрейфа. По (8) найти произведение

$$\gamma \frac{H_0}{H_{\text{нн}}} = J'_{\text{др}} \frac{k_R}{U_{\text{нн}}} = \alpha J_{\text{др}} \frac{k_R}{U_{\text{нн}}}. \quad (13)$$

2. Выбрать материал и толщину ленты магнитопровода, частоту питания МУ и по справочным данным типа рис. 3 определить отношение  $H_0/H_{\text{нн}}$  и тем самым значение  $\gamma$ , соответствующее (5). Пользуясь (5), решить вопрос, можно ли в условиях данного производства при наличии данной контрольной аппаратуры обеспечить такую комплектацию магнитопроводов плеч, чтобы получить требуемое значение коэффициента  $\gamma$  (не больше). Если нет, то следует варьировать материал, толщину ленты и частоту питания.

Предполагается, что на производстве имеются статистические данные по значениям параметров ДКР и их изменениям, обусловленным воздействием различных внешних факторов. Магнитопроводы распределены по группам в соответствии с допусками на параметр  $H_0$ . При наличии таких данных нетрудно, пользуясь (5), решить вопрос о возможности создания заданного МУ из имеющихся в наличии типов магнитопроводов.

Далее будем полагать, что материал, толщина ленты и частота выбраны и можно теперь по справочным данным найти средние значения параметров ДКР:  $H_0$ ,  $k$ ,  $\Delta B_N$ .

3. Определить по (12) объем стали магнитопровода и по его значению из типового ряда или из имеющихся на данном производстве выбрать магнитопровод для МУ. Если имеется несколько типоразмеров магнитопроводов с близкими значениями объема стали, то окончательный выбор можно сделать только после расчета всех обмоток и проверки их размещения.

Для выбранного магнитопровода уточнить значения параметров ДКР, если их значения по статистике данного производства отличаются от справочных значений для данного материала.

4. Рассчитать числа витков обмоток  $w_p$  и  $w_y$  по (9) и (10) или по (9) и (11).

5. Определить сопротивления балластных резисторов  $r_b$  и рабочей обмотки по заданному к. п. д. рабочей цепи и из обычных соображений и соотношений сопротивлений нагрузки и  $r_b$  [Л. 6 и 7].

6. Рассчитать сечения проводов и размещение обмоток по известным их числам витков и сопротивлениям [Л. 7]. Если ни в одном из магнитопроводов с близкими значениями объема стали обмотки не размещаются, то следует увеличить частоту питания, учесть изменения всех параметров ДКР и повторить предыдущие расчеты. Возможно и некоторое увеличение сопротивления  $r_p$ , так как небольшие изменения к. п. д. рабочей цепи скажутся слабо, тогда как уменьшения диаметра провода рабочей обмотки может дать нужный эффект. Если есть возможность несколько изменить размеры магнитопровода, то увеличение его внутреннего диаметра и высоты ленты при сохранении объема стали облегчает размещение обмоток. Невозможность размещения говорит о том, что реализовать требуемый однокаскадный МУ нельзя.

Продолжим ход расчета, полагая, что дроссели рассчитаны.

7. Рассчитать напряжение питания, ток смещения и цепь смещения со стабилизацией [Л. 7].

8. Выбрать диоды, тип балластных резисторов и допуск на их сопротивления. При этом определяются средние значения и их изменения в заданных условиях прямого падения напряжения и обратного тока диодов, ТКС резисторов.

9. Определить слагающие тока дрейфа, обусловленные отличиями в температурной нестабильности диодов  $J''_{\text{др}}$  и балластных резисторов  $J'''_{\text{др}}$ , по соотношениям, данным в [Л. 9].

10. Найти результирующий ток дрейфа. Если исходить из наихудшего случая, то ток дрейфа определяется как арифметическая сумма отдельных слагающих. Однако при оценке отдельных экземпляров или партии МУ с позиций обеспечения допустимого дрейфа расчет результирующего дрейфа может быть проведен и другими методами, используя известные вероятностные оценки погрешностей параметров элементов усилителя. При этом могут встретиться следующие варианты:

- а) результирующий дрейф соответствует заданному; расчет продолжают дальше;
- б) результирующий дрейф меньше заданного; в расчет вносят необходимые изменения, касающиеся снижения требований к идентичности и стабильности магнитопроводов, диодов, резисторов или переходят (если это целесообразно) к другим материалам, частоте и др., и тогда счет повторяют;
- в) результирующий дрейф больше заданного; следует просчитать вариант с уменьшенным значением  $\alpha$  (см. п. 1), либо ужесточить требования к стабильности элементов и их подбору в МУ.

11. Сформулировать требования к параметрам ДКР магнитопроводов, диодов и балластных резисторов плеч в соответствии с (5) и с расчетами по 8 и 10.

Рассмотрим пример расчета, который подобран так, что имела возможность сопоставить расчетные и экспериментальные данные. Пусть требуется рассчитать МУ со стабилизированным смещением, у которого  $U_{HН}=10$  в;  $k_R=200$  ком;  $r_y=150$  ом;  $T_y=1$  сек;  $\eta=0,95$ . Необходимо, чтобы при изменении температуры окружающей среды от 20 до 60 °С, приведенный ко входу ток дрейфа не превышал 10 мка.

Примем вначале, что  $\alpha=0,8$  и слагающая тока дрейфа, обусловленная влиянием только магнитопроводов  $I'_{др}= \alpha I_{др}=8$  мка. Тогда согласно (13)  $\gamma H_0/H_{yH}=0,16$ . Выбираем: материал 79НМ-0,05, частота источника питания 1 кГц. Средние значения параметров ДКР магнитопроводов, изготовленных из этого материала и ленты такой толщины при частоте 1 кГц:  $H_0=3,5$  а/м;  $k=2,5 \cdot 10^5$ ;  $H_0/H_{yH}=1,8$ ;  $\Delta B_N=0,6$  т. Магнитопроводы плеч должны быть при этом подобраны так, чтобы  $\gamma=0,09$ . При имеющихся в настоящее время установках по контролю, разбраковке и комплектации магнитопроводов осуществить такой подбор — задача вполне реальная.

Объем стали, определенный по (12), равен 0,650 см<sup>3</sup>. Выбираем из типового ряда магнитопровод ОЛ18/23-5, у которого  $l=6,44$  см,  $S=0,1$  см<sup>2</sup> (при коэффициенте заполнения сталью 0,8);  $V_c=0,644$  см<sup>3</sup>.

Примем, что имеющиеся на данном производстве статистические данные по значениям параметров ДКР в номинальных условиях и при 60 °С для выбранных магнитопроводов не отличаются от принятых выше. При этом условии  $\gamma \leq 0,09$  будет обеспечено по (5) при комплектации магнитопроводов для МУ из группы 11.

Результаты расчета чисел витков, сечения проводов, сопротивления обмоток, напряжения питания, тока смещения и сопротивления балластных резисторов:

$w_p$	$d_p$	$r_p$	$w_y$	$d_y$	$r_y$	$w_{cm}$	$U$	$I_{cm}$	$r_b$
	мм	ом		мм	ом		в	ма	ом
900	0,15	23	1250	0,25	150	100	25	2,25	510.

Выбираем диоды 2Д103А, для которых средние в партии значения прямого напряжения на уровне 50 ма  $U_{др}=0,9$  в; обратного тока  $I_{обр}=0,01$  мка при  $U_{обр}=30$  в; при изменении температуры от 20 до 60 °С  $\Delta U_{др}=10$  мв;  $\Delta I_{обр}=0,01$  мка. Выбираем балластные резисторы типа МЛТ-2 с допуском  $\pm 10\%$ , ТКС  $=\pm 7 \cdot 10^{-4}$  град<sup>-1</sup>.

Слагающие тока дрейфа, обусловленные температурной нестабильностью параметров диодов —  $I''_{др}=0,05$  мка, сопротивлений балластных резисторов —  $I'''_{др}=0,12$  мка [Л. 9]. Влиянием на дрейф нуля нестабильности обратного тока выбранного типа диодов можно пренебречь.

Результирующий ток дрейфа определяем по методу наихудшего случая, как арифметическую сумму отдельных слагающих при наиболее неблагоприятном их сочетании. Тогда при выбранных диодах и резисторах заданный дрейф будет обеспечен при  $I'_{др} \leq 9,83$  мка, т. е. при  $\gamma \leq 0,11$ . При таком значении коэффициента  $\gamma$  магнитопроводы рассчитываемого МУ могут комплектоваться из групп 11 и 21.

Для экспериментальной проверки дрейфа были отобраны магнитопроводы из группы 11. Относительные отличия и температурные изменения параметров ДКР конкретных магнитопроводов плеч приведены ниже (в процентах):

$\delta H_{1t}$	$\delta H_{2t}$	$\delta H_{1t}$	$\delta H_{2t}$	$\delta k_1$	$\delta k_2$	$\delta k_{1t}$	$\delta k_{2t}$
-6,7	-5,3	10,0	13,0	7,0	10,0	6,0	6,0.

Вероятностный расчет по (5) для магнитопроводов из группы 11 дает  $\gamma=0,083$  и  $I'_{др}=7,5$  мка. Но для конкрет-

ного МУ с известными значениями параметров расчет по (2) дает  $\gamma=0,014$  и значительно меньший ток дрейфа:  $I'_{др}=1,25$  мка.

В ходе эксперимента нагревали весь усилитель в целом, либо отдельно магнитопроводы, диоды и балластные резисторы.

Расчетные и экспериментальные абсолютные значения отдельных слагающих и результирующий ток дрейфа:

Ток дрейфа, мка	$I'_{др}$	$I''_{др}$	$I'''_{др}$	$I'_{др}$
Расчет	1,42	1,25	0,05	0,12
Эксперимент	1,45	1,40	0,06	0,08

Передающее сопротивление, определенное при выходном напряжении 10 в, близко расчетному; нелинейность при этом не более 5%.

Удовлетворительное совпадение расчетных и экспериментальных значений, полученное также и на многих других примерах аналогичных МУ, позволяет рекомендовать предлагаемую методику инженерного расчета двухтактного однокаскадного МУ при заданном приведенном дрейфе нуля.

**Приложение.** Дисперсия произведения двух независимых случайных величин приведена в [Л. 10]. Дисперсия произведения четырех независимых случайных величин  $X_1, X_2, X_3, X_4$ , полученная аналогично путем последовательного рассмотрения попарных произведений  $X_1X_2$  и  $X_3X_4$ , равна:

$$D(X_1X_2X_3X_4) = D[X_1]D[X_2]D[X_3]D[X_4] + \\ + m^2_{X_1}D[X_2]D[X_3]D[X_4] + m^2_{X_2}D[X_1]D[X_3]D[X_4] + \\ + m^2_{X_3}D[X_1]D[X_2]D[X_4] + m^2_{X_4}D[X_1]D[X_2]D[X_3] + \\ + m^2_{X_1}m^2_{X_2}D[X_3]D[X_4] + m^2_{X_1}m^2_{X_3}D[X_2]D[X_4] + \\ + m^2_{X_1}m^2_{X_4}D[X_2]D[X_3] + m^2_{X_2}m^2_{X_3}D[X_1]D[X_4] + \\ + m^2_{X_2}m^2_{X_4}D[X_1]D[X_3] + m^2_{X_3}m^2_{X_4}D[X_1]D[X_2] + \\ + m^2_{X_1}m^2_{X_2}m^2_{X_3}D[X_4] + m^2_{X_1}m^2_{X_2}m^2_{X_4}D[X_3] + \\ + m^2_{X_1}m^2_{X_3}m^2_{X_4}D[X_2] + m^2_{X_2}m^2_{X_3}m^2_{X_4}D[X_1].$$

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Елисеев С. И., Негневицкий И. Б., Рубановский М. В. Дрейф нуля двухтактных магнитных усилителей и выбор материала для их сердечников. — В сб.: Электротехническая промышленность, 1969, вып. 339.
- Негневицкий И. Б., Рубановский М. В. Дрейф нуля двухтактного магнитного усилителя и выбор схемы цепи смещения. — «Электричество», 1971, № 7.
- Негневицкий И. Б., Рубановский М. В. Дрейф нуля двухтактного магнитного усилителя, обусловленный нестабильностью напряжения питания. — «Электричество», 1972, № 7.
- Елисеев С. И., Негневицкий И. Б., Рубановский М. В. Дрейф нуля двухтактных магнитных усилителей и выбор материала сердечников. — «Электротехника», 1972, № 11.
- Рубановский М. В. Дрейф нуля двухтактного магнитного усилителя. — «Труды Московского энергетического института», 1972, вып. 102.
- Розенблат М. А. Магнитные усилители с самонасыщением. М., Госэнергоиздат, 1963.
- Липман Р. А., Негневицкий И. Б. Магнитные усилители постоянного тока с самонасыщением. Изд. МЭИ, 1966.
- Рубановский М. В., Негневицкий И. Б. Учет дрейфа нуля при расчете двухтактного магнитного усилителя. — «Труды Московского энергетического института. Электротехника», 1974, вып. 171, ч. I.
- Негневицкий И. Б. Операционные магнитные усилители. М., «Энергия», 1971.
- Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М., «Наука», 1969. [31.1.1975]



# Емкость конденсатора с электродами гребенчатой формы

КУРБАТОВ В. М., ПРЕСНЯКОВ Ю. П.

Москва

В ряде задач измерительной техники в качестве датчика применяются конденсаторы с гребенчатой формой электродов или конденсаторы, имеющие другую форму плоских периодически чередующихся электродов. Так, в [Л. 1] описан такого рода прибор для измерения влажности угольной пыли. Гребенчатый конденсатор было предложено использовать для измерения тонких диэлектрических слоев, когда имеется только односторонний доступ к объекту измерения [Л. 2]. В электролюминесцентных световых табло также иногда применяются плоские периодические чередующиеся электроды.

В указанных выше и других аналогичных случаях необходимо рассчитать емкость конденсатора с периодической структурой электродов. В работе [Л. 3] изложен метод расчета электрического поля в пространстве, окружающем плоский конденсатор с периодической структурой электродов. Однако упомянутые работы не дают возможности рассчитать емкость трехслойного конденсатора с электродами гребенчатой формы.

Ниже излагается методика расчета емкости гребенчатого конденсатора с трехслойной структурой диэлектрика. Схема конденсатора представлена на рис. 1, а. На рис. 1, б показано сечение конденсатора плоскостью  $XU$ . Ось  $Z$  направлена вдоль ламелей, толщина которых пренебрежимо мала, а ширина равна  $a/2$ . Зазор между ламелями в направлении оси  $X$  также составляет  $a/2$ . Минимальный зазор между электродами в направлении оси  $Z$  равен  $a/2$ .

Цель настоящей работы состоит в определении емкости конденсатора для случая  $H \gg a$ , где  $H$  — толщина подложки.

Потенциал  $\varphi(x, y, z)$  в плоскости  $xz$  является периодической функцией переменной  $x$  с периодом  $2a$ :  $\varphi(x+2a, 0, z) = \varphi(x, 0, z)$ . Считаем, что размеры конденсатора  $L_x, L_z$  удовлетворяют условиям:  $L_x \gg a, L_z \gg a$ . В этом случае можно пренебречь зависимостью потенциала от координаты  $z$ . Относительная погрешность емкости конденсатора в таком приближении не превышает  $a/L_z$  и, следовательно, при соответствующем выборе геометрических параметров конденсатора может быть сделана достаточно малой. Для принятой системы координат в плоскости  $XZ$  потенциал  $\varphi(x, 0) \equiv u(x)$  является нечетной функцией и в окрестности  $x=0$  может быть представлен рядом:

$$u(x) = u'(0)x + \frac{u'''(0)}{3!}x^3 + \dots,$$

следовательно, с точностью до членов  $\sim x^3$   $u(x) = u'(0)x$ . Естественно, в зазорах между ламелями аппроксимировать функцию  $u(x)$  линейной, соответствующий график приведен на рис. 1, в. Правильность замены  $u(x)$  функцией, представленной на рис. 1, в, может быть проверена только экспериментально, так как точный вид  $u(x)$  определяется формой краев ламелей и их толщиной, которые в реальных конструкциях имеют статистический разброс параметров.

Толщину диэлектрического слоя обозначим  $h$ , а диэлектрические проницаемости слоя и среды над ним соответственно  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_3$ . Выражая емкость конденсатора через напряжение на нем и напряженность электрического поля, получим [Л. 4]:

$$C = \frac{\epsilon_0}{U_0^2} \iiint \epsilon E^2 dx dy dz, \quad (1)$$

где  $U_0$  — напряжение на конденсаторе;  $\epsilon(x, y, z)$  — диэлектрическая проницаемость окружающей среды;  $E(x, y)$  — напряженность электрического поля, причем  $E^2 = \left(\frac{\partial \varphi}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial y}\right)^2$ , а потенциал  $\varphi$  удовлетворяет уравнению Лапласа

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} = 0 \quad (2)$$

и граничным условиям

$$\lim_{y \rightarrow +0} \varphi(x, y) = \lim_{y \rightarrow -0} \varphi(x, y) = u(x); \quad (3)$$

$$\lim_{y \rightarrow h+0} \varphi(x, y) = \lim_{y \rightarrow h-0} \varphi(x, y); \quad (4)$$

$$\lim_{y \rightarrow h-0} \epsilon_2 \frac{\partial \varphi}{\partial y} = \lim_{y \rightarrow h+0} \epsilon_3 \frac{\partial \varphi}{\partial y}; \quad (5)$$

$$\nabla \varphi \rightarrow 0 \text{ при } |y| \rightarrow \infty. \quad (6)$$

Пренебрегая краевым эффектом, функцию  $u(x)$  можно представить рядом

$$u(x) = \frac{8U_0}{\pi^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin \frac{2k+1}{4} \pi}{(2k+1)^2} \sin \frac{2k+1}{a} \pi x. \quad (7)$$

Решение уравнения (2) будем искать среди периодических функций с тем же периодом, что и  $u(x)$ :

$$\varphi(x, y) = \sum_{k=0}^{\infty} b_k(y) \sin \frac{2k+1}{a} \pi x. \quad (8)$$

Подставляя (8) в (2), находим общее решение:

$$\varphi(x, y) = \sum_{k=0}^{\infty} \left[ A_k \exp\left(-\frac{2k+1}{a} \pi y\right) + B_k \exp\left(\frac{2k+1}{a} \pi y\right) \right] \sin \frac{2k+1}{a} \pi x. \quad (9)$$

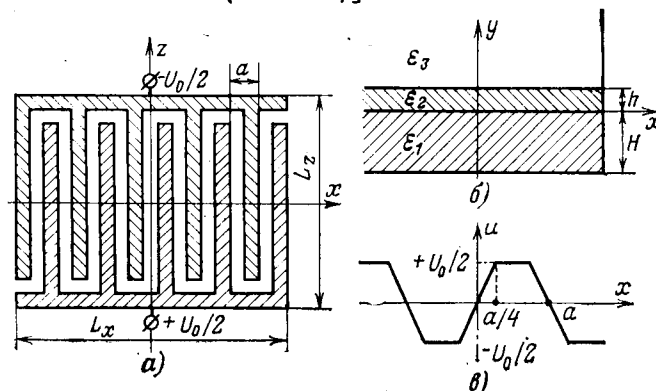


Рис. 1. Исследуемый конденсатор.

а — схема; б — поперечное сечение; в — график функции  $u(x)$ .



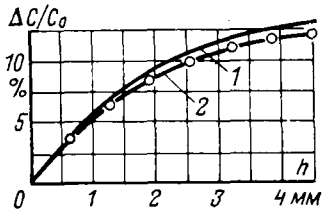


Рис. 2. Зависимость относительного изменения емкости конденсатора от толщины слоя масла.

Используя условие (6), получаем, что для областей с диэлектрическими проницаемостями  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_3$  равны нулю соответственно  $A_k$  и  $B_k$ . Таким образом, выражения потенциала для каждой из трех областей будут:

$$\varphi_1(x, y) = \sum_{k=0}^{\infty} B_{1k} \exp\left(\frac{2k+1}{a} \pi y\right) \sin \frac{2k+1}{a} \pi x; \quad (10)$$

$$\varphi_2(x, y) = \sum_{k=0}^{\infty} \left[ A_{2k} \exp\left(-\frac{2k+1}{a} \pi y\right) + B_{2k} \exp\left(\frac{2k+1}{a} \pi y\right) \right] \sin \frac{2k+1}{a} \pi x; \quad (11)$$

$$\varphi_3(x, y) = \sum_{k=0}^{\infty} A_{3k} \exp\left(-\frac{2k+1}{a} \pi y\right) \sin \frac{2k+1}{a} \pi x. \quad (12)$$

Используя граничные условия (3), (4) и (5), находим:

$$B_{1k} = U_k; \quad A_{2k} = \frac{\omega_k(1+\nu)}{\omega_k(1+\nu)+1-\nu} U_k;$$

$$B_{2k} = \frac{1-\nu}{\omega_k(1+\nu)+1-\nu} U_k; \quad A_{3k} = \frac{2\omega_k}{\omega_k(1+\nu)+1-\nu} U_k,$$

где

$$\nu = \frac{\epsilon_3}{\epsilon_2}; \quad \omega_k = \exp\left(2\pi \frac{2k+1}{a} h\right);$$

$$U_k = \frac{8U_0 \sin \frac{\pi}{4} (2k+1)}{\pi^2 (2k+1)^2}.$$

Интегрируя по  $z$  в правой части выражения (1), получаем:

$$C = \frac{\epsilon_0 L_z}{2U_0^2} \int_{-L_x/2}^{L_x/2} dx \left[ \epsilon_1 \int_{-\infty}^0 (\varphi_{1x}^2 + \varphi_{1y}^2) dy + \epsilon_2 \int_0^l (\varphi_{2x}^2 + \varphi_{2y}^2) dy + \epsilon_3 \int_h^{\infty} (\varphi_{3x}^2 + \varphi_{3y}^2) dy \right]. \quad (13)$$

Значения частных производных  $\varphi_{1x}$ ,  $\varphi_{1y}$ ,  $\varphi_{2x}$ ,  $\varphi_{2y}$ ,  $\varphi_{3x}$ ,  $\varphi_{3y}$  находим из (10) — (12) и подставляем в (13), что приводит к появлению под знаком интеграла слагаемых вида  $\cos \frac{\pi m}{a} x \cos \frac{\pi n}{a} x$  и  $\sin \frac{\pi m}{a} x \sin \frac{\pi n}{a} x$ , которые при интегрировании дадут нули при  $m \neq n$  и  $1/2$  при  $m = n$ . Выражение (13) после выполнения интегрирования преобразуется к виду:

$$C = \frac{\pi \epsilon_0 L_x L_z}{2a U_0^2} \sum_{k=0}^{\infty} (2k+1) \left\{ \epsilon_1 B_{1k}^2 + \epsilon_2 \left[ A_{2k}^2 \left(1 - \frac{1}{\omega_k}\right) + B_{2k}^2 (\omega_k - 1) \right] + \epsilon_3 \frac{A_{3k}^2}{\omega_k} \right\}. \quad (14)$$

Подставляя в (14) значения коэффициентов  $B_{1k}$ ,  $B_{2k}$ ,  $A_{2k}$  и  $A_{3k}$ , получаем искомую функцию:

$$C(h) = \frac{16\epsilon_0 S}{\pi^3 a} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)^3} \times \left[ \epsilon_1 + \epsilon_2 \frac{\exp\left(2\pi(2k+1)\frac{h}{a}\right) - q}{\exp\left(2\pi(2k+1)\frac{h}{a}\right) + q} \right], \quad (15)$$

где  $S = L_x L_z$  — площадь конденсатора;  $q = \frac{\epsilon_2 - \epsilon_3}{\epsilon_2 + \epsilon_3}$ .

Из (15) следует, что

$$C_0 = C(0) = \frac{16\epsilon_0 S}{\pi^3 a} (\epsilon_1 + \epsilon_2) \sum_{k=0}^{\infty} (2k+1)^{-3},$$

а максимальное относительное изменение емкости конденсатора

$$\frac{C_{\max} - C_0}{C_0} = \frac{\epsilon_2 - \epsilon_3}{\epsilon_1 + \epsilon_3}.$$

Бесконечный ряд, входящий в (15), быстро сходится а числовой ряд  $\sum_{k=0}^{\infty} (2k+1)^{-3}$  выражается через дзета-функцию Римана [Л. 5], и его сумма равна 1,051. Оставляя во втором ряде выражения (15) только первый член, получаем:

$$C(h) = \frac{16\epsilon_0 S}{\pi^3 a} \left( 1,051 \epsilon_1 + \frac{\exp\left(2\pi \frac{h}{a}\right) - q}{\exp\left(2\pi \frac{h}{a}\right) + q} \epsilon_2 + \xi \epsilon_3 \right), \quad (16)$$

где  $\xi \leq \sum_{k=0}^{\infty} (2k+1)^{-3} - 1 \approx 0,051$ . Окончательно имеем с точностью не менее  $5^0/0$ :

$$C(h) = \frac{16\epsilon_0 S}{\pi^3 a} \left( 1,051 \epsilon_1 + \frac{\exp\left(2\pi \frac{h}{a}\right) - q}{\exp\left(2\pi \frac{h}{a}\right) + q} \epsilon_2 \right). \quad (17)$$

Из анализа изменения функции  $f(h) = \left( \exp\left(2\pi \frac{h}{a}\right) - q \right) / \left( \exp\left(2\pi \frac{h}{a}\right) + q \right)$  видно, что при  $\epsilon_2 > \epsilon_3$  емкость конденсатора с ростом толщины диэлектрического слоя будет увеличиваться, а при  $\epsilon_2 < \epsilon_3$  — уменьшаться.

С целью проверки полученных соотношений был изготовлен конденсатор на стеклянной подложке ( $L_x = 90$  мм,  $L_z = 120$  мм) с шириной ламелей 5 мм ( $a = 10$  мм). В качестве слоя переменной толщины служило трансформаторное масло ( $\epsilon_2 = 2,2$ ,  $\epsilon_1 = 7,8$ ).

На рис. 2 представлены графические зависимости относительного изменения емкости конденсатора от толщины слоя масла. Кривая 1 рассчитана

по приближенной формуле (17), кривая 2 получена экспериментально. Как видно, экспериментальные результаты вполне удовлетворительно согласуются с теорией, хотя и не было выполнено условие  $H \gg a$ .

В заключение необходимо отметить, что предложенная методика может быть применена для расчета емкости гребенчатого конденсатора с четырехслойной структурой диэлектрика (конечная толщина подложки конденсатора), а также для конденсаторов с различной шириной электродов и зазоров между ними, и конечно, для расчета поля подобных конденсаторов.



## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Протопопова О. А., Рожнов Ю. Г. Приборы и системы управления. 1971, № 12, 47 с.
2. Датчик толщины осадка А. С. № 309229 (СССР). Опубл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 22, 151 с. Авт.: Курбатов В. М., Павлыгин Г. Н., Николаев Ф. Я., Пресняков Ю. П.
3. Табакс К. К. Расчет электрических полей для некоторых задач высокочастотного нагрева. — «Труды МЭИ», 1958, вып. 14.
4. Тамм И. Е. Основы теории электричества. Гостехиздат, 1946.
5. Янке Е., Эмде Ф. Таблицы функций с формулами и кривыми. Гостехиздат, 1948.

[28.1.1974]

## По страницам технических журналов

**Электроэнергетика США в 1973—1974 гг.** — «Elec. World», 1974, 181. № 6, с. 35—66. Отмечается, что капиталовложения в электроэнергетику США в 1973 г. составили 18,7 млрд. долл., в том числе в электрические станции (ЭС) 10,9 (58%), в электропередачи 2,4 (13%), в распределение 4,4 (24%), прочие 0,9 (5%). Планируется на 1974 г.: 21,2 млрд. долл., в том числе в ЭС 12,2 (58%), в передачи 2,9 (14%); в распределение 4,6 (22%), прочие 1,2 (6%). Ввод мощностей на ЭС в 1973 г. составил 39 Гвт, что на 25% меньше запланированного ввода. Не введены в срок мощности на АЭС — 6,5; на ТЭС — 5,2; на ГТЭС — 0,4 и на ГАЭС — 0,3 Гвт. Суммарная установленная мощность всех ЭС в конце 1973 г. > 438 Гвт, в том числе ТЭС 318, ГЭС 54, ГТЭС 33, АЭС 21, ДЭС 5 Гвт. На 1974 г. планировался ввод 43 Гвт. В 1973 г. проложено 3800 км ВЛ ≥ 345 кв и 13 900 км ВЛ 69—230 кв, 110 км силового кабеля 230—345 кв и 120 км кабеля 69—161 кв. На 1974 г. соответственно планируется 5700, 18 400, 140 и 210 км. На подстанциях (ПС) введено в 1973 г. 140 Гв·а, на 1974 г. планировалось 136 Гв·а. Приведено подробное распределение статистических данных по экономическим районам США. Отмечено, что прогноз основан на предположении о росте годового национального продукта на 1974 г., равном 8,3%, или на 1,8%, если исключить влияние инфляции. В противном случае можно ожидать значительного уменьшения вводов мощности.

**Электроэнергетика США в 1973 г.** — «Elec. Light and Power», 1974, 52, № 13, с. 16—20. В 1973 г. установленная мощность электростанций США возросла на 9,7% по сравнению с 1972 г. и достигла 438 493 Мвт, в том числе ТЭС — 316 357 Мвт, ГЭС — 61 281 Мвт, ТЭС с ГТУ — 32 877 Мвт, АЭС — 21 071 Мвт. Выработка электроэнергии составила 1578 млрд. квт·ч, что на 7% больше, чем в 1972 г. ТЭС израсходовали 388 млн. т угля (прирост 10,6%), 494 млн. баррелей нефти (прирост 12,7%) и 113 млрд. м³ природного газа, что на 9,7% меньше, чем в 1972 г. В 1972 г. доходы частных энергетических предприятий (ЭП) достигли 25 млрд. долл. — на 13,6% больше, чем в 1971 г., однако некоторые ЭП испытывали финансовые затруднения. В 1973 г. произошли задержки согласования площадок новых АЭС; общественность нередко считает АЭС опасными. В составленном отчете доказано, что крупная авария АЭС возможна один раз в 1 млн. лет; таким образом, по вероятностному расчету за 200 лет эксплуатации АЭС, в течение которых будет использовано все ядерное

топливо, такая авария маловероятна. К концу 1973 г. из-за эмбарго на импорт нефти в США были проведены мероприятия по экономии электроэнергии и некоторые промышленные предприятия снизили потребление на 25%. Неблагоприятным последствием было решение некоторых ЭП уменьшить объемы строительства новых электростанций. Приводится таблица потребления топлива разных видов на электростанциях, пиковых нагрузок и установленных мощностей 100 наиболее крупных ЭП США общей мощностью 332 тыс. Мвт. Эти ЭП располагали в среднем резервом генерирующих мощностей, равным 9%, вместо желательного 20%-ного резерва. Ввод новых мощностей ТЭС составил 16 012 Мвт, АЭС — 5694 Мвт, ГЭС — 3348 Мвт, ГТУ — 3515 Мвт. Законы о борьбе с загрязнением окружающей среды заставили некоторые ЭП перевести ТЭС с угля на мазут, что вызвало большой рост потребления мазута. В будущем необходимые мероприятия, стимулирующие экономию электроэнергии. Экономия может достигнуть 10—15% в ближайшее время и до 30% в перспективе.

**Перспективы развития электроэнергетики Бразилии.** — «Elec. Times», 1974, № 4298, с. 6. Бразилия планирует ежегодное увеличение нагрузки на 13% в течение ближайших 10 лет. В целях планирования вся территория Бразилии разделена на четыре энергорайона, из которых юго-восточный район (Р) является наиболее развитым. К 1980 г. установленная мощность генераторов в Р достигнет 22 Гвт. К этому времени длина ВЛ 345 и 440 кв достигнет 5500 км и будут построены ВЛ 500 кв общей протяженностью 5000 км. Сооружение шести ВЛ 750 кв длиной 850 км с продольной емкостной компенсацией в 1980—1990 гг. позволит осуществить передачу мощности 17 Гвт от ГЭС Итаиры, сооружаемой совместно Бразилией и Парагваем на р. Парана. В 1980—1990 гг. в Р будут сооружены ВЛ 500 кв и ниже общей протяженностью 2500 км. К 1990 г. установленная мощность ЭС южного и юго-восточного Р достигнет приблизительно 55 Гвт и гидроэнергетический потенциал будет использован полностью. В дальнейшем будут строиться АЭС либо будет передаваться значительное количество энергии от ГЭС на р. Амазонке. В 1973 г. установленная мощность ЭС в северо-восточном Р составляла 1513 Мвт, к 1985 г. она достигнет 7 Гвт. В связи с этим в 1976—1985 гг. проектируется строительство ВЛ 500 кв общей длиной 4700 км. К 1980 г. южный и юго-восточный Р будут связаны двумя ВЛ 750 кв. Нагрузки северного Р в настоящее время малы, и сети ВН развиты слабо. Однако в дальнейшем благодаря наличию крупнейших в мире гидроэнергетических ресурсов ситуация должна измениться. Утверждены проекты строительства ГЭС мощностью 7 Гвт на р. Тукуруи и 1,3 Гвт на р. Сан-Феликс. Для обеспечения

<sup>1</sup> В данном номере дается обзор избранных материалов 1—3 выпусков за 1975 г. РЖЭ ВНИИТИ АН СССР «Электрические станции, сети и системы».

энергоснабжения Р до ввода ГЭС в эксплуатацию будут построены ВЛ 345—500 кВ от ЭС юго-восточного и северного Р. К началу 2000 г. намечается сооружение передачи постоянного тока  $\pm 750$  кВ или ВЛ 1200 кВ переменного тока для связи между северным и северо-восточным и юго-восточным Р.

**Проектирование международных электроэнергетических объединений стран Западной Европы.** — «CIGRE. Int. Conf. Large High Volt. Elec. Syst., Paris, 1974, Sess.», s. a., № 32/17, с. 14. Опыт создания энергообъединений стран Западной Европы свидетельствует об экономической и технической целесообразности совместной работы национальных средств выработки, передачи и распределения электроэнергии и указывает на необходимость исследования особенностей крупных международных энергетических систем и разработку методов наиболее рационального их построения. В докладе представителей электроэнергетических ведомств Франции, ФРГ и Великобритании отмечены технические преимущества энергообъединений, реализация которых позволяет улучшить технико-экономические показатели объединенной энергосистемы в целом и особенно благоприятно отражается на работе малых энергосистем, вливающих в объединение. Созданию энергообъединений сопутствует ряд технических, организационных и моральных проблем. Образование сложно-замкнутых сетей высокого напряжения, способствуя уменьшению суммарных потерь электроэнергии, может потребовать увеличения пропускной способности ВЛ одной страны, продиктованного интересами другой страны. Рост токов короткого замыкания может привести к необходимости осуществления специальных мер на подстанциях, непосредственно прилегающих к пунктам объединения. Хотя при существующих в Западной Европе уровнях напряжений в расстояниях, как правило, не возникает проблем, связанных с обеспечением устойчивости параллельной работы, возможны некоторые трудности создания связей переменного тока между энергосистемами стран Европейского континента и Великобритании. На стадии проектирования необходимо возможно полнее учитывать вероятное распространение электромагнитических возмущений из одной части энергообъединения в другую, вызываемых перегрузками и аварийными отключениями.

В различных энергосистемах стран Западной Европы используют три основных типа критериев бесперебойности электроснабжения: физические (реализуются выполнением простейших условий); вероятностные (предусматривают нормирование вероятностей возникновения аварий); глобальные экономические (связаны с минимизацией вероятного ущерба от недоотпуска электроэнергии). Предлагается метод планирования западноевропейских энергообъединений UNIPEDE, осуществляемого в три стадии. На первой стадии исследуют общие проблемы объединения энергосистем разных стран на уровне сетей 400 кВ по данным, получаемым от стран-участниц; оптимизируют параметры выработки и передачи электроэнергии на упрощенной вероятностной модели (порядка 40 узлов). Затем более детально разрабатывают вопросы каждой из объединяемых систем с учетом результатов, полученных на предшествующей стадии, и принимая во внимание влияние энергосистем стран, с которыми имеются непосредственные электроэнергетические связи. Поскольку на второй стадии могут быть учтены все необходимые данные и произведена правильная оценка перспектив развития каждой из объединяемых энергосистем, полученные результаты следует использовать на последующей стадии исследований и планирования. Последняя, третья стадия, посвящена подробному исследованию и выбору технических параметров запланированных межсистемных связей, прогнозированию их эксплуатационных характеристик, решению сопутствующих и возникающих технических проблем и определению условий взаимных финансовых отношений стран-участниц.

**Некоторые критерии проектирования подстанций.** — «CIGRE. Int. Conf. Large High Volt. Elec. Syst., Paris, 1974, Sess.», s. a., № 23/05, с. 18. Применение теории надежности для выбора силовой схемы подстанции показывает, что в первые годы эксплуатации различия в надежности различных вариантов очень незначительны, но со временем они проявляются все в большей степени. На ряде примеров проанализировано влияние на надежность интенсивности отказов компонентов и силовой схемы подстанции; показано, что наибольшей надежностью обладает полуторная схема. Однако уточнение интенсивности отказов оборудования может изменить этот вывод. Сбор и анализ статистики аварий должны проводиться в различных странах на основе согласованных определений и

терминологии. С целью согласования терминов и методов расчета надежности предлагается в рамках СИГРЭ организовать специальную группу с привлечением специалистов по электроэнергетическим системам, подстанциям и электрооборудованию, статистике и ЦВМ.

**Комбинированный частотно-асинхронный пуск агрегатов на ГЭС при пониженной частоте.** — Brown Boveri Mitt., 1974, 61, № 7, с. 319—326. На ГАЭС с обратимыми турбинами перевод агрегата (А) из режима генератора в двигательный режим осуществляется с использованием асинхронного пуска. Слабые сети не допускают асинхронного хода А. Поэтому рациональным представляется частотный пуск. При частотном пуске разгоняемый А (режим двигателя) запускается от ведущего генератора. Статоры обоих А соединены, возбуждение подается в начальный момент пуска. По мере разгона А его двигательный вращающий момент возрастает, в результате чего А асинхронизируется. При выходе на синхронную скорость вращения осуществляется включение А на параллельную работу с сетью. Такой пуск требует наличия независимого источника постоянного тока или использования тиристорной системы возбуждения. Кроме того, существует опасность обратного вращения в начальный момент, что оказывает опасное воздействие на подшипники и может повредить вал ротора. При подаче возбуждения А с некоторой скорости (20—30% синхронной) ротор А (двигательный режим) оказывается во вращающемся поле статора и переходит в синхронный по отношению к этому полю режим. Рост скорости вращения А при этом несколько задерживается, и через некоторое время оба А начинают вращаться с близкими скоростями. Полная синхронизация происходит после подачи возбуждения на А двигатель. Таким образом данный пуск является комбинацией частотного и асинхронного. В силу сложности процесса пуска его режим удобно исследовать на АВМ или ЦВМ, моделируя или численно решая уравнение процесса для конкретных условий.

**Оптимизация решения проблем в энергосистемах.** — «Proc. IEEE», 1974, 62, № 7, с. 959—972. Рассматриваются области энергетики, в которых применяются различные методы оптимизации (О). Приводится обзор литературы и краткое изложение математических методов О, применяемых для экономического потокораспределения нагрузок в электроэнергетической системе (Э), планирования ввода реактивной мощности и размещения ее источников, ввода в эксплуатацию турбоагрегатов в смешанной Э, уменьшения количества загрязнений, выбрасываемых ЭС в атмосферу, планирования роста мощности генераторов и развития ВЛ и распределительных сетей, составление графиков ремонта генераторов и др. О экономического потокораспределения нагрузок в Э осуществляется путем минимизации (М) затрат на топливо для ТЭС в функции от генерируемой активной мощности при условии, что мощности генераторов ГЭС и конфигурация Э известны. В объединенной Э результаты оптимизации уточняются далее путем рассмотрения проблемы регулирования частоты и нагрузки с целью предотвращения отклонений частоты и обменных мощностей от заданных значений. Задача М загрязнений атмосферы решается путем замены кривых стоимости производства энергии кривыми количества выбрасываемых загрязнений или путем использования уравнений рассеяния загрязняющих атмосферу веществ. Проблема О коммутации распределительных ПС заключается в М числа коммутационных операций, осуществляемых в нормальных или аварийных условиях без перерыва энергоснабжения потребителей. Проблема О ремонта генераторов решается установлением оптимального критерия надежности или путем М годовых эксплуатационных издержек или стоимости топлива при условии поддержания определенного уровня надежности. Целью О увеличения мощности генераторов является выбор наиболее экономичной программы увеличения мощности, которая удовлетворяет условию, что мощность генераторов должна быть достаточной для покрытия нагрузки. Применяемые для этой цели методы О различаются в зависимости от факторов, учитываемых при оценке эксплуатационных издержек. Проблема О развития ВЛ заключается в уменьшении затрат и связана с ограничениями, налагаемыми условиями обеспечения надежности, воздействиями на окружающую среду, юридическими и социальными требованиями.

**Оценка надежности работы электроэнергетических систем вероятностными методами.** — «Proc. IEEE», 1974, 62, № 7, с. 892—901. Применение вероятностных методов для оценки надежности (Н) работы электроэнергетических систем (С) основано на учете вероятностного характера непредвиденных

нарушений нормального режима работы С. Оценка Н во всех методах производится с помощью показателя (ПН), который отражает вероятные эксплуатационные характеристики С, учитывающие все возможные случаи повреждения или отключения оборудования в ближайшем будущем. Период времени зависит от применяемого метода, однако в каждом случае он определяется временем, необходимым для введения в эксплуатацию резервных элементов после повреждения ранее работавших элементов или выполнения плановых операций для изменения схемы С для устранения нарушений в С или снижения их вероятности. Показатели надежности систем отражают: эксплуатационную схему в рассматриваемый период времени, физическую реакцию С на повреждении элементов при уровнях нагрузок, возможных в рассматриваемый период времени; характеристики элементов, которые находятся в работе или резерве; время, требуемое для пуска или ввода в эксплуатацию элементов С, вероятность отказа в пуске; предсказания нагрузок, включая распределение погрешности предсказаний. Оценка Н работы С заключается в определении ПН, учитывающего состояние элементов С в рассматриваемый период, и сравнение полученного значения ПН с максимально допустимым его значением, которое определяет вероятность приемлемого несоответствия характеристик С предъявляемым требованиям. Если расчетное значение ПН превысит максимально допустимое значение или вероятность нарушений оказывается значительно меньше приемлемой, оперативная схема С изменится до тех пор, пока не обеспечивается достаточная степень Н.

Расчеты повторяются при изменении нагрузок, оперативной схемы С, межсистемных перетоков или при повреждении крупного элемента С.

**Проблемы проектирования и сооружения электроэнергетических систем в арктических районах.** — «IEEE Trans. Ind. Apple», 1974, 10, № 2, с. 325—333. Факторами, затрудняющими строительство ВЛ и подстанций на Аляске, являются: арктический климат, вечная мерзлота, сейсмическая деятельность. Передвижение по тундре тяжелых механизмов возможно только зимой. Летом они разрушают растительный слой, что приводит к оттаиванию грунтов и термокарстовым явлениям. Наиболее дешевый транспорт — водный, но он может использоваться не более шести недель в год. При планировании работ должна учитываться полярная ночь. Особое внимание необходимо уделять противопожарным мероприятиям. Главной проблемой при расчете фундаментов является выпучивание грунтов при их замерзании. Удельное сопротивление земли зимой намного превышает 1000 Ом·м. Оттаивание верхнего слоя создает опасность для персонала во время однополюсных замыканий. Из-за повышенной вязкости трансформаторного масла при низких температурах приходится ставить подогревы и использовать специальные масла с пониженной температурой застывания. Баки трансформаторов и металлические опоры изготавливаются из малоуглеродистых сталей, устойчивых к образованию трещин при низких температурах. Масляные выключатели требуют подогрева и защиты от ветра для ограничения мощности подогревателей. Комплексные ячейки следует устанавливать в помещениях. Деревянные опоры заглубляются в многолетне-мерзлый слой не менее, чем на 1,5 м плюс 10 см на каждый метр высоты сверх 12 м. Изоляторы требуют бережного хранения, так как они делают весьма хрупкими при низких температурах. Кабели необходимо термически изолировать от земли во избежание ее оттаивания. Их ЭИ должна выдерживать низкие температуры, сохраняя достаточную гибкость. Никель-кадмиевые аккумуляторы в арктических условиях обладают рядом преимуществ по сравнению со свинцовыми.

**Развитие систем электропередач в условиях высоких плотностей нагрузки.** — «CIGRE. Int. Conf. Large High Volt. Elec. Syst., Paris, 1974, Sess.», s. a., № 32/04, с. 9. В СССР развитие систем электропередачи происходит в условиях высоких плотностей нагрузки (ПН), достигших к 1970 г. 65 кВт/км<sup>2</sup>. Ожидаемые ПН составляют к 2000 г. 400 кВт/км<sup>2</sup>, а к 2010 г. — 700 кВт/км<sup>2</sup>. Рост потребления электроэнергии будет покрываться в основном за счет мощностей, генерируемых на ТЭС и АЭС. Экономически целесообразным путем развития электропередач с учетом перспектив на 2010 г. является переход к комбинированным системам 750/110 и 400/110 кв, с межсистемными связями по ВЛ 750 и 400 кв и распределительной сетью 110 кв. Предполагается, что в процессе развития сетей будет осуществляться частичный демонтаж устаревших ВЛ 400 кв. Анализ уровней токов короткого замыкания и их интегрального распределения в узлах разви-

вающихся сетей показывает, что вероятность существования различных уровней токов подчиняется логарифмическому закону распределения. Для комбинированных параллельных систем 750/110, 400/110 кв значения токов трехфазных коротких замыканий находятся в пределах 8,2—66 ка в узлах сети 400 кв и 14—42 ка в узлах сети 750 кв при ПН 700 кВт/км<sup>2</sup>. При 400 кВт/км<sup>2</sup> соответствующие значения токов коротких замыканий для сети 400 кв составляют 8,9—54 ка, а при частичном секционировании сети 8,6—41 ка. Таким образом, до 2000 г. при ПН до 400 кВт/км<sup>2</sup> развитие сетей может быть почти полностью обеспечено с помощью существующего оборудования. При переходе к ПН 700 кВт/км<sup>2</sup> необходима разработка специальных мер и оборудования, в частности, в некоторых случаях возможен отказ от использования сетей напряжением 400 кв.

**Передача мощности 16 000 Мвт на расстоянии 1200 км из района зал. Джемса к центрам нагрузки энергосистемы Hydro-Quebec (Канада).** — «CIGRE. Int. Conf. Large High Volt. Elec. Syst., Paris, 1974, Sess.», s. a., № 32/07, с. 12. В случае строительства четырех ГЭС на р. Ла-Гранде общей мощностью около 8300 Мвт и девяти ГЭС на р. Руперт общей мощностью 7700 Мвт полный энергетический потенциал бассейна зал. Джемса составит 16 000 Мвт, Канада. Рассмотрен ряд вариантов систем, необходимых для передачи этой мощности к центрам нагрузки вблизи г. Монреаль. При использовании переменного напряжения 735 кв для этой цели потребуются четыре цепи ВЛ 735 кв между комплексами ГЭС на р. Ла-Гранде и Руперт (400 км) и семь цепей ВЛ 735 кв от комплекса ГЭС на р. Руперт к г. Монреалю (800 км) с двумя переключательными подстанциями на последнем участке. Относительные капитальные вложения в этот вариант передающей системы составляют 90—100%. При использовании продольной компенсации для этой цели потребуются четыре цепи ВЛ 735 кв с 40%-ной продольной компенсацией между двумя комплексами ГЭС и шесть цепей ВЛ 735 кв с 50%-ной продольной компенсацией от комплекса ГЭС на р. Руперт к центрам нагрузки с двумя переключательными ПС на этом последнем участке. Относительные капитальные вложения в этот вариант равны 100%. Возможно также строительство трех ВЛ переменного тока 1100 кв между комплексами ГЭС на р. Ла-Гранде и Руперт и пяти ВЛ 1100 кв между ГЭС на р. Руперт и г. Монреалем с двумя переключательными подстанциями на этом участке. Относительные капитальные затраты равны 120—130%. Рассматривался также вариант передающей системы ППТ ±600 кВ, 2500 А (три двухполюсные ВЛ на первом участке и три четырехполюсные ВЛ на втором участке). Относительные капитальные затраты на этот вариант составляют 135%, но снижаются до 125% в случае применения гибридной системы, состоящей из трех двухполюсных ЛЭП постоянного тока 735 кв от ГЭС на р. Руперт. Поскольку подробные технико-экономические исследования этих вариантов еще не закончены, окончательный выбор варианта передающей системы еще не сделан.

**Поиски ВЛ ультравысокого напряжения.** — «Elec. World», 1974, 182, № 1, с. 40—41. Рост потребления электроэнергии требует сооружения новых мощных электростанций и развития электросетей для передачи вырабатываемой энергии к потребителям. Развитие сетей осуществляется за счет широкого строительства ВЛ высокого и сверхвысокого напряжения. Повышение уровней напряжения позволяет обеспечить линейное нарастание протяженности ВЛ в условиях экспоненциального роста потребления. К 1980 г. в СССР, США, Канаде, Великобритании и Франции предполагается ввод в эксплуатацию передач напряжением 1050—1500 кв. Для сооружения таких передач необходимо предварительное решение комплекса технических вопросов, связанных с изучением электростатических воздействий полей ВЛ ультравысокого напряжения, уровней акустических шумов, разрядных напряжений гирлянд изоляторов, а также некоторых эстетических проблем. Согласно расчетам напряженность электрического поля на уровне земли вблизи ВЛ 1150 кв может достигать 8—12 кв/м. При такой напряженности у людей наблюдается легкое покалывание в коже, движение волос, микроразряды между окружающей растительностью и ногами. Металлические предметы, изолированные от земли, могут накапливать значительный электрический заряд, вызывающий при прикосновении протекание разрядного тока на землю величиной до 5 мА. По данным доклада СССР на сессии СИГРЭ 1972 г. длительное нахождение персонала, обслуживающего установки 500, 750 кв, под воздействием электрических полей высокой напряженности приводит к значительным медицинским и психологическим рас-

стройству. Снижение напряженности поля под ВЛ 1150 кВ может быть достигнуто за счет увеличения высоты подвески проводов над землей, т. е. увеличения высоты опор, или подвески заземленных тросов ниже уровня фаз ВЛ. Для снижения уровня акустических шумов телескопически применять расщепленные фазы, состоящие не менее чем из восьми проводов асимметричной конструкции с уменьшенными расстояниями между нижними проводниками и увеличенными между верхними. Для повышения разрядной прочности гирлянд изоляторов в районах с повышенными загрязненными могут применяться изоляторы, покрытые полупроводящей глазурью. Последняя обеспечивает равномерное распределение напряжения по элементам гирлянды, независимо от влажности воздуха, загрязнений, нагрева элементов за счет токов утечки и т. п. С эстетической точки зрения экранирование ВЛ 1050–1500 кВ с опорами высотой до 38 м представляет большие трудности. Способы уменьшения влияния внешнего вида таких ВЛ на окружающую среду в настоящее время разрабатываются.

**Новые четырехцепные ВЛ 380 кВ в ФРГ.** — «Elektrizitätswirtschaft», 1974, 73, № 18, с. 499–502. Для выдачи мощности АЭС Philippsburg потребовалось восемь цепей 380 кВ. При проектировании двух четырехцепных ВЛ были произведены технико-экономические расчеты для выбора оптимальных типов опор (О), напряжений в проводах (П) и пролетов. Рассматривался также вопрос о целесообразности разработки нескольких типов промежуточных О с разными ветровыми пролетами для случаев, когда условия трассы не позволяют произвести расстановку О экономичными пролетами. Расчеты вариантов с использованием ЦВМ показали, что при большой стоимости фундаментов и изоляции наиболее легкие О не всегда дают оптимальные решения. Для одной ВЛ было задано шесть фаз с расщеплением на три и шесть фаз — на 4 ПАС 490/65, один сталеалюминевый грозозащитный трос 210/50 и два воздушных кабеля, подвешиваемых на грозозащитном или отдельном тросе. Для второй ВЛ принято 12 фаз с расщеплением на 3 ПАС 560/50, два грозозащитных троса АС 240/40 и один воздушный кабель, подвешиваемый на отметке нижней траверсы. С учетом сильных ветров на трассах ВЛ в долине р. Рейн О рассчитаны с увеличением ветровой нагрузки на 20% по сравнению с нормированной правилами VDE 0210/5.69. Промежуточная О была испытана на нагрузки нормального и аварийного режима; разрушение О по нормальному режиму произошло вследствие потери устойчивости пояса ствола в стыке под нижней траверсой при 160% нагрузки. Однако уже при 130%-ной нагрузке наблюдались упругие деформации раскосов. На обеих ВЛ подвешены двухцепные поддерживающие гирлянды из стержневых изоляторов длиной 4,6 м, рассчитанные на нагрузки 5,4–6,85 тс, и двухцепные натяжные гирлянды. На значительной части трассы залегают водонасыщенные грунты, на некоторых участках — торф глубиной до 8 м. В этих условиях были приняты фундаменты из набивных свай (С) диаметром 42 и 56 см. Всего было установлено 1260 С общей длиной около 12000 м. Бетонирование С производилось в обсадных трубах, которые затем вытягивали.

**Экспериментальные исследования пляски расщепленных проводов на опытной ВЛ для передачи больших мощностей в Касатори-яма, Япония.** — «CIGRE. Int. Conf. Large High Volt. Syst., Paris, 1974, Sess.», s. a., № 22—04, с. 15. В последние годы в Японии возрастает число мощных ВЛ с расщепленными проводами (П), на которых часто аварии из-за пляски проводов (ПП), за 1964–1972 гг. было 80 таких аварий. Для исследования ПП и колебаний (К) расщепленных П между распорками в 1971 г. на возвышенности Касатори-яма на высоте 800 м над уровнем моря, где часты ветры и гололеды, сооружен опытный участок ВЛ, состоящий из двух концевых и одной промежуточной опоры (два пролета — 310 и 315 м), на которых могут быть смонтированы четыре расщепленных фазы, два одиночных П и два вспомогательных П для измерения скорости ветра. Опыты проводились со сталеалюминевыми П: одиночными сечением 950 мм<sup>2</sup> (диаметром 41,8 мм) и 1160 мм<sup>2</sup> (диаметром 46,2 мм), пучком из двух П 950 мм<sup>2</sup> и 1160 мм<sup>2</sup>, из четырех П 410 мм<sup>2</sup> (диаметром 28,5 мм) и 950 мм<sup>2</sup> и из шести П 950 мм<sup>2</sup> как при естественном образовании гололеда, так и при установке пластин, имитирующих гололед. Производились автоматическая запись и эпизодические измерения ветрового режима, углов отклонения гирлянд, изменения усилий в натяжных и поддерживающих гирляндах, с регистрацией процессов осциллографом, кинокамерой и видеоманитофоном, регистрировались траектории движения П и сближение П в пучке. В результате опытов были определе-

ны зависимости: величины амплитуды ПП от скорости ветра при разных формах К, изменения усилий в натяжных и поддерживающих гирляндах от скорости ветра и амплитуды ПП; предельные значения амплитуды ПП и усилий в гирляндах при разных формах К; характерные зависимости энергетического спектра плотности для величин, характеризующих ПП; определены траектории движения П при ПП и смещения П при К на участках между распорками в пучке из двух и четырех П при разном шаге расщепления. ПП наблюдалась при ветрах 7–25 м/сек. Наибольшие амплитуды были при наложении на К псевдоосновной формы К двухполуволновой формы. Изменения усилий в гирляндах при ПП оказались неожиданно очень большими. На основе проведенных опытов предложена методика определения максимальной амплитуды ПП:

$$2A_m = d\eta,$$

где  $2A_m$  — двойная амплитуда ПП;  $d$  — стрела провеса;  $\eta = \frac{1}{f}(M)$  определяется по эмпирической кривой в зависимости от параметров линии:

$$M = W^2 S^2 EA / 24 T^3,$$

где  $W$  — результирующая нагрузка на П от собственной массы, гололеда и ветра, кг/м;  $S$  — длина пролета, м;  $E$  — общий модуль юнга провода и гирлянды изоляторов, кг/мм<sup>2</sup>;  $T$  — натяжение П, кгс;  $A$  — общее сечение П, мм<sup>2</sup>. Использование этого метода может быть полезным при проектировании опор, для выбора расположения П и расстояний между ними. Даны примеры приложения этой методики для определения расположения П на опоре. Дальнейшие исследования предполагают разработку средств предотвращения опасной ПП и получение данных о динамических силах при ПП для расчетов и конструирования опор, конструкции расщепленной фазы и гирлянды изоляторов.

**Влияние окружающей среды на принципы проектирования мощных ВЛ в будущем.** — «CIGRE. Int. Conf. Large High Volt. Elec. Syst., Paris, 1974, Sess.», s. a., № 22/06, с. 12. В 1970 г. в США было организовано Государственное агентство по защите окружающей среды, рекомендации которого в настоящее время являются обязательными при проектировании электроустановок. Одной из главных проблем являются все возрастающие трудности отчуждения (отвода) земель под ВЛ. Поэтому при планировании электропередачи весьма существенную роль играет соотношение между шириной полосы земли под ВЛ и передаваемой мощностью. Основным уровнем напряжения ВЛ переменного тока в США до конца столетия останутся напряжения 345–765 кВ. В некоторых случаях намечается строительство ВЛ напряжением до 1500 кВ. Напряжение ВЛ постоянного тока не будет превышать 800 кВ. Существующий уровень напряжения кабельных линий 500 кВ в течение этого периода может возрасти до 1000 кВ. Большое внимание уделяется многоцелевому использованию полосы отчуждения, например прокладка ВЛ вдоль железных дорог, нефтепроводов и т. д. С помощью ЦВМ производится выбор наиболее рационального, с точки зрения сохранения природного ландшафта, варианта трассы ВЛ. Разрабатываются конструкции приемлемых с точки зрения эстетики конструкций опор. Исследуются такие проблемы, как влияние электрического поля под проводами ВЛ, радио и тепломехи. В связи с проблемами сохранности окружающей среды в планировании будущих ВЛ появляются такие новые элементы, как изучение исторических особенностей районов прохождения трасс, перспектив развития района с точки зрения возможности появления парков, зон отдыха и т. п. Планируются подробные описания принципов проектирования ВЛ с учетом требований сохранности окружающей среды.

**Электрические сети 800 кВ в Швеции.** — «CIGRE. Int. Conf. Large High Volt. Elec. Syst., Paris, 1974, Sess.», s. a., № 31/11, с. 16. В связи с предстоящим строительством мощных АЭС в южных районах Швеции, предназначенных для электроснабжения районов Стокгольма, Гетеборга и Мальмё, произведен анализ технико-экономической целесообразности применения напряжений 800 кВ для сетей объединенной энергосистемы Швеции, которая также должна быть соединена с энергосистемами других скандинавских стран и Финляндии. Окончательное решение вопроса отложено на более поздние сроки. Приведена схема объединенной сети 800 кВ общей длиной 1800 км, которая должна быть сооружена в период 1980–1985 гг. К сети 800 кВ, предназначенной для обеспечения параллельной работы четырех АЭС, будут присоединены через повысительные трансформаторы девяти генераторов суммар-

ной мощностью 8000 Мвт. Распределение энергии будет производиться по ВЛ 400 кВ. В дальнейшем с ростом нагрузки предусматривается сооружение ПС 800/130 кВ, а развитие сети 400 кВ будет приостановлено. В районе Стокгольма уже на первом этапе развития сети 800 кВ проектируется непосредственная трансформация на напряжение 220 кВ. Средняя нагрузка каждого участка сети длиной около 300 км составит 4000 Мвт в нормальном режиме и 6000 Мвт в послеаварийном. В связи с небольшой длиной участков между ПС сооружение установок продольной компенсации не предусматривается. На первом этапе развития сети шунтирующие реакторы мощностью 250—275 Мвар, компенсирующие зарядную мощность ВЛ на 100%, будут присоединены непосредственно к линии. Предусматривается место для последующей установки реакторных выключателей. На ВЛ 800 кВ предусматривается конструкция расщепленной фазы из четырех сталеалюминиевых проводов сечением 910 мм<sup>2</sup>, что соответствует напряженности электрического поля на поверхности проводов 25 кВ/м. Грозоприоритет ВЛ обеспечивается путем подвески двух изолированных проводящих тросов с углом защиты 25°, исключающим возможность непосредственного поражения проводов. Ожидаемое число грозовых перенапряжений — 0,025 на 100 км в год, что в 4 раза меньше, чем для ВЛ 400 кВ. Изоляционное расстояние «провод — опора» принято равным 5 м, а расстояние между фазами 15 м. Минимальный габарит «провод — земля» выбран равным 11,6 м, что соответствует напряженности электрического поля на уровне земли 10—11 кВ/м, т. е. почти вдвое больше, чем для ВЛ 400 кВ. На ВЛ будут применяться три основных типа опор с горизонтальным расположением проводов: на оттяжках, свободные порталы и башенного типа. Наиболее экономичными являются опоры на оттяжках, предназначенные для применения в лесных и малонаселенных районах.

Конференция IEEE, США, по проблемам передачи и распределения электроэнергии с помощью подземных кабельных линий. — «IEEE Conference Record. Underground Transmission and Distribution Conference, Dallas, Tex.», Apr., 1—5, 1974. N. Y., 1974. 668 pp., ill., 16 doll. Труды конференций в количестве 140 докладов посвящены общей проблеме передачи и распределения электроэнергии с помощью подземных силовых кабелей в сельских и городских поселках. Труды освещены в ряде разделов по следующей тематике: трехфазные распределительные сети; распределение электроэнергии кабелями классов 115 кВ и оборудование распределительных сетей разных штатов США; характеристики электроизоляционных материалов для кабелей; выключатели, предохранители и защита кабелей распределительных сетей; проблемы защиты трансформаторов в распределительных сетях. Доклады хорошо иллюстрированы и имеют обширную литературу. Труды конференции рассчитаны на инженеров проектировщиков и расчетчиков, они будут полезны также для эксплуатационного персонала распределительных кабельных сетей.

Регистрации тока молнии на промышленных трубах в ПНР. — «CIGRE. Int. Conf. Large High Volt. Elec. Syst. Paris, 1974, Sess.», s. a., № 33/10, c. b. Обобщены результаты 15-летних регистраций токов молнии (1957—1971 гг.) объемом 1780 объектов × лет на высоте 18—225 м (преимущественно дымовые трубы). Амплитуда тока молнии регистрировалась пятью магнитореисторами на расстоянии 6—150 см от токовода на трубе; применялась индивидуальная градуировка и расшивка магнитореисторов. Максимальная крутизна тока  $di/dt_{\max}$  регистрировалась с помощью клидографов. Получено 164 регистрации токов с амплитудой >3 кА (нижний предел), из них четыре с током от 158 до 246 кА, в 50% случаях ток более 30 кА. В 18 случаях регистрировался положительный ток; в 50% менее 11,6 кА наибольшая величина 70 кА.

Результаты регистраций хорошо передаются соотношением

$$p = 181\,000 / (i_{\max}^{2,205} + 1810),$$

где  $p$  — вероятность тока с амплитудой  $i_{\max}$  и более. По сравнению с результатами более ранних измерений в США,

Германии (до 1939 г.) с помощью магнитореистраций данные ученых ПНР дают существенно больший процент (примерно в 2 раза) токов с высокой амплитудой. При этом ожидаемая вероятность тока с амплитудой 400 и 500 кА составляет соответственно 0,2 и 0,1%. Получено 154 регистрации максимальной крутизны тока. В 50% случаев крутизна более 35 кА/мкс, в четырех случаях более 100 кА/мкс. Результаты передаются соотношением:

$$p = 114\,000\,000 / [(di/dt)_{\max}^{3,7} + 1\,660\,000],$$

где  $p$  — вероятность тока с крутизной  $(di/dt)_{\max}$  и более. Эти данные близки к последним данным исследователей Советского Союза (Бочковский и др.). Из шести регистраций мультиклидографом только в двух случаях максимальная крутизна принадлежала первому импульсу тока.

Защита от перенапряжений и координация изоляции ППТ между ГЭС Кабора-Басса (Мозамбик) и подстанцией Аполло (ЮАР). — «IEEE Trans. Power Appas. and Syst.», 1974, 93, № 4, с. 1096—1104. Строящаяся биполярная ППТ от ГЭС Кабора-Басса до г. Аполло 1920 Мвт,  $\pm 533$  кВ с ВЛ постоянного тока 1400 км содержит в каждом полюсе четыре, соединенных каскадно, моста, каждый на выпрямленное напряжение 133 кВ. Мосты оборудованы тиристорными вентилями, размещенными в баках с изолирующей жидкостью и предназначенными для установки на открытом воздухе. В каждом баке размещено по два вентиля, относящихся к одной фазе вентильной обмотки преобразовательного трансформатора. Корпуса баков изолированы от земли с помощью опорных изоляторов. Защита оборудования подстанции от перенапряжений осуществляется разрядниками постоянного тока с самогашением, сконструированным из элементов разрядников переменного тока, прошедших эксплуатационную проверку в электроэнергетических системах. Разрядники устанавливаются между фазами вентильных обмоток (пробивное напряжение 315—415 кВ), параллельно вентилям (260—345 кВ), между полюсами мостов (275—370 кВ), между полюсами подстанции и землей (900—1200 кВ) и между заземленным полюсом подстанции и защитным заземлением. Приводится краткое описание конструкции разрядников и их характеристики. Уровни защиты определены на основе вероятностных методов анализа воздействующих напряжений и соотнесены со статистическими данными об электрической прочности изоляции. Уровни изоляции выражены применительно к воздействиям импульсов коммутационных перенапряжений и импульсов с крутым фронтом. Для наружной изоляции принята длина тока утечки из расчета 3 см/кВ. Выбор формы опорных изоляторов выполнен на основе исследований в течение 2 лет и 8 типов изоляторов при разных атмосферных условиях. Для изоляционных гирлянд используются стеклянные подвесные изоляторы тарельчатой формы.

Координация изоляции преобразовательных подстанций ППТ. — «Electra» (France), 1974, № 34, с. 43—61. Показано, что уровень перенапряжений на тиристорных вентилях (ТВ) в наиболее тяжелых авариях без учета разрядников пропорционален числу каскадно соединенных мостов. Использование ТВ позволяет установить на подстанции одно- или двухмостовой преобразователь, обеспечивающий 6- или 12-фазный режим преобразования и рассчитанный на полное напряжение полюса. Такой преобразователь по сравнению с каскадной схемой позволяет упростить силовую схему, повысить надежность энергоснабжения и снизить перенапряжения на вентилях. Комплексное закрытое распределительное устройство преобразовательной подстанции снижает до минимума вероятность возникновения короткого замыкания на землю и, следовательно, опасных импульсных перенапряжений. Рассмотрена координация изоляции на подстанциях передач постоянного тока; для ряда примеров определены уровни изоляции оборудования и воздушных промежутков. Большинство перенапряжений на преобразовательной подстанции носит характер коммутационных импульсов, в то время как грозовые импульсы на подстанции не проникают. Вентиля, однако, могут подвергаться воздействию импульсов, приближающихся по характеру к грозовым, при возникновении коротких замыканий на подстанции.

Канд. техн. наук, доц. ПАВЛОВ Л. И., инж. ФОНАРЕВА М. В.



## АЛЕКСАНДР АНТОНОВИЧ СМУРОВ

(К 90-летию со дня рождения)

Александр Антонович Смуров родился 3 января 1884 г. в Петербурге.

В 1902 г. он окончил I Петербургскую гимназию с золотой медалью и поступил на физико-математический факультет Петербургского университета. Глубокую теоретическую подготовку по электричеству и магнетизму в тот период давала университетская лаборатория Ф. Ф. Петрушевского. Из нее вышла плеяда талантливых исследователей и инженеров — А. С. Попов, О. Д. Хвольсон, М. А. Шателен, В. Ф. Миткевич, В. К. Лебединский и др., — много сделавших для развития отечественной науки.

В мае 1906 г. А. А. Смуров окончил университет с дипломом I степени. В том же году для углубления электротехнического инженерного образования он поступил в Петербургский электротехнический институт (ныне ЛЭТИ имени В. И. Ульянова-Ленина), который закончил с золотой медалью в 1911 г., получив звание инженера-электрика I разряда. Фундаментальное физико-математическое и глубокое инженерное образование позволили А. А. Смурову в совершенстве овладеть электротехникой. Он увлекся актуальными в то время проблемами создания мощных электропередач на большие расстояния.

В 1903—1905 гг. в институте под руководством проф. П. Д. Войнаровского была создана лаборатория «Электрических линий и высокого напряжения» с уникальным для того времени оборудованием — из двух регулируемых трансформаторов по 10 кв·а напряжением 100 кв. С 1909 г. еще студентом IV курса, А. А. Смуров активно участвовал в исследованиях передачи электрической энергии по высоковольтным линиям и проявил при этом большой талант.

По окончании института А. А. Смуров был оставлен на факультете для подготовки к научно-педагогической деятельности. Одновременно он работал над проектом электрификации железной дороги Петербург-Ораниенбаум, строительство которой было законсервировано в 1915 г. В последующие годы он наряду с работой в трамвайном управлении активно трудился в Комиссии по электроснабжению столицы. В мае 1915 г. А. А. Смуров успешно сдал адъюнктский экзамен и был избран старшим лаборантом электротехнической лаборатории института.

С первых дней Великой Октябрьской революции А. А. Смуров как представитель прогрессивной интеллигенции, включается в созидательную работу на благо трудового народа.

В 1919 г. в институте создается кафедра «Техники токов высокого напряжения». А. А. Смуров был избран профессором и возглавил эту кафедру.



Одновременно он работал профессором в Военно-инженерной академии РККА, а также консультантом Волховстроя вплоть до его пуска. В качестве члена Центрального Электротехнического Совета (ЦЭС) он принимал активное участие в разработке плана ГОЭЛРО по Северо-Западному району. В этот период деятельность А. А. Смурова проходила в трех основных научных направлениях:

изыскание местного сырья и разработка технологии для производства высоковольтных изоляторов, так как в дореволюционной России высоковольтные изоляторы не изготавливались;

составление руководящих указаний по защите от перенапряжений;

разработка правил ограждения линий связи от влияния установок сильного тока.

В 1923—1925 гг. вышли в свет первые издания лекций, а затем монография А. А. Смурова «Электротехника высокого напряжения», которые по новизне подхода и глубине изложения не имели равных в мировой литературе. В дальнейшем эти монографии выдержали три издания. Научная разработка и претворение в жизнь проблемы безаварийной работы энергосистем с надежными средствами защиты электрических сетей выдвинули А. А. Смурова в ряд основоположников техники высоких напряжений в Советском Союзе и всем мире.

В 1922 г. А. А. Смуров был избран деканом электротехнического факультета, а в 1925 г. назначен ректором ЛЭТИ.

Реализация плана ГОЭЛРО поставила перед лабораторией, руководимой им, новые задачи. По проекту и под руководством А. А. Смурова в 1930 г. лаборатория была радикально реконструирована. По уникальности оборудования она стала самой передовой в СССР и одной из лучших в Европе. Коллектив сотрудников состоял к этому времени из 38 человек, и среди них крупные специалисты, воспитанные А. А. Смуровым — Л. Е. Машкилейсон, Г. Т. Третьяк, К. С. Архангельский, С. Л. Хоецкий, В. И. Иванов, П. И. Рыжов, Е. С. Богданович и др. В дальнейшем лаборатория была присвоено имя А. А. Смурова.

Его научные интересы охватывали важнейшие проблемы техники высоких напряжений и электрофизики (изучение различного вида электрических разрядов, грозозащиты, развитие теории пробоя диэлектриков, моделирование переходных процессов в энергосистемах, релейная защита, устойчивость и др.). К работам были привлечены известные ученые А. А. Горев, А. А. Вульф, Н. Н. Щедрин, А. М. Залесский и др.

В начале 30-х годов число сотрудников лаборатории достигло примерно 150 человек. В лаборатории в этот период было пять отделений: высоковольтное, аппаратное, изоляционных материалов, релейной защиты и устойчивости параллельной работы электрических станций.

Разработка проектов грозозащиты Донэнерго, Центртэнерго, Уралэнерго и др., техническая помощь в наладке селективной релейной защиты в Белэнерго, Донэнерго, Уралэнерго, Закавказэнерго, а также разработка, изготовление и настройка направленной защиты с высокочастотной блокировкой в Мосэнерго, Донэнерго и Уралэнерго значительно повысили эксплуатационные показатели энергосистем и высоко подняли авторитет лаборатории.

Трудящиеся Ленинграда, отмечая научный авторитет и общественную деятельность проф. А. А. Смурова, неоднократно избирали его депутатом Ленсовета (1925—1929 гг.). Заслуги Александра Антоновича были высоко оценены правительством — в 1937 г. ему было присвоено звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР. Несмотря на тяжелую и длительную болезнь, Александр Антонович продолжал увлеченно и плодотворно работать, передавать громадный опыт и знания своим ученикам. Скончался он 8 апреля 1937 г.

Искключительные качества характера Александра Антоновича, его внимание к сотрудникам, талант первоклассного ученого, педагога, руководителя создали ему неоспоримый авторитет в широких кругах общественности СССР.





# АЛЕКСАНДР АЛЕКСАНДРОВИЧ ГОРЕВ

(К 90-летию со дня рождения)

Александр Александрович Горев родился 16 мая 1884 г. в Москве. В 1902 г. он поступил в Петербургский политехнический институт (ныне ЛПИ им. М. И. Калинина) и в 1907 г. окончил вуз с дипломом № 1. А. А. Горев принял активное участие в создании первой в России высоковольтной лаборатории под руководством М. А. Шателена.

Еще в дореволюционный период А. А. Горев проявил себя как глубокий и строгий теоретик, отличный математик, доводящий теоретические работы до практических приложений. Он провел исследования резонанса высших гармонических, потерь на корону и распространения волн в линиях высокого напряжения, а также их влияния на линии связи. Эти работы опередили аналогичные исследования за рубежом.

А. А. Горев принадлежал к передовой русской интеллигенции, которая с первых дней революции отдавала все свои знания и силы Советской республике. В 1920 г. он возглавил разработку плана ГОЭЛРО по Северо-Западному району, а в дальнейшем активно работал в секторе энергетики Госплана, в ЦЭС, в научно-технических советах и экспертизах проектных организаций и строительстве крупнейших энергетических объектов того времени (электрификация Сурамского перевала, Волховская, Шатурская, Днепровская, Куйбышевская ГЭС и др.).

В 1919 г. А. А. Горев был избран профессором ЛПИ по кафедре передачи электрической энергии, а в дальнейшем возглавил кафедру техники высоких напряжений.

Под руководством А. А. Горева в ЛПИ в 1932 г. был сооружен специальный высоковольтный корпус, а затем организовано Бюро Куйбышевских работ и создана уникальная экспериментальная база для учебных и фундаментальных научно-исследовательских работ по проблемам объединенных энергосистем, дальних электропередач и сверхвысоких напряжений.



В лаборатории под руководством А. А. Горева было организовано производство специальных импульсных конденсаторов и катодных осциллографов. На их основе были сооружены мощные генераторы импульсных напряжений и токов, колебательный контур (в дальнейшем — «контур Горева») для испытания выключателей на коммутационную способность. За эти работы А. А. Горев с группой своих помощников был удостоен Государственной премии. Кроме того, были осуществлены специальные измерительные устройства, а также первая в Советском Союзе электродинамическая модель Куйбышевской электропередачи и ряд других установок.

Уже после смерти Александра Александровича в ЛПИ был сооружен стенд наружных испытаний с мощным каскадом трансформаторов на 2,25 млн. в; в основу проекта сооружения были положены идеи А. А. Горева. Сейчас лаборатория носит его имя.

Много сил и энергии вложил А. А. Горев в подготовку инженеров широкого профиля по группе электроэнергетических специальностей: техники высоких напряжений, электрических систем и сетей, электрических аппаратов. Учебные планы, реализованные еще в 30-х годах, предусматривали фундаментальную физико-математическую подготовку, развитие творческих навыков у студентов, привлекаемых к работе в научных группах на современной лабораторной базе, выполнение дипломных проектов и работ по актуальным темам, требующим оригинального решения. Благодаря этому многие ученики А. А. Горева выросли в крупных ученых, известных педагогов, организаторов промышленности.

Система подготовки молодых специалистов, выдвинутая А. А. Горевым свыше 40 лет тому назад, полностью соответствует современным тенденциям.

Научно-литературное наследие А. А. Горева охватывает весьма широкий круг проблем передачи электрической энергии, устойчивости электрических систем и техники высоких напряжений. Фундаментальное значение имеют уравнения переходных процессов синхронной машины Горева — Парка, написанные А. А. Горевым монографии «Переходные процессы синхронной машины», «Введение в теорию устойчивости параллельной работы электрических станций», обширные исследования вольт-секундных характеристик изоляции линий, теория проводимости вентильных разрядников, работы в области создания испытательных высоковольтных установок.

Александр Александрович Горев умер в 1953 г. Он оставил большой и яркий след в развитии советской электроэнергетики и высшего электротехнического образования. Многочисленные ученики школы А. А. Горева успешно продолжают и развивают идеи этого замечательного человека, ученого, педагога.



## С. И. РАБИНОВИЧ

(К 70-летию со дня рождения)

31 мая исполнилось 70 лет со дня рождения члена редколлегии журнала «Электричество» Самуила Исааковича Рабиновича.

В 1926 г. еще студентом Государственного электромашиностроительного института С. И. Рабинович поступил в технический отдел Московского трансформаторного завода (МТЗ) и с тех пор непрерывно работает в трансформаторостроении.

Уже в первые годы работы на МТЗ (ныне Московский электрозавод имени В. В. Куйбышева) С. И. Рабинович стал одним из ведущих специалистов по трансформаторам. В 1930—1934 гг. он руководил разработкой первых отечественных трансформаторов на напряжения 110 и 220 кВ. В 1935 г. он был назначен начальником проектного бюро, а в 1939 г. — главным конструктором завода. В предвоенные годы С. И. Рабинович внес большой вклад в разработку конструкции трансформаторов и развитие производства на МТЗ, единственном тогда трансформаторном заводе страны.

При его непосредственном участии была создана и внедрена надежная и технологическая конструкция грозоупорных обмоток трансформаторов высокого напряжения, в 1946 г. отмеченная Государственной премией.

Во время Великой Отечественной войны С. И. Рабинович работал начальником производственного отдела завода, в исключительно трудных условиях обеспечивая выпуск боеприпасов и трансформаторов.

С конца 1944 г. С. И. Рабинович — снова главный конструктор завода — занят разработками разнообразных трансформаторов для всех отраслей хозяйства страны. В 1949—1958 гг. он руководил проектированием трансформаторов и ре-



акторов для электропередачи 400 кВ Волжская ГЭС имени В. И. Ленина — Москва и оказывал большую помощь при освоении первых их экземпляров на Московском и Запорожском трансформаторных заводах. В 1954—1956 гг. С. И. Рабинович непосредственно руководил разработкой и внедрением в отечественную энергетику мощных высоковольтных автотрансформаторов, в последние годы участвовал в создании трансформаторного оборудования на напряжение 500 кВ. За эту работу он удостоен звания лауреата Ленинской премии.

С. И. Рабинович играл ведущую роль в принятии принципиальных решений, определивших пути развития отечественного трансформаторостроения. Он выполнял также отечественные поручения, связанные с созданием новых трансформаторных заводов и развитием электротехнической промышленности братских социалистических стран.

С 1960 по 1971 г. С. И. Рабинович работал главным специалистом по трансформаторостроению в Госплане СССР. За эти годы он внес существенный вклад в дело специализации и планирования развития отрасли и обеспечения ее необходимыми материалами. С 1971 г. он работает старшим научным сотрудником в ВЭИ им. В. И. Ленина.

Работая в советской электропромышленности почти 50 лет, С. И. Рабинович всегда уделял большое внимание подготовке и воспитанию кадров. В течение ряда десятилетий он является авторитетным консультантом для ведущих специалистов и руководителей по сложным вопросам трансформаторостроения.

Много лет С. И. Рабинович руководит секцией трансформаторов техсовета Главтрансформатора.

С. И. Рабинович являлся автором ряда статей по вопросам теории, проектирования и применения трансформаторов. С 1960 г. он — член редколлегии журнала «Электричество» и редакционного совета издательства «Энергия».

С. И. Рабинович награжден орденом и медалями СССР, дважды удостоен знака «Отличник Наркомэлектро».

Приятно отметить, что Самуил Исаакович встречает свое семидесятилетие полным творческих сил и пожелать ему дальнейшей успешной работы, которой он отдал 50 лет своей жизни.

*Группа товарищей*



# СОДЕРЖАНИЕ

Крижанский С. М. — Теоретическая модель дуги переменного тока в продольном потоке газа . . . . .	1	Брон О. Б., Мессерман Н. Г., Мясникова Н. Г., Петухова Н. И. — Термическая устойчивость деталей электрических аппаратов с водяным охлаждением . . . . .	49
Авдонин А. В., Егоров В. Г., Серяков К. И. — Математическое моделирование электрической дуги отключения . . . . .	5	Бирюков Г. В., Вербицкий В. Д., Еремин В. И., Горшков В. С. — Многоканальная оптическая система управления высоковольтными электрическими аппаратами . . . . .	51
Каплан В. В. — Об энергетической теории гашения электрической дуги в воздушных выключателях высокого напряжения . . . . .	8	Варшавский Д. С., Юдина И. П., Кравчук Г. М. — О стабильности маловязкого полиизобутилена в переменном электрическом поле . . . . .	52
Бронштейн А. М., Быковец Ю. Я. — Спектрографические исследования дуги в элегазе вблизи перехода тока через нуль . . . . .	11	Захар-Иткин М. Х. — Упрощенная модель короны и схема замещения источника помех на проводах линии электропередачи . . . . .	57
Курочкин А. К., Лепер Д. П., Шилин Н. В., Шлейфман И. Л. — Восстанавливающаяся электрическая прочность выключателей при остаточной проводимости межконтактного промежутка . . . . .	14	Ходжаев К. Ш. — Синтез электромагнитов, предназначенных для возбуждения вибрации . . . . .	63
Лебедев Г. А., Годулян В. В., Остапенко Е. И. — Влияние внешних очертаний аппаратной изоляции на ее электрическую прочность при загрязнении . . . . .	18	Фридман Б. Э. — Частотные характеристики сопротивления соленоида с внутренней проводящей трубой и их применение для расчета переходных процессов . . . . .	69
Афанасьев В. В., Зубков В. П., Крастина А. Д. — Оптические трансформаторы тока для систем сверхвысокого напряжения . . . . .	21	Маергойз И. Д., Романович С. С., Федчун Л. В., Артышевский П. П. — К расчету вихревых токов в проводящих пластинах . . . . .	73
Бортник И. М., Панов А. А., Вариводов В. Н., Горюнов Б. А., Строковский Л. И. — Кабели большой пропускной способности с газовой изоляцией . . . . .	31	Барышников В. Д., Шестаков В. М., Аполенский В. П. — Оптимизация динамических процессов в секционном электроприводе бумагоделательных машин . . . . .	76
Афанасьев В. В., Добрянская Н. А. — Стохастические процессы при развитии разряда в длинных воздушных промежутках . . . . .	35	Негевитский И. Б., Рубановский М. В. — Расчет магнитного усилителя при заданном дрейфе нуля . . . . .	80
Чернышев Н. М., Щеглов И. П. — О нормировании восстанавливающегося напряжения для выключателей на номинальные напряжения 110 кВ и выше . . . . .	39	Курбатов В. М., Пресняков Ю. П. — Емкость конденсатора с электродами гребенчатой формы . . . . .	84
Брон О. Б., Молчанов В. Д. — Проблемы повышения номинальных токов выключающих аппаратов . . . . .	43	ПО СТРАНИЦАМ ТЕХНИЧЕСКИХ ЖУРНАЛОВ . . . . .	86
		ХРОНИКА . . . . .	91

# CONTENTS

A Theoretical Model for an A. C. Arc in a Longitudinal Gas Stream — S. M. Kridjanski . . . . .	1	A Multi-Channel Optical System for Controlling H. V. Power Apparatus — G. V. Biriukov, V. D. Verbitski, V. I. Eremin, V. S. Gorshkov . . . . .	51
Mathematical Simulation of the Arc During Circuit Interruption — A. V. Avdonin, V. G. Egorov, K. I. Seriaikov . . . . .	5	The Stability of Low-Viscosity Polyisobutylene in an A. C. Electric Field — D. S. Warshavskaya, I. N. Udina, G. M. Kravchuk . . . . .	52
On the Energy Theory of Extinguishing Arcs in H. V. Air Blast Breakers — V. V. Kaplan . . . . .	8	A Simplified Model for Corona and an Equivalent Circuit for the Source of Noise on Transmission Line Conductors — M. H. Zakhar-Itkin . . . . .	57
A Spectrographic Study of the Arc in SF <sub>6</sub> Near Current Zero Crossings — A. M. Bronstein, U. J. Bikovetz . . . . .	11	Synthesis of Electromagnets Designed to Excite Vibrations — K. S. Hodjaye . . . . .	63
Circuit Breaker Electric Withstand Strength Recovery for a Residual Conductivity Across the Contact Gap — A. K. Kurochkin, D. P. Leper, N. V. Shilin, I. L. Shleifman . . . . .	14	Frequency Characteristics of the Impedance of a Solenoid Having an Internal Conducting Cylinder and Their Application in Calculating Transients — B. E. Friedman . . . . .	69
How the Outside Contours of Power Apparatus Insulation Influence its Electrical Withstand Strength When Contaminated — G. A. Lebedev, V. V. Godulian, E. I. Ostapenko . . . . .	18	On Calculating Eddy Currents in Conducting Sheets — I. D. Mayergois, S. S. Romanovitch, L. V. Fedchun, P. P. Artishevski . . . . .	73
Optical Current Transformers for EHV Systems. — V. V. Afanasiev, V. P. Zubkov, A. D. Krastina . . . . .	21	Optimizing Dynamics in a Section Electric Drive for Paper Machines — V. D. Barishnikov, V. M. Shestakov, V. P. Apolenski . . . . .	76
High Capacity Cables With Gas Insulation — I. M. Bortnik, A. A. Panov, V. N. Varivodov, B. A. Goriunov, L. I. Strokovski . . . . .	31	Designing a Magnetic Amplifier for a Given Zero Drift — I. B. Negnevitski, M. V. Rubanovski . . . . .	80
Stochastic Processes During the Development of Discharge Across Long Air Clearances — V. V. Afanasiev, N. A. Dobrianskaya . . . . .	35	The Capacitance of a Condenser With Comb Shaped Electrodes — V. M. Kurbatov, U. P. Presniakov . . . . .	84
On Standardizing the Recovery Voltage for Breakers of 110 kV and Higher — N. M. Chernishev, I. P. Scheglov . . . . .	39	IN OTHER ENGINEERING JOURNALS . . . . .	86
Problems in Raising the Rated Currents of Switchgear — O. B. Bron, V. D. Molchanov . . . . .	43	CHRONICLE . . . . .	91
The Thermal Stability of Elements in Water Cooled Power Apparatus — O. B. Bron, N. G. Messerman, N. G. Miasnikova, N. I. Petukhova . . . . .	49		

# РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.3.014.31.001.57

Теоретическая модель дуги переменного тока в продольном потоке газа. Крижанский С. М. — «Электричество», 1975, № 6.  
На основе уравнений газодинамики сжимаемого газа разработана модель электрической дуги переменного тока, обдуваемая продольным потоком газа. Модель позволяет учитывать влияние геометрических пневматических и других факторов на температуру, проводимость, напряжение на дуге и другие параметры дуги. Учитывается взаимодействие столба дуги и электрода. Получены точные и приближенные периодические решения и выявлено появление вблизи нуля тока воли температуры в дуге как результат взаимодействия переменного тока и потока газа. Библ. 8.

УДК 621.316.064.4

Об энергетической теории гашения электрической дуги в воздушных выключателях высокого напряжения. Каплан В. В. — «Электричество», 1975, № 6.  
Излагается метод математического моделирования энергетических процессов, сопровождающих гашение электрической дуги в дугогасительных устройствах воздушных выключателей.  
Приведены результаты расчетов на ЦВМ кривых токов и напряжений в районе нуля тока, полученные при применении математического моделирования дуги. Библ. 2.

УДК 621.3.064.4.015.5(048)

Восстанавливающаяся электрическая прочность выключателей при остаточной проводимости межконтактного промежутка. Курочкин А. К., Лепер Д. П., Шилин Н. В., Шлейфман И. Л. — «Электричество», 1975, № 6.  
Приводится краткий анализ различных точек зрения на электрическую прочность при остаточной проводимости в выключателе. Анализ основывается на предположении о квазистационарном, тепловом характере процессов зажигания (или гашения) дуги и на пренебрежении ролью приэлектронных областей. Показано, что эквивалентность определений Slepian J. и Буткевича Г. В. является полной, если зондирование производится «ступенькой» напряжения. Если же к промежутку прикладывать линейно нарастающий импульс то определения Slepian J. и Буткевича Г. В. совпадают лишь приближенно с точностью до неквазистационарных эффектов. Наиболее обоснованным является определение электрической прочности по Edels H. Однако имеются соображения в пользу того, что в условиях выключателей высокого напряжения первоначальное приближенное определение Slepian J. сохраняет свое значение. Библ. 9.

УДК 621.314.224

Оптические трансформаторы тока для систем сверхвысокого напряжения. Афанасьев В. В., Зубков В. П., Крастина А. Д. — «Электричество», 1975, № 6.  
Статья посвящена одному из новых направлений электроаппаратостроения — созданию оптико-электронных (ОЭ) высоковольтных измерительных устройств для измерения тока в линиях и установках высокого и сверхвысокого напряжения. Рассмотрены общие принципы построения таких аппаратов, физические основы и особенности их работы, сформулированы основные требования к отдельным элементам оптико-электронных аппаратов разного типа, описаны различные схемы устройств и конструкций первых отечественных опытно-промышленных образцов аппаратов. Указаны основные проблемы, которые необходимо решить для улучшения технических и эксплуатационных характеристик ОЭ измерительных устройств. Библ. 28.

УДК 621.315.211.4:621.315.618.9

Кабели большой пропускной способности с газовой изоляцией. Бортник И. М., Панов А. А., Вариводов В. Н., Горюнов Б. А., Строковский Л. И. — «Электричество», 1975, № 6.  
Проводится качественный и количественный анализ пропускной способности кабелей с основной изоляцией сжатым высокопрочным газом (КГИ) для различных конструкций: как с совместным расположением трех фаз в одной оболочке, так и раздельным.  
Показано, что полная теплопроводность газовой изоляции велика ( $3 \cdot 10^{-10}$  Вт/(м·град)), и практически не ограничивает пропускную способность КГИ: условия теплоотдачи с поверхности оболочки при прокладке КГИ на воздухе удовлетворяют требованию передачи по такой линии натуральной мощности; если КГИ находится в земле, то это приводит к ограничению пропускной способности и увеличение пропускной способности в этом случае вплоть до максимальной может быть достигнуто путем улучшения условий прокладки КГИ (формированное охлаждение оболочки или искусственное повышение теплопроводности грунта).  
Приводятся методика и результаты испытаний первых опытных образцов КГИ на токи  $1,5 \div 2,5$  кА и рабочее напряжение 110 кВ и 500 кВ.

Выбор параметров образцов КГИ проводился на основании ранее разработанной предварительной методики. Опытные образцы КГИ подвергались электрическим, механическим и тепловым испытаниям.  
Анализ, а также результаты испытаний опытных образцов подтверждают правильность изложенной методики и техническую осуществимость КГИ большой пропускной способности. Библ. 7.

УДК 621.3.015.5

Стохастические процессы при развитии разряда в длинных воздушных промежутках. Афанасьев В. В., Добрянская И. А. — «Электричество», 1975, № 6.  
Предложена математическая модель процесса начальной стадии развития разряда на основе вероятностных методов. Показано, что случайный процесс скачкообразного движения лидера является пуассоновским, распределение ожидаемой длины скачка лидера — показательное, а начальная длина непрерывного лидера имеет вид  $\gamma$ -распределения. Указано, с какой вероятностью при определенной длине лидер начинает двигаться непрерывно, сколько при этом может быть скачков лидера и какова вероятность каждого результата. Приведена зависимость числа скачков лидера от среднего значения разрядного напряжения промежутка. Получены параметры развития разряда для промежутков: стержень — стержень, кольцо — кольцо, стержень — кольцо. Библ. 4.

УДК 621.316.017.72

Термическая устойчивость деталей электрических аппаратов с водяным охлаждением. Брон О. Б., Мясникова Н. Г., Мессерман Н. Г., Петухова Н. И. — «Электричество», 1975, № 6.  
При расчете термической устойчивости аппаратов с естественным воздушным охлаждением процесс рассматривается как адиабатический. В аппаратах с водяным охлаждением приходится учитывать как то количество тепла, которое поглощается теплоемкостью, так и то, которое уносится водой. Рассмотрено влияние водяного охлаждения на термическую устойчивость медных полос различной толщины. Установлено, что водяное охлаждение повышает термическую устойчивость деталей. Показано, что количество тепла, уносимое водой, может значительно превосходить то количество, которое поглощается теплоемкостью. Оказалось, что термическая устойчивость водоохлаждаемых деталей зависит от их формы; она уменьшается по мере удаления охлаждаемой водой поверхности от внутренних областей детали. Библ. 2.

УДК 621.391.63

Многоканальная оптическая система управления электрическими аппаратами. Бирюков Г. Б., Бербицкий В. Д., Горшков В. С. — «Электричество», 1975, № 6.  
Рассматривается многоканальная оптическая система управления электрическими аппаратами модульного типа, приводятся результаты разработки высоковольтных световодов-коллекторов.

УДК 621.315.617.2

О стабильности маловязкого полиизобутилена в переменном электрическом поле. Варшавский Д. С., Юдина И. Н., Крачук Г. М. — «Электричество», 1975, № 6.  
Приводятся результаты изучения стабильности в переменном поле некоторых технических сортов маловязкого полиизобутилена. На примере испытаний металлобумажных конденсаторов отмечается перспективность их использования в качестве пропитывающих веществ в электроизоляционных конструкциях переменного тока. Библ. 12.

УДК 621.315.1:537.523.3.001.57

Упрощенная модель короны и схема замещения источника помех на проводах линии электропередачи. Захар-Иткин М. Х. — «Электричество», 1975, № 6.  
Искажение электрического поля линии электропередачи коронной учитывается поправками к коэффициентам матричных телеграфных уравнений линии. Эти поправки вычисляются через пульсирующий радиус коронирующего провода и скорость этих пульсаций. Введение таких поправок к коэффициентам матричных телеграфных уравнений соответствует подключению к проводам в точке коронирования многополюсника. При расчете потерь коронирования и реактивного эффекта короны этот многополюсник пассивный, при расчете помех от короны — активный, но аналогичной структуры.  
Выводы из анализа потерь коронирования с помощью предложенной схемы замещения сопоставляются с известными результатами. Рассмотрение помех от короны с помощью упрощенной схемы замещения дает обобщение ранее предложенных методик расчета уровней помех. Библ. 17.

УДК 621.318.3.001.24

Синтез электромагнитов, предназначенных для возбуждения вибраций. Ходжаев К. III. — «Электричество», 1975, № 6.  
Методика расчета основывается на интегрировании нелинейных уравнений, выполненном с помощью метода Пуанкаре. В результате расчета определяются параметры электромагнита, развивающего требуемое усилие при минимальной площади сечения. Рассмотрены электромагниты с обмоткой подмагничивания, с питанием через выпрямитель, электромагниты, соединенные по дифференциальной схеме, и реактивные. Библ. 3.

УДК 621.365.51

Частотные характеристики сопротивления соленоида с внутренней проводящей трубой и их применение для расчета переходных процессов. Фридман Б. Э. — «Электричество», 1975, № 6.  
Рассмотрена одномерная задача распространения квазистационарного электромагнитного поля в трубе из проводящего материала, расположенной concentрично внутри соленоида. Вычислены частотные зависимости функций, определяющих активную и реактивную составляющие сопротивления соленоида; построены асимптотические формулы для этих функций в области низких и высоких частот. Показано, что в области низких частот спектральная функция сопротивления соленоида удовлетворяет трансформаторной схеме замещения. Рассмотрен переходный процесс при разряде конденсатора на соленоид и получено описание тока в начальной и конечной стадиях переходного процесса. Библ. 11.

УДК 621.3.014.4.001.24

К вопросу вихревых токов в проводящих пластинах. Маергойз И. Д., Романович С. С., Федчук Л. В., Артышевский П. П. — «Электричество», 1975, № 6.  
Рассмотрен расчет вихревых токов в проводящих пластинах, находящихся во внешнем электромагнитном поле. Выведена система интегральных уравнений для расчета вихревых токов в многосвязной пластине, описан алгоритм решения этой системы уравнений и приведены численные примеры расчетов. Библ. 9.

УДК 62-83:676:531.3

Оптимизация динамических процессов в секционном электроприводе бумагоделательных машин. Барышников В. Д., Шестаков В. М., Аполенский В. П. — «Электричество», 1975, № 6.  
Исследуется динамика секционных электроприводов бумагоделательных машин с учетом характеристик механических передач и вырабатываемого полотна. Дан сравнительный анализ специфических способов электротехнической коррекции САР, позволяющих устранить вредное влияние упругих связей, и получить требуемые динамические характеристики секционных электроприводов. Предложены оптимальные настройки регуляторов, а также даны рекомендации по выбору параметров механических передач. Библ. 7.

УДК 621.318.435.3.001.24

Расчет магнитного усилителя при заданном дрейфе нуля. Негневичкий И. Б., Рубановский М. В. — «Электричество», 1975, № 6.  
На основе полученных соотношений, определяющих дрейф нуля двухтактного магнитного усилителя (МУ) постоянного тока с самонасыщением с образованием разности выходных напряжений плеч на балластных резисторах, разработана и рекомендуется методика расчета МУ при заданном дрейфе. Приведены формулы, по которым следует проводить расчет МУ с учетом заданного дрейфа при конкретном и случайном выборе магнитопроводов его плеч из партии однотипных. Показано, по каким параметрам с позиций дрейфа нуля следует вести контроль и разбраковку магнитопроводов, если их комплектация для МУ проводится случайным образом. Библ. 10.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество» с глубоким прискорбием сообщают о кончине члена-корреспондента Академии наук СССР, доктора технических наук, профессора

**Алексеева Александра Емельяновича**

и выражают соболезнование родным и близким покойного.

#### 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., Костенко М. П., 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., Совалов С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. А., Хачатуров А. А., Чиликин М. Г., Шаталов А. С.

Адрес редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: 101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Л. Н. Никитина

Сдано в набор 16/IV 1975 г.

Подписано к печати 29/V 1975 г. Т-09433

Формат 60×90<sup>1</sup>/<sub>8</sub>

Печ. л. 12

Уч.-изд. л. 15,07

Тираж 9913 экз.

Зак. 134

Цена 80 коп.

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.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru