

Цифро-аналого-физический комплекс для исследований АРВ синхронных генераторов

Канд. техн. наук Ю. М. ГОРСКИЙ, инж. М. А. НОВОЖИЛОВ

Сибирский энергетический институт СО АН СССР

Объединение АВМ, ЦВМ и физической модели электроэнергетической системы в единый цифро-аналого-физический комплекс (ЦАФК) открывает широкие возможности для автоматизации исследования переходных процессов в электроэнергетических системах. Цифро-аналого-физический комплекс СЭИ СО АН СССР состоит из цифровых управляющих машин «Днепр-1», аналоговых — ЭМУ-10 и МН-14 и электродинамической модели (ЭДМ) [Л. 1]. Специально разработанный центральный пульт управления комплексом и различные устройства сопряжения [Л. 2] позволяют объединять и управлять основными его узлами, а также подключать непосредственно к вычислительным машинам натурные регуляторы. Кроме того, имеется связь между ЦАФК и ЦВМ БЭСМ-4 (рис. 1).

При объединении такого разнообразного вычислительного и модельного оборудования в единый комплекс возникает ряд проблем методологического, математического и технического характера. Важным вопросом здесь является целесообразное распределение функций между АВМ, ЦВМ и ЭДМ. Наличие в комплексе АВМ и ЭДМ, управляемых от ЦВМ, позволяет решать задачи на нем в виде автоматизированного эксперимента. Решаемая задача распределяется таким образом, что ЦВМ в основном является экспериментатором, т. е. осуществляет управление режимами работы моделей, задание и проведение эксперимента, обработку и анализ его результатов. В качестве модели объекта выступает ЭДМ или математическая модель, решаемая на АВМ.

Несмотря на то, что возможности АВМ для моделирования сложных электроэнергетических си-

стем ограничены, АВМ в сочетании с ЦВМ (аналого-цифровой вычислительный комплекс) является гибким и удобным средством для решения задач, представляющих серьезные трудности как для аналоговых, так и цифровых вычислительных машин. При неудовлетворительной же точности используемой аналоговой модели решение задачи на аналого-цифровой части комплекса можно рассматривать как предварительное оценочное для последующего уточнения результатов на электродинамической модели.

Совместная работа аналоговой и электродинамической моделей, кроме того, позволяет на комплексе изучать класс систем автоматического регулирования, содержащих модель регулируемой системы (адаптационные и другие системы регулирования с эталонными или самонастраивающимися моделями). При моделировании таких систем в качестве первичной модели объекта может выступать электродинамическая модель, как наиболее полно отражающая его свойства, а АВМ — в качестве вторичной модели, а также для различных расчетов в реальном масштабе времени (решение уравнений чувствительности, вычисление «ненаблюдаемых» координат и т. д.).

Необходимо отметить особую роль, выполняемую ЦВМ при решении задач на комплексе. ЦВМ может выступать не только в качестве экспериментатора, но также, параллельно с ходом эксперимента, для моделирования некоторых функциональных элементов моделируемой системы (регуляторы возбуждения, скорости и т. д.), решения части уравнений математической модели, запоминания характеристик переходного процесса и т. д.

Ниже приводятся методы проведения автоматизированного эксперимента на примере решения ряда задач по исследованию регулирования возбуждения синхронных машин. Эти методы разработаны для аналого-цифровой части комплекса, однако они в значительной степени остаются справедливыми и при использовании ЭДМ. Кроме того, их также можно применять для решения задач, связанных с выбором оптимальных параметров других регулирующих устройств и систем (АРС, электродинамическое торможение, источники реактивной мощности и т. д.).

Методика построения границ области, определяемой заданными свойствами. Построение областей, характеризующих поведение автоматической системы непосредственно на модели исследуемой системы, обладает тем преимуществом по сравнению с численными методами решения этой задачи на универсальных ЦВМ, что более полно учитываются свойства системы (нелинейные характеристики, запаздывание и т. д.).

Применительно к анализу работы АРВ такими областями могут быть: области статической устойчивости в плоскости параметров АРВ, зоны равной динамической устойчивости (в отношении определенного вида возмущения), зоны равного затухания, кривые с равным значением критериев качества и т. д. Задача определения границ области формулируется следующим образом. Пусть динамическая система описывается векторным дифференциальным уравнением:

$$\dot{Y} = f(Y, \alpha, t) \quad (1)$$

с начальными условиями $Y(0) = Y_0$.

Здесь

$$Y = \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ \vdots \\ Y_n \end{bmatrix} \quad \text{— вектор состояния системы (переменные состояния);}$$

$$\alpha = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_m \end{bmatrix} \quad \text{— вектор параметров системы.}$$

Поведение системы в общем случае количественно описывается значением функционала

$$G = F(Y, \alpha). \quad (2)$$

Требуется найти область в пространстве допустимых значений параметров $\alpha_i, i=1, 2, \dots, m$, внутри которой функционал удовлетворяет, например, условию:

$$G(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m) < L, \quad (3)$$

а вне области — условию:

$$G(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m) \geq L, \quad (4)$$

где L — заданное число. Выбором G и L определяется характер искомой области.

Методика построения границы области заключается в том, что анализируется поведение модели системы, описанной уравнением (1) по величине

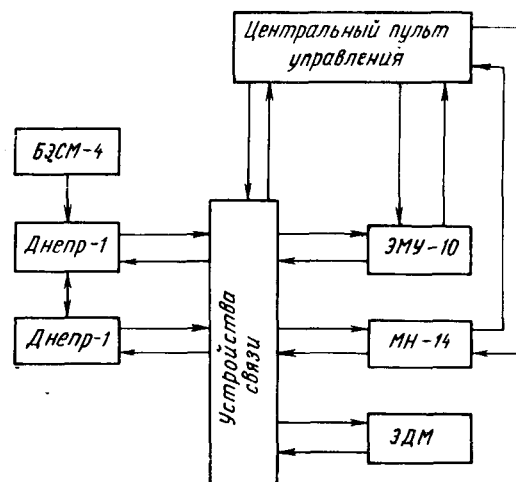


Рис. 1.

функционала G при различных значениях вектора α . В этом случае роль ЦВМ — задавать соответствующим образом параметры α , контролируя выполнение условий (3) и (4).

Известен ряд методов определения границы области с заданными свойствами [Л. 3], отличающихся временем на реализацию программы, точностью определения границы и диапазоном применения.

Нами был разработан метод, дающий достаточно хорошие результаты при автоматизированном определении границы области в плоскости двух параметров. Он основан на задании варьируемых параметров в полярных координатах и учете предыстории при определении граничных точек области. Сначала выбирается базисная точка в плоскости параметров α_1, α_2 , желательно в центре искомой области. Эта точка берется за центр полярных координат ρ, φ . Цифровая вычислительная машина, проверяя выполнение условий (3) и (4) по лучам ρ, φ_i , задаваемых так, чтобы $\sum_{i=1}^k \Delta\varphi_i = 360^\circ$, методом поиска определяет граничную точку области ρ_i, φ_i . С целью сокращения времени поиск по i -му лучу ($i=1, 2, 3, \dots, k$) начинается не из начала координат ρ, φ , а из точки, определяемой радиусом-вектором граничной точки, найденной по предшествующему лучу ρ_i, φ_{i-1} .

Основанная на этом методе программа для ЦВМ «Днепр-1» была применена для автоматизированного построения области статической устойчивости в плоскости коэффициентов регулирования АРВ в условиях простейшей системы (уравнения системы и ее параметры приведены в приложении I). Уравнения (1) — (7) моделировались на АВМ в натуральном масштабе времени, а регулятор (8) моделировался на ЦВМ, причем в качестве производных режимных параметров использовались их первые разности. Моделирование регулятора на ЦВМ вызвано удобством варьирования коэффициентов, а в задаче автоматизированного построения областей в плоскости коэффициентов — удобством программирования для преобразования декартовых координат в полярные и наоборот.

Исходя из удобства автоматизации эксперимента и сокращения времени поиска граничных точек,

контролировались значения следующих функций от δ и U_f :

$$\Delta\delta = |\delta_{t=0} - \delta_{t=T}| < \varepsilon_\delta; \quad (5)$$

$$\Delta U_f = |U_{f,t=0} - U_{f,t=T}| > \varepsilon_{U_f}; \quad (6)$$

$$\Delta W = W[n\tau] - W[(n-1)\tau] > \varepsilon_W; \quad (7)$$

$$W = \int_0^T (a|\Delta\delta| + b|\Delta U_f|) dt,$$

где T — интервал наблюдения; a , b — весовые коэффициенты; τ — интервал считывания критерия (7), выбираемый из соотношения $T = n\tau$, n — целое число и $n \gg 1$; ε_δ , ε_{U_f} , ε_W — некоторые постоянные, выполняющие функции уставок по соответствующему критерию.

Критерии (5) и (6) реагируют на разновидность аperiodической неустойчивости — «медленное сползание» режима, а критерий (7) — на колебательную и аperiodическую неустойчивость. Для выполнения всей программы поиска граничных точек области, представленной на рис. 2 (поиск осуществляется по 18 радиусам-векторам), при $T = 12$ сек потребовалось 10 мин.

Методика оптимизации параметров АРВ при больших возмущениях. При действии больших возмущений электроэнергетическая система описывается нелинейными дифференциальными уравнениями высокого порядка. В настоящее время еще не разработаны аналитические методы выбора параметров АРВ (коэффициентов регулирования, постоянных времени и т. д.), при которых обеспечивалась бы оптимальная работа системы в таких режимах.

Задача выбора оптимальных параметров АРВ при больших возмущениях в системе с помощью ЦАФК заключается в организации такой процедуры задания параметров, при которой функционал, вычисленный на движениях модели системы, стремился бы к своему экстремальному, например, минимальному значению, т. е. необходимо найти

$$\min_{\alpha} G(Y, \alpha), \quad (8)$$

где $G(Y, \alpha)$ — функционал, определяемый на движениях модели системы, вызванных заданным типом возмущения¹; Y — вектор координат модели системы.

Эта задача может решаться согласно итерационной процедуре:

$$\alpha^{k+1} = \alpha^k - h \nabla G, \quad (9)$$

где α^{k+1} — вектор настраиваемых параметров на $(k+1)$ -м шаге вычислительного процесса; G — вектор-градиент, составляющие которого есть частные производные $\frac{\partial G}{\partial \alpha_i}$ ($i = 1, 2, \dots, m$); h — постоянная итерационного процесса.

Равенство нулю $\nabla G = 0$ свидетельствует о достижении экстремума (8) и окончании итерационного процесса вычислений.

Функционал $G(Y, \alpha)$ должен определять качество переходного процесса в отношении некоторых

¹ Поскольку система нелинейна, то и оптимальные настройки будут различны при различных типах и величине возмущений.

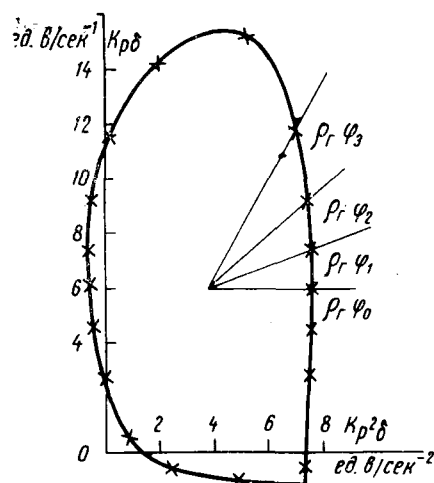


Рис. 2.

заданных критериев. Однако в настоящее время нет общепринятых критериев оптимальности переходного процесса в электроэнергетических системах. В связи с этим представляется возможным для оценки качества переходного процесса в m -машинной электроэнергетической системе использовать выражение [Л. 4]:

$$G = \int_0^T \sum_{k=1}^m \{n_1 (\delta_{k1} - \delta_{k10})^2 + n_2 s_{k1}^2 + n_3 (U_{rk1} - U_{rk10})^2\} dt, \quad (10)$$

где δ_{k1} , s_{k1} , U_{rk1} — соответственно взаимные углы скольжения и напряжения генераторов, а индекс «0» означает их установившиеся значения; n_1 , n_2 , n_3 — весовые коэффициенты; T — интервал наблюдения за системой. Его можно принять, например, равным времени переходного процесса t_p .

Выбором весовых коэффициентов можно достичь различного характера переходного процесса. На рис. 3 приведены зависимости максимальных отклонений δ и U_r , полученные в переходных процессах простейшей системы (приложение I) при достижении минимума выражения (10). Минимизация (10) осуществлялась по коэффициентам регулирования АРВ $K_{p\delta}$ и K_{pU} .

При организации итерационного процесса (9) центральным моментом является получение состав-

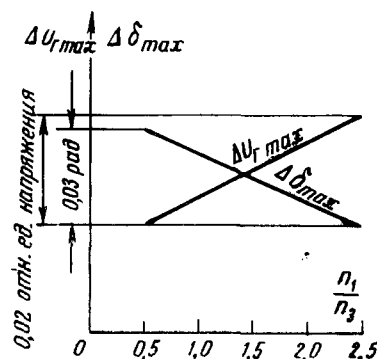


Рис. 3.

ляющих градиента $\frac{\partial G}{\partial \alpha_i}$. Наиболее удобным и легко применимым на комплексе способом определения $\frac{\partial G}{\partial \alpha_i}$ является метод конечных приращений, основанный на допущении, что

$$\frac{\partial G}{\partial \alpha_i} \approx \frac{\Delta G}{\Delta \alpha_i},$$

где

$$\Delta G_i = G(\alpha_{10}, \alpha_{20}, \dots, \alpha_{i0} + \Delta \alpha, \dots$$

$$\dots, \alpha_{m0}) - G(\alpha_{10}, \alpha_{20}, \dots, \alpha_{i0}, \dots, \alpha_{m0});$$

$\Delta \alpha$ — пробное приращение параметра.

В качестве примера решения задачи выбора оптимальных параметров электроэнергетической системы при действии в ней больших возмущений на комплексе были определены настройки коэффициентов регулирования АРВ $K_{p\psi}$ и $K_{p\delta}$. Для решения задачи был применен метод градиента, а в качестве метода получения составляющих градиента использовался метод конечных приращений. Для выполнения всей программы потребовалось 2,5 мин. Составляющие градиента, полученные методом конечных приращений, имеют большой разброс значений в силу того, что дополнительное движение, вызванное приращением параметра (согласно терминологии [Л. 7]), присутствует наряду с основным. Это обстоятельство отрицательно сказывается при поиске экстремума. Более точный способ получения составляющих градиента основан на использовании функций чувствительности [Л. 7 и 8]. Для оптимизируемого критерия, заданного в виде (10), i -я составляющая градиента определяется из соотношения:

$$\frac{\partial G}{\partial \alpha_i} = 2 \int_0^T \sum_j n_j x_j \frac{\partial x_j}{\partial \alpha_i} dt, \quad (11)$$

где $\frac{\partial x_j}{\partial \alpha_i}$ — функция чувствительности j -й координаты по i -му настраиваемому параметру.

Функции чувствительности можно получать либо решением уравнений чувствительности [Л. 7],

либо структурным методом, что наиболее удобно при проведении исследований на комплексе, так как он позволяет в некоторых случаях получать функции чувствительности с применением только одной модели системы, используя память ЦВМ для запоминания необходимых переходных характеристик процесса [Л. 10].

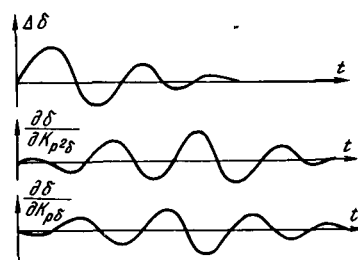


Рис. 5.

Схема для получения $\frac{\partial G}{\partial \alpha_i}$, основанная на структурном методе получения функций чувствительности с использованием одной модели системы, представлена на рис. 4, а и б. Частная производная $\frac{\partial G}{\partial \alpha_i}$ определяется за два такта работы модели.

В первом такте (рис. 4, а) на модель M подается возмущение $F(t)$, и ЦВМ запоминает вызванные этим возмущением координаты $x_i[n\tau]$, ..., $x_j[n\tau]$, а также напряжение $U[n\tau]$, где τ — интервал квантования.

Во втором такте (рис. 4, б) $F(t) = 0$, а запомненное напряжение $U[n\tau]$ подается из ЦВМ в точку 1 модели, вызывая тем самым появление на соответствующих выходах ее функций чувствительности $\frac{\partial x_1}{\partial \alpha_i}(t)$, ..., $\frac{\partial x_j}{\partial \alpha_i}(t)$, которые подаются на схему 1, реализующую выражение (11). На второй вход блоков умножения БП этой схемой подаются в том же темпе, что и $U[n\tau]$, запомненные значения $x_i[n\tau]$, ..., $x_j[n\tau]$. Функции чувствительности, полученные на этой основе, показаны на рис. 5.

Моменты переключения релейного регулятора возбуждения при больших возмущениях. Сложность задачи определения оптимального закона управления возбуждением при больших возмущениях в электроэнергетической системе заключается в большой размерности системы и наличия в ней

существенных нелинейностей, что не дает возможность непосредственно применять широкоизвестные методы решения задач оптимального управления. Опубликованные в этой области работы отличаются либо значительным упрощением уравнений, описывающих систему [Л. 9], либо вычислительной сложностью и затратой большого количества машинного времени [Л. 4]. В то же время на ЦАФК может быть достаточно просто решена задача нахождения управления, близкого к оптимальному, если вариа-

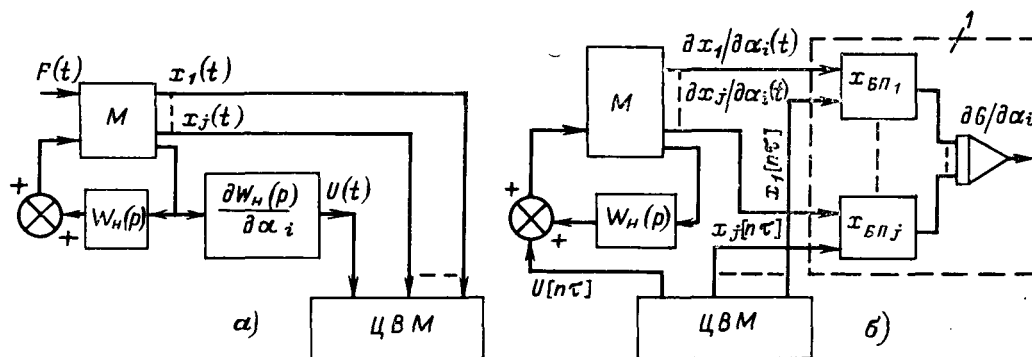


Рис. 4. Блок-схема получения составляющих градиента $\frac{\partial G}{\partial \alpha_i}$ с использованием функций чувствительности.

$W_H(p)$ — передаточная функция звена, в который входит оптимизируемый параметр; $\frac{\partial W_H}{\partial \alpha_i}$ — передаточная функция блока, реализующего частную производную звена $W_H(p)$ по оптимизируемому параметру α_i .

ционную задачу минимизации функционала

$$G = \int_0^{\infty} L[x(t), U(t)] dt, \quad (12)$$

где L — скалярная функция вектора состояния и вектора управления ($U(t) \leq \pm 1$) системы, свести к задаче определения оптимальных параметров системы, допустив, что управление определяется кусочно-постоянной (знаковой) функцией, т. е. от минимизации функционала (12) перейти к минимизации функционала вида

$$G = \int_0^T L[x(t), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m] dt, \quad (13)$$

где $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m$ — моменты переключения знака управляющего воздействия, выступающие в качестве оптимизируемых параметров, а бесконечный интервал интегрирования заменяется на конечный, определяемый m -м моментом переключения.

Эта задача, как и в выше рассмотренном случае может решаться в соответствии с алгоритмом (9), а составляющие градиента $\frac{\partial G}{\partial \alpha_i}$ определяться методом конечных приращений.

В качестве примера на цифро-аналоговой части комплекса были найдены кривые переключения знака управляющего воздействия возбуждения синхронного генератора в фазовой плоскости, образованной δ и $p\delta$ (рис. 6). Минимизировался функционал (10) по моментам переключения знака управляющего воздействия $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m$. С целью исключения погрешностей квантования и разгрузки ЦВМ, управляющее воздействие в виде напряжения прямоугольной формы с управляемыми моментами переключения знака напряжения подавалось от специально разработанного устройства (приложение II).

В данном примере число моментов переключения задавалось условием:

$$m_{t_p} \geq m \leq 4,$$

где m_{t_p} — номер момента переключения, соответствующий окончанию переходного процесса ($t = t_p$). Момент времени t_p контролировался с помощью ЦВМ по условию:

$$\|x\| \leq \varepsilon,$$

где ε — соответствующая уставка, а $\|x\| = \sqrt{\Delta\delta^2 + s^2 + \Delta U_r^2}$.

Время выполнения программы оптимизации моментов переключения знака управляющего воздействия зависит от выбранных исходных значений τ_{i0} ($i=1, 2, \dots, m$). В примере экстремум (10) достигался за 2—3 мин.

Выше были приведены некоторые примеры электроэнергетических задач, решение которых удобно осуществлять на ЦАФК. Если решение первой задачи направлено на существенное увеличение производительности комплекса (по существу, здесь копируются действия человека по выявлению граничных точек искомой области), то две последние

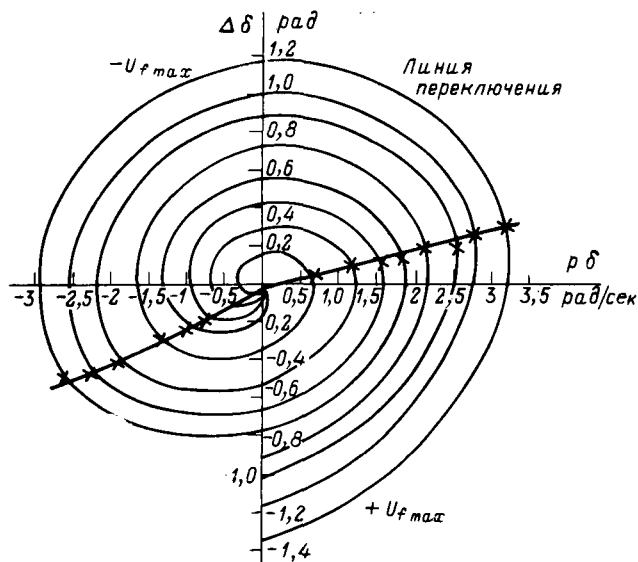


Рис. 6.

являются оптимизационными задачами. Поскольку поведение электроэнергетических систем описывается нелинейными дифференциальными уравнениями высокого порядка, то решение задач оптимизации, особенно связанных с анализом переходных процессов при действии больших возмущений, аналитическими методами сопряжено со значительными трудностями, а порой и просто невозможно. В то же время методом проведения автоматизированного эксперимента на модели системы эти задачи возможно решить (хотя и приближенно) при учете любых нелинейных характеристик и сложности системы.

Выводы. 1. ЦАФК открывает широкие возможности для автоматического проведения различных экспериментов, имеющих целью найти оптимальные условия работы систем автоматического регулирования, автоматическое построение областей и зон, отражающих влияние тех или иных параметров системы на ее работу и т. д. Хотя в данной статье в основном обсуждаются возможности проведения автоматизированного эксперимента на аналоговой модели объекта, почти все выводы можно использовать при постановке эксперимента на электродинамической модели. При этом используемые программы могут служить частью математического обеспечения ЦАФК.

2. Созданы алгоритм и программы для автоматизированного выбора оптимальных настроек коэффициентов регулирования АРВ при больших возмущениях.

3. Разработан метод получения квазиоптимального управления возбуждением при больших возмущениях. Простота и удобство применения этого метода дают возможность использовать его для получения своеобразных эталонов управляющего воздействия при различных схемах, параметрах системы, видах возмущения, что существенно облегчает проведение работ по построению поверхностей переключения, выбору алгоритмов адаптации и т. д.

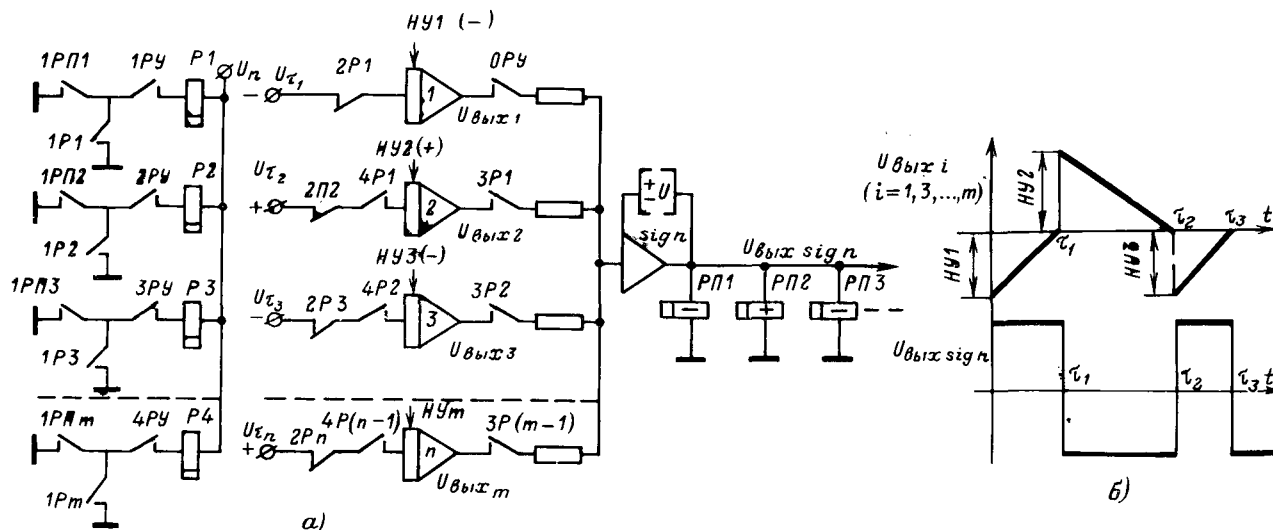


Рис. 7.

4. Исследования показали перспективность использования функций чувствительности при проведении экспериментов на ЦАФК.

Приложение I. Система уравнений и параметры примера.

$$1. \Psi_d = G(p) \frac{e_p}{T_{ep} + 1} + i_d x_d(p),$$

$$G(p) = \frac{1}{T_{d0}p + 1} \frac{x_{afd}}{r_f}, \quad x_d(p) = \frac{x'_d T_{d0}p + x_d}{T_{d0}p + 1},$$

$$2. \Psi_q = i_q x_q(p), \quad x_q(p) = x_q;$$

$$3. T_j p^2 \delta = M_\tau - M_\theta;$$

$$4. M_\theta = \Psi_d i_q - \Psi_q i_d;$$

$$5. U_d = -U_c \sin \delta + i_q x_\pi + i_d r_\pi;$$

$$6. U_q = U_c \cos \delta - i_d x_\pi + i_q r_\pi;$$

$$7. U_d = -\Psi_q, \quad U_q = \Psi_d;$$

$$8. e_p [nT_0] = K_{ou} (U [nT_0] - U_0) + K_{pu} \{U [nT_0] - U [(n-1)T_0]\} + K_{p\delta} [nT_0] + K_{p\delta} \{p\delta [nT_0] - p\delta [(n-1)T_0]\},$$

где T_0 — интервал квантования по времени при обмене информацией между АВМ и ЦВМ; ($T_0 = 0,03$ сек).

Параметры системы:

$$T_e = 0,05 \text{ сек}; \quad T_{d0} = 10 \text{ сек}; \quad T_j = 10 \text{ сек}; \quad T'_{d0} = 7,52 \text{ сек}; \\ x_d = 1,185 \text{ отн. ед.}; \quad x_q = 0,845 \text{ отн. ед.}; \quad r_f = 0,126 \text{ отн. ед.}; \quad x_\pi = 1,27 \text{ отн. ед.}; \quad r_\pi = 0,8 \text{ отн. ед.}; \quad U_c = 1; \quad \delta_0 = 64^\circ; \quad K_{ou} = 50 \frac{\text{ед. возб.}}{\text{ед. напр.}}; \quad K_{pu} = 7 \frac{\text{ед. возб.}}{\text{ед. напр./сек}}; \quad K_{p\delta} = \text{var}; \quad K_{p\delta} = \text{var}.$$

Приложение II. Схема получения напряжения сигнатурного типа с управляемыми моментами переключения. Схема (рис. 7,а) состоит из интеграторов 1, 2, ..., m, которые управляются и соединяются с сигнатурным элементом, собранным на усилителе sign с помощью специальной релейной схемы, управляемой, в свою очередь, выходом сигнатурного элемента.

Релейная схема состоит из поляризованных реле P_i ($i=1, 2, \dots, m$), срабатывающих при знаках напряжения, указанных на схеме, и реле P_i ($i=1, 2, \dots, m$). На вход интеграторов 1, 2, ..., m подаются с цифро-аналоговых преобразователей ЦВМ напряжения $U_{\tau i}$, пропорциональные моментам переключения τ_i с чередующейся полярностью. Начальные условия на интеграторах такого же знака, как и напряжение на их входах.

При включении АВМ в режим интегрирования срабатывает реле РУ (входит в схему управления аналоговой машиной), подготавливая цепи управления реле P_i контактами iP_U ($i=0, 1, 2, \dots, m$). Через нормально замкнутые контакты $2P_1$ и контакты OP_U , линейно изменяющееся напряжение

с выхода интегратора 1 подается на вход сигнатурного элемента. При изменении знака на выходе интегратора 1 скачком изменяется напряжение на выходе сигнатурного элемента (см. временную диаграмму, рис. 7,б), включая поляризованное реле P_{P1} . Последний своими контактами включает реле P_1 , которое контактами $2P_1$ отключает интегратор 1, а контактами $3P_1$ и $4P_1$ подключает интегратор 2. Линейно убывающее напряжение интегратора 2 определит длительность интервала $\tau_2 - \tau_1$ от его включения до изменения знака напряжения на его выходе. Таким образом, последовательно «срабатывают» все интеграторы, возбуждая на выходе сигнатурного элемента прямоугольные сигналы с управляемыми моментами переключения. Эти моменты можно задавать как напряжением $U_{\tau i}$ так и начальными условиями интеграторов HY_i . Таким образом, в качестве параметров оптимизации τ_i выступают коды в ЦВМ, преобразуемые цифро-аналоговыми преобразователями в напряжения $U_{\tau i}$ (либо напряжения начальных условий HY_i).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коновалов Ю. С., Смирнов С. С. Электродинамическая модель Сибирского энергетического института. — «Труды МЭИ. Электроэнергетика», 1970, вып. 66.
2. Горский Ю. М., Вайнер-Кротов В. С. и др. Цифро-аналого-физический комплекс для исследования систем управления быстропротекающими процессами. — «Труды семинара — Управляющие машины и системы». Институт кибернетики АН УССР. Киев, 1969, вып. 1.
3. Чернецкий В. И., Дидук Г. А., Потапенко А. А. Математические методы и алгоритмы исследования автоматических систем. М., «Энергия», 1970.
4. Ляткер И. И. Численный метод нахождения оптимального управления возбуждением синхронных машин. В кн.: Возбуждение, регулирование и устойчивость синхронных машин. Л., «Наука», 1970.
5. Беки Дж., Карплюс У. Исследование и применение гибридных вычислительных систем. М., «Мир», 1970.
6. Левин Л. Методы решения технических задач с использованием аналоговых вычислительных машин. М., «Мир», 1966.
7. Кокотович П. В., Рутман Р. С. Чувствительность в системах автоматического управления. — «Автоматика и телемеханика», 1965, № 4.
8. Быховский М. Л. Чувствительность и динамическая точность систем управления. «Изв. АН СССР. Техническая кибернетика», 1964, № 6.
9. Пойдо А. И., Соколов Н. И. Регулирование возбуждения синхронных машин, обеспечивающее наименьшее время переходного процесса. — «Труды ВНИИЭ», 1967, вып. 29.
10. Веников В. А., Головицын Б. И., Лисеев М. С. Вопросы применения теории чувствительности к анализу режимов работы энергетических систем. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1969, № 5.

[2.10.1972]

Возможности увеличения длительно допустимых по нагреву токовых нагрузок проводов линий электропередачи

Инж. И. Я. МЕЛЬЗАК, канд. техн. наук А. Н. ШЕРЕНЦИС

Москва

В соответствии с действующими «Правилами устройства электроустановок» (ПУЭ) сечение проводов линий электропередачи выбирается по экономической плотности тока. Одновременно к проводам предъявляется целый ряд дополнительных требований. В частности, длительно протекающие по ним токи не должны превышать допустимых по нагреву значений. Нормированные в ПУЭ предельные токовые нагрузки проводов рассчитаны по общепринятой методике [Л. 1] при постоянных значениях температуры их нагрева ($+70^{\circ}\text{C}$), температуры воздуха ($+25^{\circ}\text{C}$) и скорости ветра ($0,6 \text{ м/сек}$). Рекомендации ПУЭ распространяются на всю обширную территорию Советского Союза независимо от климатических условий отдельных географических районов и времени года. По сравнению с кабельными линиями при выборе проводов воздушных линий не применяются поправочные коэффициенты, учитывающие отличие фактической температуры окружающей среды от расчетной.

На большей части территории СССР, за исключением южных районов, температура воздуха даже в наиболее жаркое время года редко достигает $+25^{\circ}\text{C}$, а скорость ветра, как правило, не бывает меньше 1 м/сек . Это свидетельствует о том, что фактические предельно допустимые по нагреву токовые нагрузки проводов выше нормируемых ПУЭ. Кроме того, имеются дополнительные возможности увеличения токовых нагрузок проводов путем повышения расчетной температуры их нагрева сверх $+70^{\circ}\text{C}$, как это принято в ряде зарубежных стран [Л. 2]. Исследования, описанные в [Л. 3], показали, что непрерывная эксплуатация линии в течение 50 лет при температуре нагрева проводов $+90^{\circ}\text{C}$ привела бы к потере механической прочности только на 6—8%, что можно считать вполне допустимым. При определении температуры нагрева проводов необходимо учитывать наличие соединителей и прессуемых зажимов. Опытные данные [Л. 4] показывают, что места соединения нагреваются примерно в 2 раза меньше, чем провод. Только в случае неправильного подбора соединителей, когда их переходное сопротивление выше нормируемого, возможен дополнительный местный перегрев, который может привести к отжигу провода, а также к разжижению и утечке смазки стального сердечника.

Все изложенные выше соображения показывают, что длительно допустимая температура нагрева сталеалюминиевых проводов может быть увеличена до $80\text{—}90^{\circ}\text{C}$. Исследование возможностей увеличения предельных токовых нагрузок проводов является весьма актуальной задачей, так как область практического использования полученных результатов достаточно широкая.

Известно, что сечение проводов, выбранное по экономической плотности тока, всегда имеет значительные запасы по условиям нагрева. При проектировании линий электропередачи, срок службы которых составляет несколько десятков лет, обычно учитывается только пятилетняя перспектива увели-

чения расчетных токовых нагрузок. В связи с непрерывным ростом электропотребления и, как следствие, систематическим увеличением установленной мощности электростанций на определенном этапе развития электрических сетей фактические токовые нагрузки нередко оказываются выше расчетных значений. В этих случаях, как показано в [Л. 5], прежде, чем увеличивать количество параллельных цепей, экономически целесообразно допускать перегрузку действующих линий вплоть до предельных по условию нагрева значений. По данным только трех энергосистем центральных районов европейской части СССР протяженность таких линий на напряжении 110, 220 и 330 кВ соответственно составляет 910, 260 и 65 км.

Следовательно, при увеличении нагрузочной способности проводов в целом ряде случаев не потребуются сооружения дополнительных связей, по крайней мере, сроки ввода их в эксплуатацию будут отнесены на более поздний период. Это особенно важно для густо населенных городских и промышленных районов, где из-за отсутствия свободной территории практические возможности сооружения новых воздушных линий ограничены.

Иногда при выборе сечения проводов многоцепных линий электропередачи определяющей оказывается проверка на нагрев по нагрузке послеаварийного режима, возникающего вследствие отключения одной из цепей. Следовательно, увеличение нагрузочной способности проводов в некоторых случаях позволит уменьшить их сечение и таким образом сократить расход цветного металла.

На больших воздушных переходах по конструктивным соображениям необходимо применение дорогостоящих проводов с повышенным содержанием стали. Для обеспечения надежной работы провода в переходном пролете расстояние между фазами всегда выбирается значительно большим, чем на основной линии. В этих условиях для упрощения монтажных работ на линиях электропередачи 330 кВ и выше количество проводов в расщепленной фазе принимается минимально возможным, причем сечение проводов определяется не только условиями короны, но и длительно допустимым нагревом. Следовательно, увеличение нагрузочной способности проводов в ряде случаев позволит уменьшить сечение и количество расщепленных проводов, облегчить конструкции переходных опор.

В настоящее время вопросам нагрева проводов воздушных линий электропередачи уделяется большое внимание. По данным [Л. 2] в большинстве европейских стран длительно предельно допустимые по нагреву токовые нагрузки определяются по методике, аналогичной, применяемой в СССР. При этом температура нагрева проводов принимается равной $50\text{—}85^{\circ}\text{C}$, температура воздуха берется в пределах $+25\text{—}+40^{\circ}\text{C}$, а скорость ветра $0\text{—}0,6 \text{ м/сек}$.

В некоторых зарубежных нормах токовые нагрузки проводов приводятся в зависимости от вре-

мени года. Так, во Франции провода больших диаметров в зимнее время разрешается перегружать на 10—15% по сравнению с летним периодом. В Англии токовая нагрузка провода 400 мм² в зависимости от температуры окружающего воздуха составляет: при температурах 5°С и ниже 950 а; при 5—18°С — 770 а; при более высоких температурах — 610 а. Таким образом, в зимнее время предельно допустимая токовая нагрузка провода значительно выше, чем в летнее. В последнее время в Канаде и США начаты исследования нагрузочной способности проводов воздушных линий электропередачи, основанные на использовании статистико-вероятностных методов [Л. 3 и 6].

Методика расчета. Ниже предлагается статистико-вероятностная методика расчета длительно допустимых по нагреву токовых нагрузок на провода воздушных линий электропередачи.

Допустимая токовая нагрузка на провода, вытекающая из уравнения теплового баланса [Л. 1],

$$I_{\text{доп}} = \sqrt{\frac{31,4dS\gamma(C_{\text{л}} + C_{\text{к}})(t_{\text{пров}} - t_{\text{возд}})}{l[1 + \alpha(t_{\text{пров}} - 20^\circ)]}}, \quad (1)$$

где d — диаметр провода, мм; S — сечение провода, мм²; $\gamma = 31,9$ м/ом·мм² — удельная проводимость алюминия при температуре +20°С; $C_{\text{л}}$ — коэффициент теплоотдачи лучеиспускания, вт/см²·град; $C_{\text{к}}$ — коэффициент теплоотдачи конвекцией, вт/см²·град; $t_{\text{пров}}$ — температура провода, °С; $t_{\text{возд}}$ — температура воздуха, °С; l — длина провода, м; $\alpha = 0,004$ 1/град — средний температурный коэффициент электрического сопротивления;

$$C_{\text{л}} = 2,8(100 + 0,6t_{\text{пров}})10^{-8}; \quad (2)$$

$$C_{\text{к}} = 9\sqrt{\frac{P_v}{d}}10^{-3}; \quad (3)$$

P — давление воздуха, атм; v — скорость ветра, м/сек.

Для данной марки провода при зафиксированной температуре его нагрева множитель $\frac{31,4dS\gamma}{l[1 + \alpha(t_{\text{пров}} - 20^\circ)]}$ в формуле (1) является величиной постоянной. Обозначая его через K и полагая давление неизменным $P = 1$ атм, имеем:

$$I_{\text{доп}} = \sqrt{K(C_{\text{л}} + C'_{\text{к}}\sqrt{v})(t_{\text{пров}} - t_{\text{возд}})}. \quad (4)$$

Таким образом, при заданном значении температуры нагрева провода допустимая токовая нагрузка является функцией двух переменных величин: температуры воздуха и скорости ветра. В силу случайности изменения температуры воздуха и скорости ветра функционально связанная с ними $I_{\text{доп}}$ носит статистический характер и характеризуется плотностью и функцией распределения вероятностей.

Из [Л. 7] известно, что плотность распределения вероятностей случайной величины ($I_{\text{доп}}$), связанной функциональной зависимостью с двумя другими случайными величинами ($t_{\text{возд}}$ и v), выражается формулой:

$$\omega(I_{\text{доп}}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\omega_{t_{\text{возд}} v}(t_{\text{возд}}, v)}{\left| \frac{dI_{\text{доп}}}{dt_{\text{возд}}} \right|} dv. \quad (5)$$

Вследствие того, что $t_{\text{возд}}$ и v являются независимыми случайными величинами, формулу (5) можно записать в следующем виде:

$$\omega(I_{\text{доп}}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\omega_{t_{\text{возд}}}(t_{\text{возд}}) \omega_v(v)}{\left| \frac{dI_{\text{доп}}}{dt_{\text{возд}}} \right|} dv. \quad (6)$$

Дифференцируя уравнение (4) по аргументу $t_{\text{возд}}$, имеем:

$$\frac{dI_{\text{доп}}}{dt_{\text{возд}}} = -\frac{1}{2} \sqrt{\frac{K(C_{\text{л}} + C'_{\text{к}}\sqrt{v})}{t_{\text{пров}} - t_{\text{возд}}}}. \quad (7)$$

Решая уравнение (4) относительно $t_{\text{возд}}$, имеем:

$$t_{\text{возд}} = t_{\text{пров}} - \frac{I_{\text{доп}}^2}{K(C_{\text{л}} + C'_{\text{к}}\sqrt{v})}. \quad (8)$$

Подставляя (7) и (8) в (6) и выполняя необходимые упрощения, получаем:

$$\omega(I_{\text{доп}}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\omega_{t_{\text{возд}}}\left[t_{\text{пров}} - \frac{I_{\text{доп}}^2}{K(C_{\text{л}} + C'_{\text{к}}\sqrt{v})}\right] \omega_v(v)}{\left| \frac{K(C_{\text{л}} + C'_{\text{к}}\sqrt{v})}{2I_{\text{доп}}} \right|} dv. \quad (9)$$

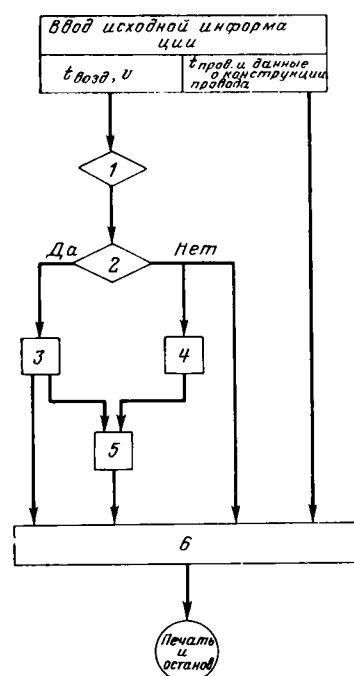
Принятое в выражениях (5), (6) и (9) обозначение пределов интегрирования ($-\infty, +\infty$) условно. Под этим понимается, что интегрирование ведется в области совместного существования $t_{\text{возд}}$ и v . Зная $\omega(I_{\text{доп}})$, можно определить функцию распределения вероятностей $I_{\text{доп}}$:

$$W(I_{\text{доп}}) = \int_{I_{\text{мин}}}^{I_{\text{макс}}} \omega(I_{\text{доп}}) dI_{\text{доп}}. \quad (10)$$

Результаты расчетов. Описанная выше методика позволяет по функции распределения вероятностей $I_{\text{доп}}$ с заданной вероятностью определить длительно допустимую по нагреву токовую нагрузку на провода линий электропередачи, эксплуатируемых в различных климатических районах. Для этого необходимо иметь данные метеорологической станции о распределениях вероятностей температуры воздуха и скорости ветра. Однако для решения практических задач удобнее всего пользоваться таблицами допустимых токовых нагрузок для отдельных климатических районов Советского Союза.

Ниже приведены результаты электропередачи с проводами АСО-400, эксплуатируемой в центре европейской части СССР. В объединенной энергосистеме Центра европейской части СССР зимний и летний максимумы нагрузок наблюдаются в 20—25 числах декабря и июля. В эти дни токовые нагрузки на провода могут достигнуть предельных величин и оказаться выше допустимых по нагреву значений. Поэтому для каждого из этих дней были использованы многолетние данные о температуре воздуха и скорости ветра по результатам срочных замеров всех метеорологических станций, расположенных на территории рассматриваемого климатического района.

Метеорологические станции Советского Союза производят контрольные замеры в течение суток: в 1, 7, 13 и 19 ч, данные которых и были использованы в настоящей работе. В связи с тем, что

Рис. 1. Блок-схема расчета $I_{\text{доп}}$.

1 — подпрограмма построения корреляционной таблицы $[t_{\text{возд}}, v]$ и оценки гипотезы H по критерию согласия Пирсона; 2 — подпрограмма оценки нулевой гипотезы H_0 по критерию Вилькоксона; 3, 4 и 5 — блоки суммирования; 6 — программа построения функции распределения вероятностей $I_{\text{доп}}$.

Возможность объединения замеров отдельных метеорологических станций в единую генеральную совокупность проверялась по критерию Вилькоксона с уровнем значимости $q=0,01$. При этом предварительно независимо друг от друга проверялась возможность объединения замеров в совокупности по $t_{\text{возд}}$ и v .

Результаты этой проверки приведены в табл. 1.

Данные, приведенные в табл. 1, показывают, что, как правило, замеры всех восьми метеорологических станций (Владимир, Калинин, Калуга, Москва, Рязань, Смоленск, Тула, Ярославль) не удается объединить в единые генеральные совокупности. В зависимости от времени года и часа суток из единых генеральных совокупностей по $t_{\text{возд}}$ и v выпадают замеры не более, чем трех метеорологических станций. В наибольшей степени это относится к дневным летним часам.

Для метеорологических станций, замеры которых не могут быть объединены в единые генеральные совокупности по $t_{\text{возд}}$ и v , характерны экстремальные средние значения рассматриваемых величин, которые значительно отличаются от основной массы соответствующих выборок.

Выше отмечалось, что при определении $I_{\text{доп}}$ формулой (6) можно пользоваться, если $t_{\text{возд}}$ и v являются некоррелированными случайными величинами. Количественные методы оценки корреляционной связи исходят из условия подчинения обеих

в час токовая нагрузка в большинстве случаев не достигает максимальных значений, замеры $t_{\text{возд}}$ и v в это время суток не учитывались.

Обработка полученной информации велась методами математической статистики [Л. 8] с использованием специально разработанной программы для ЦВМ «Урал-2»*. Блок-схема расчета приведена на рис. 1. В ЦВМ вводились массивы значений $t_{\text{возд}}$ и v , а также данные, характеризующие конструкцию провода и допустимую температуру его нагрева. После этого проверялись гипотезы о принадлежности замеров отдельных метеорологических станций единым генеральным совокупностям по $t_{\text{возд}}$ и v и об отсутствии корреляционной связи между $t_{\text{возд}}$ и v .

Таблица 1

Месяц	Время суток, ч	Наименование метеорологических станций, замеры которых не могут быть объединены в единые генеральные совокупности по	
		$t_{\text{возд}}$	v
Июль	7	Москва Смоленск	Москва Смоленск
	13	Калинин Рязань Смоленск	Владимир Москва Смоленск
	19	Смоленск	Рязань Тула
Декабрь	7	—	—
	13	—	Владимир Москва
	19	—	Ярославль

рассматриваемых величин нормальному закону распределения вероятностей. Проверка гипотезы о согласованности теоретических и полученных статистических распределений вероятностей $t_{\text{возд}}$ и v была выполнена с помощью критерия согласия Пирсона для единых генеральных совокупностей, соответствующих 13 ч июля и декабря. Анализ результатов показал, что гипотеза об изменении $t_{\text{возд}}$ и v в соответствии с нормальным законом распределения вероятностей является неправдоподобной. Качественная оценка корреляционной связи, основанная на анализе формы полей корреляции $[t_{\text{возд}}, v]$, показала, что они являются практически независимыми случайными величинами.

Учитывая сказанное выше, расчеты нагрузочной способности проводов выполнялись по формулам (6) — (10) для:

а) групп метеорологических станций, замеры которых одновременно принадлежат единым генеральным совокупностям и по $t_{\text{возд}}$ и по v ;

б) отдельных метеорологических станций, замеры которых не принадлежат единым генеральным совокупностям или по $t_{\text{возд}}$, или по v , или по $t_{\text{возд}}$ и v одновременно;

в) Центра европейской части СССР в целом.

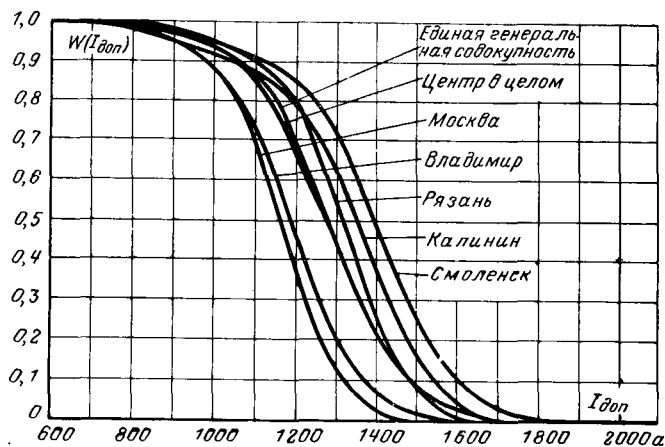
На основании выполненных расчетов были построены функции распределения вероятностей $I_{\text{доп}}$ для отдельных часов декабря и июля при температурах нагрева провода, равных 70, 80 и 90 °С. Оценка величин допустимых токовых нагрузок выполнялась по функции распределения с вероятностью 0,9. Для иллюстрации полученных результатов на рис. 2 приведены функции распределения вероятностей $I_{\text{доп}}$ для 13 ч июля и декабря при $t_{\text{пров}}=70$ °С. Обобщенные данные для всего рассматриваемого диапазона изменения метеорологических условий и расчетных температур нагрева проводов приведены в табл. 2 и на рис. 3.

Из табл. 2 следует, что при $t_{\text{пров}}=70$ °С вычисленные по предлагаемой методике значения $I_{\text{доп}}$ для провода АСО-400 выше нормируемой в ПУЭ величины летом на 0—36% (825—1120 а), а зимой — на 36—54% (1120—1270 а). Средние значения скорости ветра и температуры воздуха по замерам отдельных метеорологических станций

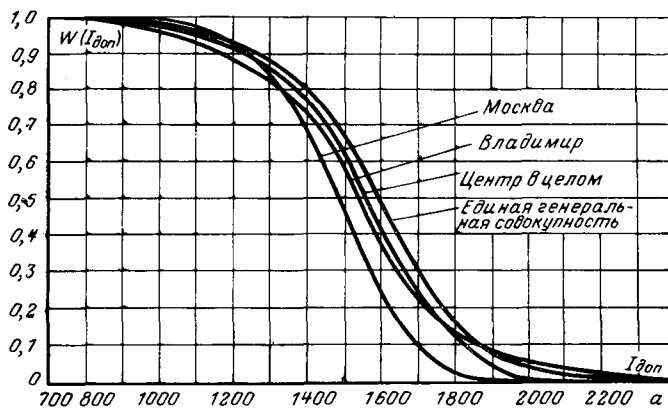
* Программа составлена И. С. Давыдовым. В сборе и обработке информации принимали участие Н. А. Лисеева и И. С. Хазина.

Таблица 2

Месяц	Время суток, ч	Наименование метеорологических станций	Допустимая токовая нагрузка ($I_{\text{доп}}$) для провода АСО-400 при $W(I_{\text{доп}})=0,9$ и температуре нагрева провода, °C		
			70	80	90
VII	7	Москва	880	910	940
VII	7	Смоленск	1 045	1 130	1 200
VII	7	Единая генеральная совокупность	890	965	1 015
VII	7	Центр в целом	930	990	1 045
VII	13	Владимир	975	1 070	1 125
VII	13	Калинин	1 040	1 125	1 200
VII	13	Москва	965	1 065	1 115
VII	13	Рязань	1 100	1 200	1 275
VII	13	Смоленск	1 120	1 215	1 285
VII	13	Единая генеральная совокупность	1 070	1 185	1 260
VII	13	Центр в целом	1 050	1 150	1 225
VII	19	Рязань	990	1 065	1 160
VII	19	Смоленск	890	960	1 025
VII	19	Тула	1 000	1 085	1 130
VII	19	Единая генеральная совокупность	825	915	975
VII	19	Центр в целом	875	950	1 020
XII	7	Центр в целом	1 150	1 210	1 270
XII	13	Владимир	1 160	1 200	1 240
XII	13	Москва	1 235	1 300	1 360
XII	13	Единая генеральная совокупность	1 270	1 310	1 375
XII	13	Центр в целом	1 230	1 290	1 340
XII	19	Ярославль	1 210	1 260	1 330
XII	19	Единая генеральная совокупность	1 120	1 150	1 230
XII	19	Центр в целом	1 130	1 165	1 240



а)



б)

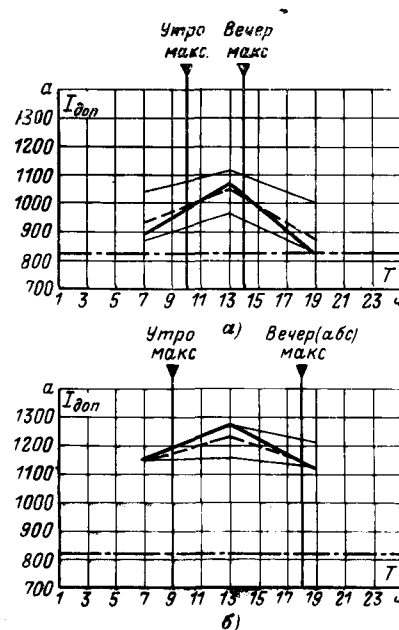
Рис. 2. Функции распределения вероятностей $I_{\text{доп}}$ для провода АСО-400 при $t_{\text{пров}}=70^\circ\text{C}$ (Центр европейской части СССР).

а — июль, 13 ч; б — декабрь, 13 ч.

в июле равны 0,7—6 м/сек и 14,4—23,7°C, а в декабре — 2,8—5 м/сек и —3,6÷—8,5°C соответственно. Поэтому в пределах рассматриваемого географического района ввиду значительного диапазона изменения климатических условий (в основном скорости ветра) изменение $I_{\text{доп}}$ летом больше, чем зимой, и составляет соответственно 16—21 и 0—9%. Как зимой, так и летом максимум длительно допустимой по нагреву токовой нагрузки на провода приходится на дневные часы, когда $t_{\text{возд}}$ и v достигают своих экстремальных значений. Причем из-за более высоких скоростей ветра и низких температур воздуха для одних и тех же часов суток величины $I_{\text{доп}}$ в декабре на 17—29% выше, чем в июле. Увеличение температуры нагрева провода с 70 до 90°C приводит к увеличению $I_{\text{доп}}$ на 4—14%.

В [Л. 9] отмечается, что изменение активной мощности, передаваемой по линиям электропередачи 110—220 кВ, соответствует изменению графика нагрузки энергосистем. С учетом этого из сравнения графиков нагрузок объединенной энергосистемы Центра европейской части СССР в 7, 13 и 18 ч июля и декабря можно сделать вывод, что нагрузка линий электропередачи 110—220 кВ зимой на 27—45% выше, чем летом. Таким образом, имеются одинаковые тенденции в изменении фактических и допустимых по условиям нагрева токовых

нагрузок на провода воздушных линий электропередачи. Это обстоятельство является весьма благоприятным фактором для увеличения нагрузочной способности проводов в зимний период.

Рис. 3. Зависимость $I_{\text{доп}}$ от времени суток для провода АСО-400 при $t_{\text{пров}}=70^\circ\text{C}$ (Центр европейской части СССР).

а — июль; б — декабрь.
— единая генеральная совокупность;
--- Центр в целом;
--- экстремальные значения;
--- рекомендация ПУЭ.

К числу факторов, ограничивающих возможности повышения длительно допустимых токовых нагрузок проводов в случае их нагрева сверх 70°C , относится увеличение стрел провеса, приводящее к нарушению нормированных габаритов до земли. Изложенное выше показывает, что учет вероятностей распределения скорости ветра и температуры воздуха оказывает на величину $I_{\text{доп}}$ значительно большее влияние, чем повышение расчетной температуры нагрева проводов. Поэтому увеличение расчетной температуры проводов должно рассматриваться как резервное мероприятие, которое может быть реализовано в период прохождения максимума нагрузок на отдельных сильно загруженных линиях или в послеаварийных режимах. Длительность эксплуатации линий в таких условиях обычно не превышает нескольких часов в течение суток.

Следует отметить, что при нагреве до $80\text{--}90^{\circ}\text{C}$ и расчетных условиях, принятых в ПУЭ, стрела провеса провода АСО-400, эксплуатируемого в Центре европейской части СССР, увеличивается на $0,5\text{--}1\text{ м}$. Опыт эксплуатации линий, переведенных на повышенное номинальное напряжение, показывает [Л. 10], что уменьшение по сравнению с ПУЭ габарита проводов до земли в указанных выше пределах не приводит к увеличению аварийности линий. Следовательно, имеются реальные возможности значительного по сравнению с нормированными ПУЭ увеличения длительно допустимых по нагреву токовых нагрузок на провода воздушных линий электропередачи. Если ориентироваться на минимальные значения $I_{\text{доп}}$, приведенные в табл. 2, то при $t_{\text{пров}}=70^{\circ}\text{C}$ пропускная способность по нагреву линий электропередачи, эксплуатируемых в Центре европейской части СССР, в зимнее время может быть повышена на 36%. Для летнего времени рекомендации ПУЭ остаются без изменения. Увеличение расчетной температуры нагрева проводов до 90°C дает возможность повысить их нагрузочную способность летом как минимум на 12%, а зимой — на 49%.

Выводы. 1. Предлагаемая методика позволяет выполнить расчеты по определению нагрузочной способности проводов различных марок применительно к конкретным климатическим условиям отдельных районов СССР.

2. Применение статистико-вероятностного метода расчета и повышение допустимой температуры нагрева проводов позволяют значительно увеличить по сравнению с нормируемыми значениями длительно допустимые токовые нагрузки линий электропередачи.

3. В новой редакции ПУЭ значения токовых нагрузок должны быть дифференцированы для летних и зимних условий различных географических районов Советского Союза.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Городецкий Г. М. Расчет электрических сетей. Гостехиздат, УССР, 1953, 346 с.
2. Overload limits of overhead lines by working group OI study Committee 32 CIGRE (System Planning and Operation).— «Electra», № 18, 1971, pp. 67—81.
3. Endrenyi I., Ma Murtrie N. I. Determination of conductor ampacity by digital simulation of load weather and ageing history. В кн.: Воздушные линии электропередачи. Пер. докладов международной конференции по большим электрическим системам. М., «Энергия», 1970, с. 282—392.
4. Махлин Б. Ю. Нагрев проводов и его влияние на механическую прочность.— «Труды ЦНИЭЛ». М., Госэнергоиздат, 1956, с. 186—202.
5. Шеренцис А. Н., Горошкина В. А. Пределы экономических токовых нагрузок для ЛЭП 110—500 кВ на унифицированных опорах.— «Электричество», 1963, № 3, с. 39—45.
6. Koval D. O., Billinton R. Determination of transmission line ampacities by probability and numerical methods.— «IEEE Trans. Power Appar. and Syst.», 1970, 89, № 7, pp. 1485—1491.
7. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М., «Советское радио», 1969, 751 с.
8. Вентцель В. Е. Теория вероятностей. М., «Наука», 1969, 576 с.
9. Манусов В. В., Шаталов В. И. Исследование закономерностей изменения потоков мощности в линиях электропередачи. В кн.: Сборник трудов кафедры электрических систем и сетей Новосибирского электротехнического института, 1971, с. 44—49.
10. Шеренцис А. Н. Опыт эксплуатации линий электропередачи 35—200 кВ, переведенных на повышенное номинальное напряжение.— «Электрические станции», 1966, № 9, с. 59—65.

[29.11.1972]

УДК 621.316.925.45

Поведение реле сопротивления, включаемого на компенсированное напряжение поврежденной фазы, на линии с двусторонним питанием

Инж. В. А. РУБИНЧИК

Москва

Широко распространенные ступенчатые токовые защиты нулевой последовательности от замыканий на землю линий 110 кВ и выше в ряде случаев не могут удовлетворять требованиям чувствительности и быстроты действия. В связи с этим актуален вопрос о применении для действия при замыканиях на землю защит, выполняемых на других принципах, в частности, на дистанционном. При сравнительном анализе различных выполнений дистанционной защиты от замыканий на землю необходимо принимать во внимание возможность замыканий на землю через

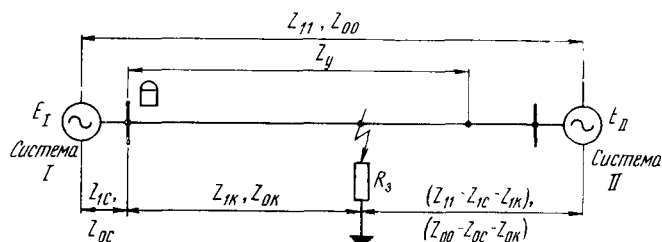
значительные переходные сопротивления (сопротивление заземления опоры, сопротивление в месте падения провода на землю). В связи с этим представляет интерес специальное рассмотрение реле сопротивления [Л. 1], реагирующего на угол между током нулевой последовательности и компенсированным напряжением поврежденной фазы (представляющим собой разность между напряжением в месте включения защиты и полным падением напряжения на сопротивлении защищаемой зоны). Отличительной особенностью такого реле является отсутствие влияния на его работу переходного со-

противления (относительно земли) в месте замыкания на землю в режиме одностороннего питания. Принято также считать, что данное реле, по сравнению с реле реактивного сопротивления, включаемым на токи и напряжения фаз, имеет преимущество, заключающееся в незначительном влиянии на его работу переходного сопротивления относительно земли и на линии с двусторонним питанием при наличии угла сдвига между фазными токами по концам передачи. Однако поведение реле при замыканиях на землю (как через переходное сопротивление, так и металлических) в указанном режиме ранее подробно не рассматривалось. Данному вопросу посвящена настоящая статья.

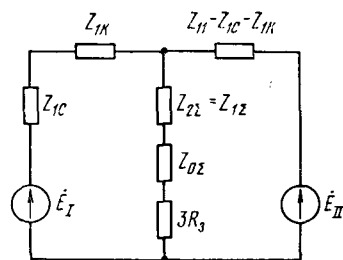
Выполнение рассматриваемого реле, использующее индукционный принцип, описано в [Л. 1—3] и применялось в ряде случаев для осуществления защиты от замыканий на землю. Аналогичное реле может быть выполнено на схемах сравнения (абсолютных значений или по фазе). Известно реле сопротивления [Л. 4], построенное на принципе сравнения (в момент перехода тока нулевой последовательности через нуль) фаз компенсированного напряжения и полного падения напряжения в сопротивлении защищаемой зоны и обладающее той же отличительной особенностью, что и рассматриваемое. Некоторые из предложенных в последнее время многофазных реле (см. например [Л. 4 и 5]) также реагируют на угол между компенсированным напряжением поврежденной фазы и током нулевой последовательности. Приведенный ниже анализ дан применительно к однофазному индукционному реле сопротивления по [Л. 1—3]. Однако полученные выводы могут быть учтены при анализе других реле, реагирующих на указанный угол.

Вращающийся момент реле при замыкании на землю одной фазы

$$\begin{aligned} M_p &= k_1 U_p I_p \sin \varphi_p = k_1 U'_\phi 3I_0 \sin \varphi_p = \\ &= k_1 |\dot{U}_\phi - Z_y (\dot{I}_\phi + k3\dot{I}_0)| 3I_0 \sin \varphi_p = \\ &= k_2 \operatorname{Im} \left[\frac{\dot{I}_\phi + k3\dot{I}_0}{3\dot{I}_{0\kappa}} (Z_{1\kappa} - Z_y) + R_3 \right], \end{aligned} \quad (1)$$



а)



б)

Рис. 1. Исходная схема (а) и комплексная схема замещения (б) при замыкании на землю одной фазы на линии с двусторонним питанием.

где \dot{U}'_ϕ — компенсированное напряжение поврежденной фазы; \dot{I}_ϕ и \dot{I}_0 — ток поврежденной фазы и ток нулевой последовательности в месте включения защиты соответственно; $\dot{I}_{0\kappa}$ — ток нулевой последовательности в месте замыкания; $Z_{1\kappa}$ и Z_y — полное сопротивление прямой последовательности от места включения защиты до места замыкания и до конца защищаемой зоны соответственно; R_3 — переходное сопротивление в месте замыкания на землю; k — коэффициент компенсации.

Примем в (1) $\frac{\dot{I}_\phi + k3\dot{I}_0}{3\dot{I}_{0\kappa}} = k_3 e^{j\psi}$, где угол $\psi = \arg \frac{\dot{I}_\phi + k3\dot{I}_0}{3\dot{I}_{0\kappa}}$. Поскольку токи \dot{I}_0 и $\dot{I}_{0\kappa}$ можно считать практически совпадающими по фазе, угол ψ определяется углом между токами \dot{I}_ϕ и \dot{I}_0 .

Из выражения (1)

$$M_p = k_1 \operatorname{Im} [e^{j\psi} (Z_{1\kappa} - Z_y)], \quad (2)$$

откуда видно, что при коротком замыкании на границе зоны ($Z_{1\kappa} = Z_y$) на поведение реле не влияют угол между токами \dot{I}_ϕ и \dot{I}_0 и значение переходного сопротивления.

Для линии с односторонним питанием при неучете нагрузки и для линии с двусторонним питанием для случая равенства э. д. с. по концам передачи $\frac{\dot{I}_\phi + k3\dot{I}_0}{3\dot{I}_{0\kappa}} = k_3$ есть положительное действительное число, зависящее только от места повреждения.

При этом выражение (2) имеет вид:

$$M_p = k_4 (X_{1\kappa} - X_y), \quad (3)$$

что соответствует характеристике реле реактивного сопротивления

$$X = X_y. \quad (4)$$

При коротком замыкании в зоне $X_{1\kappa} < X_y$, $M_p < 0$ и реле срабатывает; при замыкании же вне защищаемой зоны $X_{1\kappa} > X_y$, $M_p > 0$ и реле не срабатывает.

Для линии с двусторонним питанием при наличии угла сдвига между э. д. с. по концам передачи угол между токами \dot{I}_ϕ и \dot{I}_0 не равен нулю и знак момента при $Z_{1\kappa} \neq Z_y$, а следовательно, и характеристика реле будут зависеть от места повреждения и соотношения между э. д. с. При этом также будет проявляться и влияние переходного сопротивления в месте замыкания.

Для оценки указанного влияния переходного сопротивления в зависимости от угла между э. д. с. по концам передачи (в нагрузочном режиме и режиме качаний), а также от других факторов (места повреждения, параметров элементов сети, сопротивления защищаемой зоны) целесообразно представить выражение для вращающего момента реле в виде, удобном для установления связи между переходным сопротивлением и соотношением между э. д. с. по концам передачи при нахождении реле на грани срабатывания.

На рис. 1 приведена схема линии с двусторонним питанием и комплексная схема замещения для

случая замыкания на землю одной фазы. Выражая токи и напряжения отдельных последовательностей и фаз через э. д. с. по концам передачи и параметры схем замещения, можно получить после преобразований компенсированное напряжение и ток нулевой последовательности, входящие в выражение (1) (для случая замыкания на землю фазы А) в виде:

$$U'_A = \frac{3[(\dot{E}_{II} - \dot{E}_I)(Z_{1c} + Z_y) + \dot{E}_I Z_{11}]}{Z_{11}(2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma} + 3R_3)} \times \\ \times \left[R_3 + \frac{2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma}}{3} - \dot{L}(2\dot{M} + \dot{P}) \right]; \quad (5)$$

$$\dot{I}_0 = \frac{(\dot{E}_{II} - \dot{E}_I)(Z_{1c} + Z_{1к}) + \dot{E}_I Z_{11}}{Z_{11}(2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma} + 3R_3)} \frac{Z_{0\Sigma}}{Z_{0c} + Z_{0к}}, \quad (6)$$

где $Z_{1\Sigma}$ и $Z_{0\Sigma}$ — результирующие сопротивления прямой (обратной) и нулевой последовательности в месте повреждения; Z_{1c} и Z_{0c} — сопротивления прямой (обратной) и нулевой последовательности системы, примыкающей к месту установки рассматриваемой защиты; \dot{L} — величина, отражающая соотношение между э. д. с.;

$$\dot{L} = \frac{1}{3} \frac{\left(\frac{\dot{E}_{II}}{\dot{E}_I} - 1 \right) \frac{Z_{1c} + Z_{1к}}{Z_{11}} + 1}{\left(\frac{\dot{E}_{II}}{\dot{E}_I} - 1 \right) \frac{Z_{1c} + Z_y}{Z_{11}} + 1}; \quad (7)$$

$$\dot{M} = Z_{1\Sigma} \frac{Z_{1c} + Z_y}{Z_{1c} + Z_{1к}}; \quad (8)$$

$$\dot{P} = Z_{0\Sigma} \frac{Z_{0c} + Z_y(3k + 1)}{Z_{0c} + Z_{0к}}. \quad (9)$$

Остальные обозначения величин, входящих в (5) и (6), ясны из рис. 1.

Запишем выражение для вращающего момента на реле в виде мнимой части комплекса произведения $\dot{U}'_A \dot{I}_0^*$, т. е.

$$M_p = \text{Im} [\dot{U}'_A \dot{I}_0^*]. \quad (10)$$

Принимая для исключения неопределенности $(\dot{E}_{II} - \dot{E}_I)(Z_{1c} + Z_y) + \dot{E}_I Z_{11} \neq 0$ и подставляя в (10) значения \dot{U}'_A и \dot{I}_0 из (5) и (6), после преобразования получаем:

$$M_p = \text{Im} [(R_3 + \dot{B}) \dot{D}], \quad (11)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \dot{B} &= \frac{2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma}}{3} - \dot{L}(2\dot{M} - \dot{P}); \\ \dot{D} &= \dot{L} \frac{Z_{0\Sigma}}{Z_{0c} + Z_{0к}}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

В целях упрощения примем $\arg \frac{Z_{0\Sigma}}{Z_{0c} + Z_{0к}} \approx 0$. Тогда аргумент \dot{D} равен φ_L (φ_L — аргумент величины \dot{L}).

Далее учтем, что $\dot{L} = 0$ при $\left(\frac{\dot{E}_{II}}{\dot{E}_I} - 1 \right) \left(\frac{Z_{1c} + Z_{1к}}{Z_{11}} \right) + 1 = 0$, т. е. в том же случае, когда $\dot{I}_0 = 0$ [см. (6) и (7)]. При $\dot{I}_0 = 0$ реле отказывает в действии.

При $\left(\frac{\dot{E}_{II}}{\dot{E}_I} - 1 \right) \left(\frac{Z_{1c} + Z_{1к}}{Z_{11}} \right) + 1 \neq 0$ поведение реле, как следует из выражения (11), определяется величиной

$$M_p = -R_3 \sin \varphi_L + B_L, \quad (13)$$

где B_L — величина, пропорциональная вращающему моменту реле при $R_3 = 0$ или при $\sin \varphi_L = 0$; в комплексной плоскости сопротивлений B_L может быть представлена как проекция комплекса \dot{B} на ось, перпендикулярную к направлению комплекса \dot{L} :

$$B_L = \frac{|2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma}|}{3} \sin(\varphi_c - \varphi_L) - |\dot{L}| |2\dot{M} + \dot{P}| \sin \varphi'_c, \quad (14)$$

где φ_c — аргумент $(2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma})$, φ'_c — аргумент $(2\dot{M} + \dot{P})$.

Значение переходного сопротивления, при котором реле находится на грани срабатывания, определяется из (13) при $M_p = 0$:

$$R_3 = \frac{B_L}{\sin \varphi_L}. \quad (15)$$

Анализ полученных выражений дает некоторое представление о характере влияния отдельных величин.

Из выражений (13) и (7) видно, что переходное сопротивление не влияет на знак вращающего момента при коротком замыкании на границе защищаемой зоны ($Z_{1к} = Z_y$), а также при коротком замыкании в любой точке в случае, если $\dot{E}_I = \dot{E}_{II}$ или если при

$$\dot{E}_I \neq \dot{E}_{II} (\widehat{E}_I, \widehat{E}_{II}) = 0.$$

При условии, если $(\widehat{E}_I, \widehat{E}_{II}) \neq 0$, то в случае $Z_{1к} \neq Z_y$ как при $E_I \neq E_{II}$, так и при $E_I = E_{II}$ знак вращающего момента зависит от значения переходного сопротивления R_3 и соотношения между э. д. с.

Интересно отметить, что это взаимозависимое влияние переходного сопротивления и неравенства э. д. с. имеет значение и для других реле (см. например [Л. 4]), реагирующих на угол между компенсированным напряжением поврежденной фазы и током нулевой последовательности.

При $R_3 = 0$ или $\varphi_L = 0$ знак вращающего момента определяется знаком первого или второго члена правой части выражения (14). Так, при $\dot{E}_I = \dot{E}_{II}$, когда $L = \frac{1}{3}$, этот знак определяется соотношением между $(2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma})$ и $(2\dot{M} + \dot{P})$.

При внешнем коротком замыкании $2Z_{12} + Z_{02} > 2\dot{M} + \dot{P} B_L > 0$ (реле не срабатывает).

При внутреннем коротком замыкании $2Z_{12} + Z_{02} < 2\dot{M} + \dot{P} B_L < 0$ (реле срабатывает).

При $\dot{E}_I \neq \dot{E}_{II}$ значение $\dot{L} \neq \frac{1}{3}$ и в зависимости от соотношений между \dot{E}_I и \dot{E}_{II} и соответствующих им значений $|\dot{L}|$ и φ_L , а также от значений $(2Z_{12} + Z_{02})$ и $(2\dot{M} + \dot{P})$, момент на реле может меняться как по абсолютному значению, так и по знаку, т. е. в сторону отказа (при внутреннем коротком замыкании) или излишнего срабатывания (при внешнем коротком замыкании).

Для выявления предельных значений величин, определяющих поведение реле при изменении угла между э. д. с., рассмотрим случай металлического замыкания на землю ($R_3 = 0$) одной фазы при сдвиге э. д. с. на 180° , т. е. при $\dot{E}_{II}/\dot{E}_I = \alpha e^{j180^\circ}$, где $\alpha = \frac{E_{II}}{E_I}$.

Из анализа соотношений (7) и (14) с учетом (8) и (9), а также (6) вытекает, что при коротком замыкании в защищаемой зоне реле не подвержено отказу при $\frac{Z_{10} + Z_{1k}}{Z_{11}} < \frac{1}{1 + \alpha}$.

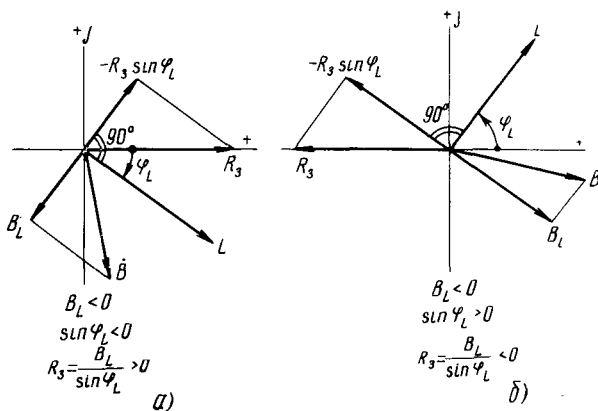
При $\frac{Z_{10} + Z_{1k}}{Z_{11}} = \frac{1}{1 + \alpha}$ реле не срабатывает по принципу действия, поскольку при этом в соответствии с (6) ток короткого замыкания отсутствует ($I_0 = 0$).

При $\frac{Z_{10} + Z_{1k}}{Z_{11}} > \frac{1}{1 + \alpha}$ поведение реле в соответствии с выражением (14) определяется соотношениями между $\frac{Z_{10} + Z_y}{Z_{10} + Z_{1k}}$ и $\frac{Z_{00} + Z_y(3k + 1)}{Z_{00} + Z_{0k}}$.

Исследования показали, что для большинства возможных сочетаний параметров в рассматриваемом случае может иметь место отказ реле.

Таким образом, при коротком замыкании в защищаемой зоне отказ реле в рассматриваемом случае может иметь место при

$$\frac{Z_{10} + Z_{1k}}{Z_{11}} \geq \frac{1}{1 + \alpha}. \quad (16)$$



При коротком замыкании вне защищаемой зоны, как следует из анализа тех же выражений, реле не подвержено излишнему срабатыванию при $\frac{Z_{10} + Z_{1k}}{Z_{11}} \leq \frac{1}{1 + \alpha}$, четко срабатывает при $\frac{Z_{10} + Z_{1k}}{Z_{11}} > \frac{1}{1 + \alpha}$ при условии $\frac{Z_{10} + Z_y}{Z_{11}} \leq \frac{1}{1 + \alpha}$ и может сработать при $\frac{Z_{10} + Z_{1k}}{Z_{11}} > \frac{1}{1 + \alpha}$ и при условии, что $\frac{Z_{10} + Z_y}{Z_{11}} > \frac{1}{1 + \alpha}$. В последнем случае поведение реле зависит от соотношений между $\frac{Z_{10} + Z_y}{Z_{10} + Z_{1k}}$ и $\frac{Z_{00} + Z_y(3k + 1)}{Z_{00} + Z_{0k}}$; исследования показали, что для большинства возможных сочетаний параметров в этом случае может иметь место излишнее срабатывание реле.

Таким образом, при коротком замыкании вне защищаемой зоны излишнее срабатывание реле в рассматриваемом случае может иметь место при

$$\frac{Z_{10} + Z_{1k}}{Z_{11}} > \frac{1}{1 + \alpha}. \quad (17)$$

Из приведенного рассмотрения следует также, что в случаях, когда условия (16) или (17) не имеют места, отказа или излишнего срабатывания при металлическом коротком замыкании не будет при любом угле между э. д. с. При сохранении условий (16) или (17) увеличивается диапазон углов отказа или излишнего срабатывания тем больше, чем больше значение $\frac{Z_{10} + Z_{1k}}{Z_{11}}$.

Характер влияния переходного сопротивления R_3 на работу реле поясняют диаграммы, приведенные на рис. 2. Рассмотрим четыре возможных в зависимости от соотношения э. д. с. питающих систем и от других влияющих факторов, случая взаимного расположения на комплексной плоскости комплексных \dot{B} и \dot{L} .

На каждом из рис. 2, а — г найдено значение $R_3 \sin \varphi_L = B_L$, при котором реле находится на грани срабатывания, и соответствующее ему переходное сопротивление, определяемое по (15).

Для оценки характера влияния переходного сопротивления R_3 на поведение реле требуется, помимо его значения, полученного из (15), учитывать

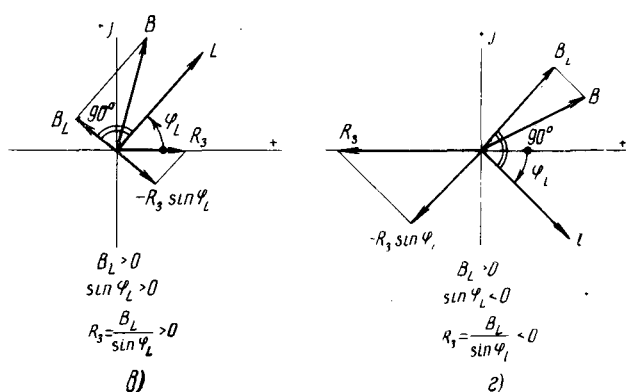


Рис. 2. Диаграммы, поясняющие влияние переходного сопротивления на поведение реле при качаниях.

знак величины B_L . Значение $R_3 > 0$ характеризует составляющую компенсированного фазного напряжения, направленную в сторону, обратную той, которая определяется знаком B_L . Значение $R_3 < 0$ говорит о том, что переходное сопротивление лишь приводит к увеличению момента на реле в ту же сторону, которая определяется знаком B_L , т. е. как бы «помогает» работе реле.

В случаях, показанных на рис. 2, а и б, при $R_3 = 0$ реле срабатывает (правильно при внутреннем коротком замыкании, излишне при внешнем), поскольку $B_L < 0$. На рис. 2, а сопротивление $R_3 = \frac{B_L}{\sin \varphi_L} > 0$ соответствует минимальному значению,

при замыкании через которое происходит отказ (при внутреннем замыкании) или исключается излишнее срабатывание (при внешнем замыкании), т. е. изменяется знак момента. Рис. 2, б иллюстрирует случай, когда переходное сопротивление лишь «помогает» работе реле при внутреннем замыкании или излишнему срабатыванию при внешнем замыкании (т. е. приводит к абсолютному увеличению момента на реле, но не к изменению его знака).

В случаях рис. 2, в и г при $R_3 = 0$ реле не срабатывает (отказывает при внутреннем коротком замыкании, действует правильно при внешнем замыкании), поскольку $B_L > 0$. Показанное на рис. 2, в сопротивление $R_3 = \frac{B_L}{\sin \varphi_L} > 0$ соответствует мини-

мальному значению R_3 , приводит к излишнему срабатыванию (при внешнем замыкании) или исключению отказа (при внутреннем замыкании).

Рис. 2, г относится к случаю, когда переходное сопротивление лишь «помогает» отказу реле (при внутреннем замыкании) или правильному действию (при внешнем замыкании).

Из выражения (7) видно, что в случае, когда э. д. с. \dot{E}_I отстает от \dot{E}_{II} , то при замыкании вне защищаемой зоны $\varphi_L > 0$, при замыкании в зоне $\varphi_L < 0$. Если условия таковы (угол δ между э. д. с. \dot{E}_I и \dot{E}_{II} сравнительно невелик), что реле правильно работает при металлическом замыкании вне зоны или в зоне ($B_L > 0$ или $B_L < 0$ соответственно), то в обоих случаях по выражению (15) $R_3 > 0$.

Таким образом, при однофазном замыкании через переходное сопротивление в режиме качаний неправильное действие реле принципиально может иметь место при меньших значениях угла между э. д. с., чем при металлическом замыкании. Очевидно, что чем больше переходное сопротивление в месте повреждения, тем меньше значение указанного угла.

Для иллюстрации поведения реле при однофазном замыкании в защищаемой зоне в режиме качаний на рис. 3 приведены кривые $\frac{B_L}{Z_{11}} = f(\delta)$ и $\frac{R_3}{Z_{11}} = f(\delta)$. Кривые построены соответственно по выражениям (14) и (15) с использованием выражений (7) — (9). Кривые даны для $\frac{Z_{1c} + Z_{1k}}{Z_{1c} + Z_y} = 0,9$ и трех значений $\frac{Z_{1c} + Z_{1k}}{Z_{11}} = 0,2; 0,5; 0,7$; принято $\dot{E}_{II} = \dot{E} e^{j\theta}$.

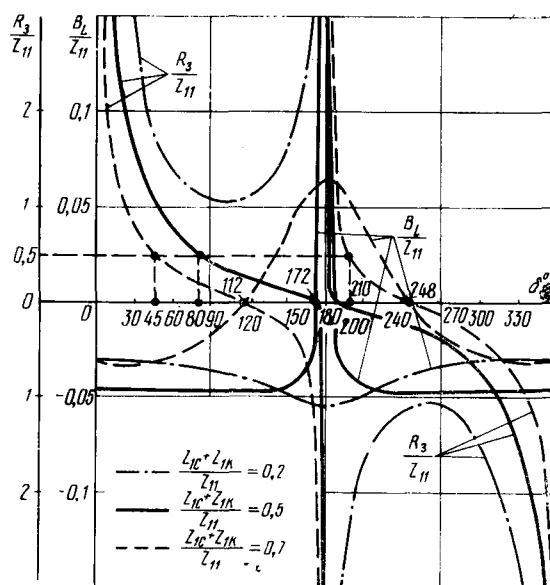


Рис. 3. Кривые зависимости $\frac{B_L}{Z_{11}} = f(\delta)$ и $\frac{R_3}{Z_{11}} = f(\delta)$ для случая однофазного замыкания на землю в защищаемой зоне при качаниях.

Для построения кривых рассматривалась задача, параметры которой соответствуют следующим соотношениям:

$$\frac{Z_{0c} + Z_{0k}}{Z_{00}} = 1,1 \frac{Z_{1c} + Z_{1k}}{Z_{11}}; \frac{Z_{0c} + Z_{0k}}{Z_{0c} + Z_y (3k + 1)} = \frac{Z_{1c} + Z_{1k}}{Z_{1c} + Z_y}; \frac{Z_{00}}{Z_{11}} = 3.$$

Для упрощения углы всех сопротивлений элементов схем замещения прямой и нулевой последовательности принимались равными 90° .

Зоны, определяемые значениями $B_L < 0$, соответствуют углам срабатывания, а $B_L > 0$ — углам отказа реле. Различие характера кривых $\frac{B_L}{Z_{11}} = f(\delta)$ для разных значений $\frac{Z_{1c} + Z_{1k}}{Z_{11}}$ полностью соответствует приведенному выше рассмотрению. Физический смысл кривых $\frac{R_3}{Z_{11}} = f(\delta)$ соответствует рассмотренному выше применительно к рис. 2.

Из рис. 3 видно, например, что при $\frac{Z_{1c} + Z_{1k}}{Z_{11}} = 0,7$ при принятых условиях реле отказывает в действии при $R_3 = 0$ в диапазоне углов $112^\circ \leq \delta \leq 248^\circ$. При увеличении переходного сопротивления в месте повреждения диапазон углов отказа снижается в сторону меньших углов; например, при $\frac{R_3}{Z_{11}} = 0,5$ $45^\circ \leq \delta \leq 200^\circ$, т. е. отказ реле становится возможным при меньших углах, чем при $R_3 = 0$ (в данном случае при углах, близких к углам нагрузки).

При $\frac{Z_{1c} + Z_{1k}}{Z_{11}} = 0,5$ увеличение переходного сопротивления также приводит к резкому снижению минимального угла срабатывания. Так, при увели-

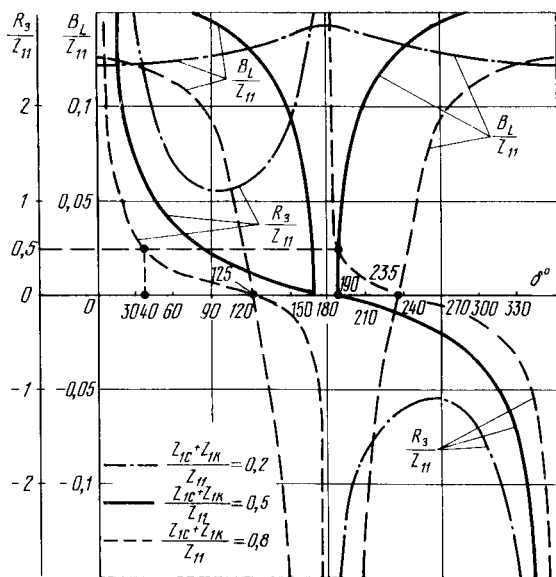


Рис. 4. Кривые зависимости $\frac{B_L}{Z_{11}} = f(\delta)$ и $\frac{R_3}{Z_{11}} = f(\delta)$ для случая внешнего однофазного замыкания на землю при качаниях.

чении R_3 от 0 до значения, соответствующего $\frac{R_3}{Z_{11}} = 0,5$, минимальный угол срабатывания падает от 172 до 80°.

На рис. 4 построены аналогичные кривые для случая однофазного замыкания на землю вне защищаемой зоны. Кривые даны для случая $\frac{Z_{1c} + Z_y}{Z_{1c} + Z_{1k}} = 0,5$ для трех значений $\frac{Z_{1c} + Z_{1k}}{Z_{11}} = 0,2; 0,5; 0,8$ и для соотношения величин: $\frac{Z_{0c} + Z_{0k}}{Z_{00}} = 1,1 \left(\frac{Z_{1c} + Z_{1k}}{Z_{11}} \right)$; $\frac{Z_{0c} + Z_{0k}}{Z_{0c} + Z_y (3k + 1)} = 1,07 \frac{Z_{1c} + Z_{1k}}{Z_{1c} + Z_y}$; $\frac{Z_{00}}{Z_{11}} = 3$. Соотношения между э. д. с. и углы сопротивления элементов принимались такими же, как на рис. 3.

Кривые рис. 4 иллюстрируют, в частности, случай, когда при $\frac{Z_{1c} + Z_{1k}}{Z_{11}} = 0,8$ и остальных принятых условиях реле излишне срабатывает при $R_3 = 0$ в диапазоне углов $125^\circ \leq \delta \leq 235^\circ$. Увеличение переходного сопротивления в месте повреждения смещает диапазон углов излишнего срабатывания в сторону меньших углов.

Так, при $\frac{R_3}{Z_{11}} = 0,5$ $40^\circ \leq \delta \leq 190^\circ$, т. е. излишнее срабатывание становится возможным даже при коротком замыкании в нагрузочном режиме. Такое действие защиты при принятых параметрах передачи можно считать достаточно вероятным. Действительно, в соответствии с [Л. 6] для среднепроводящих грунтов сопротивление заземления металлической опоры должно составлять не более 20 ом. Это значение для линии 220 кВ (тросы не имеют глухого заземления на опору) можно приблизительно (без учета сопротивления дуги) принимать равным переходному сопротивлению R_3 .

Тогда значению $\frac{R_3}{Z_{11}} = 0,5$ будет соответствовать сопротивление $Z_{11} = 40$ ом, что эквивалентно линии 100 км. При увеличении длины передачи минимальное значение угла между э. д. с., соответствующее срабатыванию реле, будет больше, чем рассмотрено в данном примере.

По аналогии со случаем однофазного замыкания на землю могут быть получены выражения и для анализа случая замыкания на землю двух фаз. Так, вращающий момент для реле фазы В при замыкании на землю фаз В и С, пренебрегая переходным сопротивлением между фазами, может быть выражен в виде:

$$M_p = \left[R_3 + \frac{1}{3} \frac{a^2 (Z_{1\sigma} + 2Z_{0\sigma})}{Q} - \frac{L}{Q} \frac{Z_{1c} + Z_y}{Z_{1c} + Z_{1k}} \times \right. \\ \left. \times (a^2 Z_{1\sigma} - \dot{N} Z_{0\sigma}) \right] \left[-\frac{Z_{0\sigma}}{Z_{0c} + Z_{0k}} \frac{L}{Q} \right], \quad (18)$$

где

$$Q = 2a^2 + j3L\sqrt{3} \frac{Z_{1c} + Z_y}{Z_{1c} + Z_{1k}}; \quad (19)$$

$$\dot{N} = j\sqrt{3} + \frac{Z_{0c} + (3k + 1) Z_y}{Z_{0c} + Z_{0k}} \frac{Z_{1c} + Z_{1k}}{Z_{1c} + Z_y}, \quad (20)$$

а остальные обозначения аналогичны принятым в выражениях (5) и (6).

Из выражения (18) могут быть получены выражения:

$$B_L = \frac{1}{3} \frac{|Z_{1\sigma} + 2Z_{0\sigma}|}{|Q|} \sin(60^\circ + \varphi'_c - \varphi_L) - \\ - \left| \frac{L}{Q} \right| \frac{Z_{1c} + Z_y}{Z_{1c} + Z_{1k}} |\dot{S}| \sin(\varphi_S + 180^\circ); \quad (21)$$

$$R_3 = \frac{B_L}{\sin(180^\circ + \varphi_L - \varphi_Q)}, \quad (22)$$

где φ'_c — аргумент $(Z_{1\sigma} + 2Z_{0\sigma})$;

$$\dot{S} = a^2 Z_{1\sigma} + \dot{N} Z_{0\sigma}; \quad \varphi_S — \text{аргумент } \dot{S}.$$

По выражениям (21) и (22) могут быть (по аналогии со случаем однофазного замыкания) определены значения B_L и R_3 и проанализировано поведение реле. Отметим, что в целях упрощения анализ может быть ограничен рассмотрением выражений (21) и (22), составленных для опережающей фазы (предполагается, что отстающая фаза блокируется с помощью пускового органа).

На рис. 5 построены кривые, отражающие соотношения (21) и (22). Кривые даны для тех же исходных данных, что и кривые на рис. 4. Кривые рис. 5 иллюстрируют, в частности, случай, когда при $\frac{Z_{1c} + Z_{1k}}{Z_{11}} = 0,8$ и остальных принятых условиях

реле излишне срабатывает при $R_3 = 0$ в диапазоне углов $160^\circ \leq \delta \leq 320^\circ$. Увеличение переходного сопротивления в месте повреждения так же, как при однофазном замыкании на землю, смещает диапазон углов излишнего срабатывания в сторону меньших углов (при $\frac{R_3}{Z_{11}} = 0,5$ реле срабатывает при $88^\circ \leq \delta \leq 240^\circ$), но, если наличие переходного со-

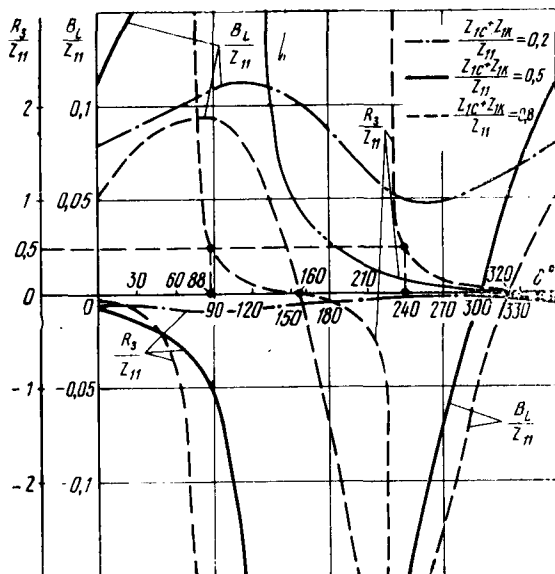


Рис. 5. Кривые зависимости $\frac{B_L}{Z_{11}} = f(\delta)$ и $\frac{R_s}{Z_{11}} = f(\delta)$ для случая внешнего двухфазного замыкания на землю при качаниях.

противления при однофазном замыкании приводит к увеличению вероятности излишнего срабатывания при расхождении фаз Э. Д. С. по концам передачи, то при двухфазном замыкании на землю наоборот — к снижению этой вероятности.

Представляет интерес сопоставить поведение при замыканиях на землю через переходное сопротивление рассмотренного реле и упомянутого выше реле сопротивления, построенного на принципе сравнения (в момент перехода тока нулевой последовательности через 0) фаз компенсированного напряжения и полного падения напряжения в сопротивлении защищаемой зоны [Л. 4]. Работа последнего реле так же, как и рассматриваемого, не зависит от переходного сопротивления относительно земли в режиме одностороннего питания. Однако при замыкании на землю в защищаемой зоне или вне ее на линии с двусторонним питанием (рис. 1) как при наличии, так и при отсутствии переходного сопротивления R_s в месте повреждения поведение этого реле, в отличие от рассмотренного, не зависит от угла сдвига между Э. Д. С. Это объясняется тем, что для случая короткого замыкания на линии (рис. 1) напряжение в месте установки защиты и полное падение напряжения в сопротивлении защищаемой зоны в момент перехода тока через нуль совпадают по знаку при любых углах между Э. Д. С. по концам передачи; следовательно, полярность сравниваемых напряжений в момент сравнения не зависит от угла между Э. Д. С.

При замыкании на землю на участке сети, имеющем питание с нескольких сторон (например, на ответвлении от линии с двусторонним питанием или на линии, отходящей от подстанции, имеющей питание с разных сторон), напряжение в месте установки защиты и полное падение напряжения в сопротивлении защищаемой зоны при наличии

угла сдвига между Э. Д. С. по концам передачи в момент сравнения не будут совпадать по фазе за счет падения напряжения в полном сопротивлении участка, на котором рассматривается короткое замыкание. При этом может иметь место неправильное действие реле при металлическом коротком замыкании и влияние на его работу переходного сопротивления.

Выводы. 1. Анализ реле сопротивления, реагирующего на угол между компенсированным фазным напряжением и током нулевой последовательности, представляет интерес при выборе вариантов выполнения дистанционного органа защиты от замыканий на землю благодаря его относительной простоте и отсутствию влияния на работу реле переходного сопротивления в месте повреждения относительно земли при малых углах между Э. Д. С. по концам передачи.

2. В случае металлического замыкания на землю в режиме качаний при определенных условиях возможны отказ реле (при коротком замыкании в защищаемой зоне) или излишнее срабатывание (при коротком замыкании вне защищаемой зоны).

3. Анализ показал, что на работу реле при наличии угла сдвига между Э. Д. С. по концам передачи переходное сопротивление относительно земли оказывает существенное влияние. При однофазном замыкании на землю через переходное сопротивление опасность неправильного действия реле существенно увеличивается по сравнению со случаем металлического повреждения. Значения переходного сопротивления, приводящие к неправильному действию, могут оказаться близкими к реальным.

4. Реле сопротивления, описанное в [Л. 4], построенное на принципе сравнения фаз компенсированного напряжения и полного падения напряжения в сопротивлении защищаемой зоны в момент перехода тока нулевой последовательности через нуль по сравнению с реле, реагирующим на угол между компенсированным напряжением и током нулевой последовательности, принципиально значительно меньше подвержено неправильному действию под влиянием расхождения фаз Э. Д. С. по концам передачи как при наличии, так и при отсутствии переходного сопротивления в месте повреждения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Атабеков Г. И. Упрощенная защита дистанционного типа от замыканий на землю.— «Электричество», 1940, № 4.
2. Атабеков Г. И. Теоретические основы релейной защиты высоковольтных сетей. М., Госэнергоиздат, 1957.
3. Руководящие указания по релейной защите. Ч. II и III. М., Госэнергоиздат, 1948.
4. Мутон, Суллар. Быстродействующие статические реле сопротивления. В кн.: Современная релейная защита. Пер. докладов Международной конференции по большим электрическим системам (CIGRE), 1968. Под ред. В. М. Ермоленко и А. М. Федосеева. М., «Энергия», 1970.
5. Рубинчик В. А. Действие многофазного компенсированного реле сопротивления при замыканиях на землю через переходное сопротивление.— «Электричество», 1971, № 6.
6. Правила устройства электроустановок. М., «Энергия», 1966.

[12.2.1973]

Распределение тока короткого замыкания в радиальных электрических сетях

Инж. Д. ЯКОБ

Москва

Известные попытки нахождения закона распределения тока короткого замыкания в электрических сетях основывались на опытных наблюдениях конкретных электрических сетей [Л. 1] или же на методах статических испытаний с использованием исходных данных, найденных либо из опыта эксплуатации сетей [Л. 2], либо определенных логическими предпосылками и практическими наблюдениями [Л. 3]. Полученные в этих работах законы распределения тока короткого замыкания мало пригодны для их использования при вероятностном расчете устройств релейной защиты, так как они не позволяют установить вид зависимости плотности распределения тока замыкания от тех факторов, которые определяют случайность величины этого тока.

В статье рассматривается аналитический подход к определению плотности распределения тока короткого замыкания в радиальной сети. Такой метод имеет то преимущество, что он позволяет учесть в математических выражениях для искомой плотности влияние каждого из основных случайных факторов, а также условия эксплуатации защищаемого элемента.

Оценка вероятностных свойств исходных случайных факторов. Основой аналитического определения плотности распределения тока короткого замыкания является анализ вероятностных свойств исходных случайных факторов. К основным факторам, определяющим случайный характер сверхпереходного тока короткого замыкания, протекающего в некоторой линии электропередачи (ВЛ) с односторонним питанием, могут быть отнесены:

- вид короткого замыкания;
- местонахождение короткого замыкания в электрической сети;
- величина сверхпереходной мощности короткого замыкания питающей сети относительно рассматриваемой линии в момент короткого замыкания;
- величина эквивалентной э. д. с. питающей сети;
- величина переходного сопротивления в месте замыкания.

Случайный характер этих факторов математически описывается некоторыми законами распределения. Рассмотрим эти законы распределения для каждого из названных факторов и оценим степень их влияния на вероятностные свойства тока короткого замыкания.

Вид короткого замыкания. Искомую плотность распределения целесообразно определить для каждого из видов короткого замыкания в отдельности. В том случае, когда защита реагирует на несколько видов замыкания, расчетная плотность распределения может быть определена по формуле полной вероятности, исходя из плотностей для отдельных видов замыкания, используя данные об относительных частотах появления разных видов замыкания, найденные на базе аварийной статистики энергосистем.

Местонахождение короткого замыкания. В принципе короткое замыкание может появиться в любом месте электрической сети. Основным фактором, определяющим вероятностный характер величины тока короткого замыкания, является случайность распределения места замыкания вдоль линий электропередачи. Вид этого распределения зависит:

от конструкции отдельных участков линии (наличие грозозащитных тросов, вид опор и изоляторов и т. п.);

особенностей метеорологических условий вдоль трассы линии (частота грозовых явлений, условия образования гололеда, ветровые нагрузки и т. п.);

характера проложенной трассы линии (наличие вдоль отдельных участков трассы застроек, лесных массивов, шоссе и железнодородных пересечений и т. п.).

В общем случае закон распределения места короткого замыкания вдоль линии является достаточно сложной функцией и не инвариантной к различным линиям. В то же время в практических расчетах, требующих знания этого закона, обычно находят применение закон равномерного распределения [Л. 4 и 5]. Это допущение основано на том факте, что при проектировании и во время эксплуатации все мероприятия направлены на устранение «слишком повреждаемых» участков линии и на достижение равномерной прочности и надежности по всей длине ее. Основными условиями для равномерности принятия закона равномерного распределения являются отсутствие участков линии с заведомо повышенной аварийностью и нахождение всей линии электропередачи в районах с одинаковыми природными условиями, что для большинства линий напряжением 35—220 кВ концентрированных энергосистем выполняется.

Правомерность принятия закона равномерного распределения для линий электропередачи крупных и разветвленных энергосистем подчеркивается, в частности, и тем, что расчеты, выполненные в предположении постоянной плотности распределения короткого замыкания для сети одного класса напряжения, дают результаты, хорошо согласующиеся с опытными данными [Л. 5].

Математически этот закон выражается известным образом:

$$f(x_{ВЛ}) = \frac{1}{x_{ВЛ}^{\max} - x_{ВЛ}^{\min}} = \frac{1}{x_{ВЛ}} \text{ при } x_{ВЛ}^{\min} < x_{ВЛ} < x_{ВЛ}^{\max}. \quad (1)$$

В дальнейшем расчет будем вести в относительных единицах, отнеся все сопротивления к величине сопротивления рассматриваемой ВЛ. Тогда выражение (1) принимает следующий вид:

$$f(x_{ВЛ}) = 1 \text{ при } 0 < x_{ВЛ} < 1. \quad (1a)$$

Эквивалентное расчетное сопротивление питающей сети. Величина сверхпереходной мощности ко-

роткого замыкания питающей сети относительно рассматриваемой ВЛ носит случайный характер в результате изменения количества работающих генераторов, места их включения в электрической сети, оперативных и аварийных коммутаций трансформаторов и ВЛ питающей сети, а также изменения режима заземления нейтрали отдельных трансформаторов.

Определение закона распределения эквивалентного расчетного сопротивления каждой из последовательностей, соответствующего случайным изменениям мощности короткого замыкания в течение определенного периода времени (сезон, год), предполагает в каждом случае знание конкретных условий эксплуатации рассматриваемой части питающей сети и может быть сделано на основе статистических данных о режиме ее работы. Пользуясь результатами [Л. 6] и введя коэффициенты, характеризующие сеть с точки зрения степени ее влияния на вероятностные свойства тока короткого замыкания,

$$K = \frac{x_{\text{сети}}^{\max}}{x_{\text{сети}}^{\min}}; \quad (2)$$

$$\kappa = \frac{x_{\text{сети}}^{\max} + x_{\text{сети}}^{\min}}{2x_{\text{ВЛ}}}, \quad (3)$$

для плотности эквивалентного сопротивления питающей сети можно записать:

$$f(\bar{x}_{\text{сети}}) = \frac{(m+1)(K+1)^{m+1} \left[1 - \frac{\bar{x}_{\text{сети}}}{2\kappa} \right]^m}{2\kappa (K^{m+1} - 1)}$$

при

$$\frac{2\kappa}{K+1} < \bar{x}_{\text{сети}} < \frac{2\kappa K}{K+1}, \quad (4)$$

где $m = \varphi(K)$ — степенной показатель, заданный в [Л. 6] и найденный расчетным путем.

Плотность распределения эквивалентного сопротивления дается, таким образом, в виде полинома, причем $f(\bar{x}_{\text{сети}}^{\min}) > f(\bar{x}_{\text{сети}}^{\max})$. Эта разница тем меньше, чем больше K и соответственно, чем меньше m [Л. 6].

Отметим, что принятие закона распределения эквивалентного расчетного сопротивления в виде плотности непрерывной случайной величины является допущением, так как это сопротивление не может принимать любое из всех возможных значений от $x_{\text{сети}}^{\min}$ до $x_{\text{сети}}^{\max}$, а лишь некоторые дискретные значения, обусловленные дискретностью сопротивления генераторов. Для облегчения математического аппарата примем, однако, это допущение, полагая при этом, что единичные мощности отдельных генераторов по сравнению с общей величиной генерирующей мощности достаточно малы.

Эквивалентная расчетная э. д. с. питающей сети. Случайное изменение величины э. д. с. питающей сети за определенный промежуток времени обусловливается необходимостью выполнения в энергосистеме определенных требований по уровням напряжений, балансу мощностей и потерям в электрических сетях. Вследствие этого э. д. с. некоторой части сети в течение, например года, меняется

от некоторого минимального значения $E_{\text{сети}}^{\min}$ до некоторого максимального значения $E_{\text{сети}}^{\max}$ и характеризуется некоторой плотностью распределения вероятностей. Многочисленные расчеты предельных режимов, отвечающих передаче минимальной и максимальной мощности по ВЛ [Л. 7], показывают, что диапазон годовых изменений э. д. с. невелик и обычно не превышает 10—15%. Поэтому, учитывая узость интервала изменения э. д. с., с одной стороны, и малую изученность характера ее плотности распределения, с другой стороны, примем э. д. с. в дальнейшем в качестве неслучайной величины. Это допущение в основном влияет на максимальное и минимальное значения искомого тока короткого замыкания, изменяя их на 5—8%.

Переходное сопротивление в месте короткого замыкания. Наибольшим случайным изменениям подвержено сопротивление электрической дуги. Оно обычно и определяет общую величину переходного сопротивления, особенно при замыканиях между фазами.

Оценим степень влияния дуговых сопротивлений на величину искомого тока короткого замыкания, исходя из известной формулы для сопротивления дуги [Л. 8]:

$$r_d = \frac{E_a}{I_d} l_d, \quad (5)$$

где E_a — градиент напряжения электрической дуги; I_d — действующее значение тока короткого замыкания, протекающего через дугу; l_d — длина дуги.

Учитывая, что для радиальной сети

$$I_{\text{к.з}} = \frac{E_{\text{сети}}}{\sqrt{(x_{\text{сети}} + x_{\text{ВЛ}})^2 + r_d^2}} = \frac{E_{\text{сети}}}{\sqrt{x_{\Sigma}^2 + \left[\frac{E_a l_d}{I_{\text{к.з}}} \right]^2}}, \quad (6)$$

можно написать:

$$I_{\text{к.з}} = \frac{E_{\text{сети}}}{x_{\Sigma}} \sqrt{1 - \left[\frac{E_a l_d}{E_{\text{сети}}} \right]^2}. \quad (7)$$

Из (7) видно, что степень влияния переходного сопротивления дуги на искомый ток $I_{\text{к.з}}$ может быть оценена величиной корня. Пользуясь значением E_a из [Л. 8], а также данными по максимальной и наиболее вероятной начальной длине дуги из [Л. 9] для разных видов ВЛ с различными типами опор, были рассчитаны значения корня в выражении (7). Результаты указывают на незначительное влияние дугового сопротивления на величину тока короткого замыкания в этих условиях. В наиболее «неблагоприятных» условиях для ВЛ 35 кВ на деревянных опорах при максимальной начальной длине дуги неучет дугового сопротивления приводит к погрешности в величине тока замыкания, не превышающей 6%, а в большинстве случаев лежащей в пределах 1%. Это дает достаточно обоснованный аргумент для того, чтобы не учитывать в вероятностной оценке тока короткого замыкания это сопротивление.

Определение плотностей распределения тока короткого замыкания в радиальной сети. При вероятностном расчете уставки первой ступени токовых защит исходными являются:

условная плотность распределения токов коротких замыканий $f'(I_{\text{ВЛ}})$, возникающих при условии

нахождения места замыкания в пределах защищаемой ВЛ («внутренние» короткие замыкания);

условная плотность распределения токов коротких замыканий $f''(I_{ВЛ}^{(n)})$, протекающих по данной ВЛ при условии нахождения места замыкания на смежных элементах вне защищаемой ВЛ («внешние» короткие замыкания).

Для нахождения величины тока короткого замыкания, протекающего по некоторой ВЛ с одно-сторонним питанием, можно записать:

$$I_{ВЛ}^{(n)} = \frac{E_{сети}^{(n)}(p)}{x_{сети}^{(n)}(p) + x_{ВЛ}^{(n)}(p)}, \quad (8)$$

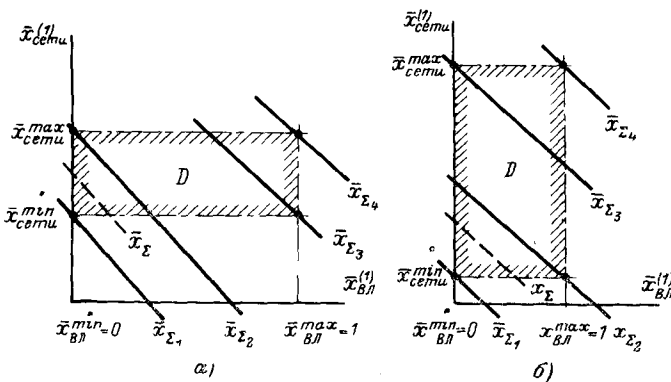
где $E_{сети}^{(n)}(p)$ — расчетная эквивалентная э. д. с. питающей сети при n -м виде короткого замыкания, принимаемая в виде неслучайной величины; $x_{сети}^{(n)}(p)$ — расчетное эквивалентное сопротивление питающей сети при n -м виде короткого замыкания, являющееся случайной величиной; лежащей в некоторых пределах от $x_{сети}^{min}$ до $x_{сети}^{max}$; $x_{ВЛ}^{(n)}(p)$ — расчетное эквивалентное сопротивление питаемой сети при n -м виде короткого замыкания, являющееся случайной величиной и лежащей в пределах от 0 до $x_{ВЛ(з)}$ — при «внутренних» коротких замыканиях и от $x_{ВЛ(з)}$ до $(x_{с.э.} + x_{ВЛ(з)})$ — при «внешних» коротких замыканиях; $x_{ВЛ(з)}$ — сопротивление защищаемой ВЛ; $x_{с.э.}$ — сопротивление i -го смежного элемента.

Обозначая через

$$x_{\Sigma}^{(n)}(p) = x_{сети}^{(n)}(p) + x_{ВЛ}^{(n)}(p) \quad (9)$$

суммарное расчетное сопротивление при данном виде короткого замыкания и учитывая, что сопротивления $x_{сети}^{(n)}(p)$ и $x_{ВЛ}^{(n)}(p)$ являются независимыми случайными величинами, можно записать для плотности распределения суммарного сопротивления [Л. 10]:

$$f(x_{\Sigma}^{(n)}(p)) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x_{сети}^{(n)}(p)) f(x_{ВЛ}^{(n)}(p) - x_{сети}^{(n)}(p)) dx_{сети}^{(n)}(p), \quad (10)$$



Определение плотности распределения суммарного расчетного сопротивления $f(x_{\Sigma})$

$a - x_{сети}^{max} - x_{сети}^{min} > 1$; $b - x_{сети}^{max} - x_{сети}^{min} < 1$.

где бесконечные пределы интегрирования показывают на то, что интегрирование ведется на всем интервале совместного существования плотностей

$$f(x_{сети}^{(n)}(p)) \text{ и } f(x_{ВЛ}^{(n)}(p)).$$

Для проведения расчетов в относительных единицах введем «базисный» ток

$$I_{баз} = \frac{E_{сети}^{(n)}(p)}{x_{ВЛ}^{(1)}(з)},$$

где $x_{ВЛ}^{(1)}(з)$ — сопротивление прямой последовательности защищаемой ВЛ.

Тогда искомый ток можно записать в следующем виде:

$$I_{ВЛ}^{(n)} = \frac{I_{ВЛ}^{(n)}}{I_{баз}} = \frac{x_{ВЛ(з)}^{(1)}(б)}{x_{сети}^{(n)}(p) + x_{ВЛ}^{(n)}(p)} = \frac{1}{x_{\Sigma}^{(n)}(p)}. \quad (8a)$$

Зная плотность $f(x_{\Sigma}^{(n)}(p))$, рассчитанную по выражению (10), и пользуясь известными соотношениями теории вероятностей для определения законов распределения функций случайных величин [Л. 10], можно записать для искомой плотности распределения тока короткого замыкания следующее выражение:

$$f(I_{ВЛ}^{(n)}) = \frac{1}{[I_{ВЛ}^{(n)}]^2} f(x_{\Sigma}) \left(\frac{1}{I_{ВЛ}^{(n)}} \right). \quad (11)$$

Рассмотрим эти соотношения для обеих условных плотностей распределения тока «внутренних» и «внешних» коротких замыканий и примем в виде расчетного трехфазное короткое замыкание.

Условная плотность распределения тока «внутренних» коротких замыканий. Для определения функций $f(x_{\Sigma}^{(n)}(p)) = f(x_{\Sigma}^{(1)})$ необходимо в выражении (10) выявить пределы интегрирования. Следуя [Л. 10], рассмотрим рисунок а и б, где все сопротивления при «внутренних» коротких замыканиях представлены в относительных единицах. Как видно из рисунка, в зависимости от соотношения между коэффициентами K и κ необходимо отдельно рассматривать два случая: А и Б.

Так как исходные плотности $f(x_{сети}^{(1)})$ и $f(x_{ВЛ}^{(1)}(з))$ заданы в конечных пределах, искомая плотность $f(x_{\Sigma}^{(1)})$ выражается в виде «кусочной» функции, заданной в некоторых интервалах разными функциональными выражениями.

Таким образом имеем следующие пределы интервалов значений сопротивления x_{Σ} :

для случая А

$$x_{\Sigma 1} = x_{сети}^{min} + x_{ВЛ}^{min} = \frac{2\kappa}{K+1};$$

$$x_{\Sigma 2} = x_{сети}^{max} + x_{ВЛ}^{min} = \frac{2\kappa K}{K+1};$$

$$x_{\Sigma 3} = x_{сети}^{min} + x_{ВЛ}^{max} = \frac{2\kappa + K + 1}{K+1};$$

$$x_{\Sigma 4} = x_{сети}^{max} + x_{ВЛ}^{max} = \frac{K(2\kappa + 1) + 1}{K+1};$$

для случая Б

$$\begin{aligned}\bar{x}_{\Sigma 1} &= \bar{x}_{\text{сети}}^{\min} + \bar{x}_{\text{ВЛ}}^{\min} = \frac{2\kappa}{K+1}; \\ \bar{x}_{\Sigma 2} &= \bar{x}_{\text{сети}}^{\min} + \bar{x}_{\text{ВЛ}}^{\max} = \frac{2\kappa + K + 1}{K+1}; \\ \bar{x}_{\Sigma 3} &= \bar{x}_{\text{сети}}^{\max} + \bar{x}_{\text{ВЛ}}^{\min} = \frac{2\kappa K}{K+1}; \\ \bar{x}_{\Sigma 4} &= \bar{x}_{\text{сети}}^{\max} + \bar{x}_{\text{ВЛ}}^{\max} = \frac{K(2\kappa + 1) + 1}{K+1}.\end{aligned}$$

Подставляя (1а) и (4) в (10), для различных интервалов значений сопротивления \bar{x}_{Σ} получим (рисунок а и б):

в интервале $\bar{x}_{\Sigma} < \bar{x}_{\Sigma 1}$ $f_0(\bar{x}_{\Sigma}) = 0$;

в интервале $\bar{x}_{\Sigma 1} < \bar{x}_{\Sigma} < \bar{x}_{\Sigma 2}$ для случаев А и Б

$$\begin{aligned}f_1(\bar{x}_{\Sigma}) &= \int_{\bar{x}_{\text{сети}}^{\min}}^{\bar{x}_{\Sigma}} \frac{(m+1)(K+1)^{m+1}}{2\kappa(K^{m+1}-1)} \times \\ &\times \left[1 - \frac{\bar{x}_{\text{сети}}}{2\kappa} \right]^m d\bar{x}_{\text{сети}} = \frac{(K+1)^{m+1}}{K^{m+1}-1} \left[\left(\frac{K}{K+1} \right)^{m+1} - \right. \\ &\left. - \left(1 - \frac{\bar{x}_{\Sigma}}{2\kappa} \right)^{m+1} \right];\end{aligned}\quad (12a)$$

в интервале $\bar{x}_{\Sigma 2} < \bar{x}_{\Sigma} < \bar{x}_{\Sigma 3}$

для случая А

$$\begin{aligned}f_2(\bar{x}_{\Sigma}) &= \int_{\bar{x}_{\text{сети}}^{\min}}^{\bar{x}_{\text{сети}}^{\max}} \frac{(m+1)(K+1)^{m+1}}{2\kappa(K^{m+1}-1)} \times \\ &\times \left[1 - \frac{\bar{x}_{\text{сети}}}{2\kappa} \right]^m d\bar{x}_{\text{сети}} = 1;\end{aligned}\quad (12б)$$

для случая Б

$$\begin{aligned}f_2(\bar{x}_{\Sigma}) &= \int_{\bar{x}_{\Sigma}-1}^{\bar{x}_{\Sigma}} \frac{(m+1)(K+1)^{m+1}}{2\kappa(K^{m+1}-1)} \times \\ &\times \left[1 - \frac{\bar{x}_{\text{сети}}}{2\kappa} \right]^m d\bar{x}_{\text{сети}} = \\ &= \frac{(K+1)^{m+1}}{K^{m+1}-1} \left[\left(1 - \frac{\bar{x}_{\Sigma}-1}{2\kappa} \right)^{m+1} - \left(1 - \frac{\bar{x}_{\Sigma}}{2\kappa} \right)^{m+1} \right];\end{aligned}\quad (12в)$$

в интервале $\bar{x}_{\Sigma 3} < \bar{x}_{\Sigma} < \bar{x}_{\Sigma 4}$ для обоих случаев А и Б

$$\begin{aligned}f_3(\bar{x}_{\Sigma}) &= \int_{\bar{x}_{\Sigma}-1}^{\bar{x}_{\text{сети}}^{\max}} \frac{(m+1)(K+1)^{m+1}}{2\kappa(K^{m+1}-1)} \times \\ &\times \left[1 - \frac{\bar{x}_{\text{сети}}}{2\kappa} \right]^m d\bar{x}_{\text{сети}} = \\ &= \frac{(K+1)^{m+1}}{K^{m+1}-1} \left[\left(1 - \frac{\bar{x}_{\Sigma}-1}{2\kappa} \right)^{m+1} - \frac{1}{(K+1)^{m+1}} \right];\end{aligned}\quad (12г)$$

в интервале $\bar{x}_{\Sigma 4} < \bar{x}_{\Sigma}$ $f_4(\bar{x}_{\Sigma}) = 0$.

Пользуясь выражениями (12) для плотности $f(\bar{x}_{\Sigma})$ и основываясь на выражении (11), можно определить функции искомой плотности распределения

тока «внутренних» коротких замыканий. Таким образом, имеем следующие значения пределов отдельных интервалов токов коротких замыканий:

для случая А

$$\begin{aligned}\bar{I}_{\text{ВЛ}1} &= \frac{1}{\bar{x}_{\Sigma 4}} = \frac{K+1}{1+K(1+2\kappa)}; \\ \bar{I}_{\text{ВЛ}2} &= \frac{1}{\bar{x}_{\Sigma 3}} = \frac{K+1}{1+K+2\kappa}; \\ \bar{I}_{\text{ВЛ}3} &= \frac{1}{\bar{x}_{\Sigma 2}} = \frac{K+1}{2\kappa K}; \\ \bar{I}_{\text{ВЛ}4} &= \frac{1}{\bar{x}_{\Sigma 1}} = \frac{K+1}{2\kappa};\end{aligned}$$

для случая Б

$$\begin{aligned}\bar{I}_{\text{ВЛ}1} &= \frac{1}{\bar{x}_{\Sigma 4}} = \frac{K+1}{1+K(1+2\kappa)}; \\ \bar{I}_{\text{ВЛ}2} &= \frac{1}{\bar{x}_{\Sigma 3}} = \frac{K+1}{2\kappa K}; \\ \bar{I}_{\text{ВЛ}3} &= \frac{1}{\bar{x}_{\Sigma 2}} = \frac{K+1}{1+K+2\kappa}; \\ \bar{I}_{\text{ВЛ}4} &= \frac{1}{\bar{x}_{\Sigma 1}} = \frac{K+1}{2\kappa}.\end{aligned}$$

Для искомой плотности получим:

в интервале токов $\bar{I}_{\text{ВЛ}} < \bar{I}_{\text{ВЛ}1}$ $f'_0(\bar{I}_{\text{ВЛ}}) = 0$;

в интервале токов $\bar{I}_{\text{ВЛ}1} < \bar{I}_{\text{ВЛ}} < \bar{I}_{\text{ВЛ}2}$ для обоих случаев А и Б

$$\begin{aligned}f'_1(\bar{I}_{\text{ВЛ}}) &= \frac{1}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}^2} \frac{(K+1)^{m+1}}{K^{m+1}-1} \left[\left(1 - \frac{\frac{1}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}} - 1}{2\kappa} \right)^{m+1} - \right. \\ &\left. - \frac{1}{(K+1)^{m+1}} \right];\end{aligned}\quad (13a)$$

в интервале токов $\bar{I}_{\text{ВЛ}2} < \bar{I}_{\text{ВЛ}} < \bar{I}_{\text{ВЛ}3}$

для случая А

$$f'_2(\bar{I}_{\text{ВЛ}}) = \frac{1}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}^2};\quad (13б)$$

для случая Б

$$\begin{aligned}f'_2(\bar{I}_{\text{ВЛ}}) &= \frac{1}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}^2} \frac{(K+1)^{m+1}}{K^{m+1}-1} \times \\ &\times \left[\left(1 - \frac{\frac{1}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}} - 1}{2\kappa} \right)^{m+1} - \left(1 - \frac{1}{\bar{I}_{\text{ВЛ}} 2\kappa} \right)^{m+1} \right];\end{aligned}\quad (13в)$$

в интервале токов $\bar{I}_{\text{ВЛ}3} < \bar{I}_{\text{ВЛ}} < \bar{I}_{\text{ВЛ}4}$ для обоих случаев А и Б

$$\begin{aligned}f'_3(\bar{I}_{\text{ВЛ}}) &= \frac{1}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}^2} \frac{(K+1)^{m+1}}{K^{m+1}-1} \left[\left(\frac{K}{K+1} \right)^{m+1} - \right. \\ &\left. - \left(1 - \frac{1}{\bar{I}_{\text{ВЛ}} 2\kappa} \right)^{m+1} \right];\end{aligned}\quad (13г)$$

в интервале токов $\bar{I}_{\text{ВЛ}4} < \bar{I}_{\text{ВЛ}}$ $f'_4(\bar{I}_{\text{ВЛ}}) = 0$.

Полученные выражения (13) действительны при условии стационарности потока коротких замыканий, когда величина тока замыкания на любом отрезке времени определяется только местонахождением короткого замыкания на защищаемой ВЛ и

величиной сверхпереходной мощности короткого замыкания питающей сети в момент возникновения замыкания. Однако многолетние статистические данные показывают, что в течение года поток коротких замыканий нестационарен. В летние месяцы наблюдается повышенная интенсивность замыканий по сравнению с зимними, особенно для воздушных ВЛ. Учет этих соотношений при определении плотности распределения тока коротких замыканий приводит к тому, что в общем случае величина тока короткого замыкания зависит также от времени года возникновения короткого замыкания, так как летом количество работающих генераторов обычно меньше, чем зимой. Вследствие этого вероятность больших значений $x_{\text{сети}}$ летом также выше, чем зимой. Для определения плотности тока короткого замыкания требуется поэтому выделить отдельные периоды времени, в течение которых поток коротких замыканий может считаться стационарным и для которых при известных плотностях $f(x_{\text{сети}})$ может быть применен выше описанный метод нахождения плотности тока короткого замыкания. Зная плотности $f(I_{\text{ВЛ}})$ для отдельных отрезков времени, можно затем по формуле полной вероятности определить искомую плотность, действительную для одного года, учитывая, что на длительных интервалах времени (более года) поток коротких замыканий также может характеризоваться распределением Пуассона. Такой способ определения $f(I_{\text{ВЛ}})$ является, однако, достаточно сложным и мало пригодным для практических расчетов.

Поскольку учет нестационарности потока коротких замыканий связан с увеличением частоты появления замыканий в летние месяцы и, следовательно, приводит к эквивалентному повышению вероятности больших значений $x_{\text{сети}}$ в распределении $f(x_{\text{сети}})$, целесообразнее отразить эти соотношения именно в плотности $f(x_{\text{сети}})$. Повышение же вероятностей больших значений $x_{\text{сети}}$ в выражении (4) приводит к «выравниванию» плотности распределения $f(x_{\text{сети}})$ и приближению ее к равномерному закону, содержащемуся в выражении (4) в качестве частного случая при $m=0$. В качестве расчетной плотности $f(x_{\text{сети}})$ для определения $f(I_{\text{ВЛ}})$ ВЛ с явно выраженной зависимостью параметра потока коротких замыканий от времени года будет более правильным принять закон равномерного распределения величины $x_{\text{сети}}$.

Для упрощения дальнейших записей и большей наглядности аналитических выражений введем два расчетных коэффициента, являющихся функциями исходных коэффициентов K и κ :

$$a = f(x_{\text{сети}}) = \frac{x_{\text{ВЛ}(3)}}{x_{\text{сети}}^{\max} - x_{\text{сети}}^{\min}} = \frac{K+1}{2\kappa(K-1)}; \quad (14a)$$

$$c = \frac{x_{\text{ВЛ}(3)} + x_{\text{сети}}^{\max}}{x_{\text{сети}}^{\max} - x_{\text{сети}}^{\min}} = \frac{K(2\kappa+1)+1}{2\kappa(K-1)} = a + \frac{K}{K-1}. \quad (14b)$$

Тогда полагая в выражениях (13) $m=0$ и подставляя в них (14a) и (14b), получим следующее выражение для искомой плотности распределения

токов «внутренних» коротких замыканий: при $a > 1$

$$\left. \begin{aligned} f'_0(I_{\text{ВЛ}}) &= 0, & \bar{I}_{\text{ВЛ}} < \bar{I}_{\text{ВЛ1}} &= \frac{a}{c}; \\ f'_1(\bar{I}_{\text{ВЛ}}) &= \frac{1}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}^2} \left[c - \frac{a}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}} \right], & \bar{I}_{\text{ВЛ1}} < \bar{I}_{\text{ВЛ}} < \\ & & < \bar{I}_{\text{ВЛ2}} &= \frac{a}{c-1}; \\ f'_2(\bar{I}_{\text{ВЛ}}) &= \frac{1}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}^2}, & \bar{I}_{\text{ВЛ2}} < \bar{I}_{\text{ВЛ}} < \bar{I}_{\text{ВЛ3}} &= \frac{a}{c-a}; \\ f'_3(\bar{I}_{\text{ВЛ}}) &= \frac{1}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}^2} \left[\frac{a}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}} - (c-a-1) \right], \\ & & \bar{I}_{\text{ВЛ3}} < \bar{I}_{\text{ВЛ}} < \bar{I}_{\text{ВЛ4}} &= \frac{a}{c-a-1}; \\ f'_4(\bar{I}_{\text{ВЛ}}) &= 0, & \bar{I}_{\text{ВЛ4}} < \bar{I}_{\text{ВЛ}}; \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{при } a < 1 \\ f'_0(\bar{I}_{\text{ВЛ}}) &= 0, & \bar{I}_{\text{ВЛ}} < \bar{I}_{\text{ВЛ1}} &= \frac{a}{c}; \\ f'_1(\bar{I}_{\text{ВЛ}}) &= \frac{1}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}^2} \left[c - \frac{a}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}} \right], & \bar{I}_{\text{ВЛ1}} < \bar{I}_{\text{ВЛ}} < \bar{I}_{\text{ВЛ2}} &= \frac{a}{c-a}; \\ f'_2(\bar{I}_{\text{ВЛ}}) &= \frac{a}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}^2}, & \bar{I}_{\text{ВЛ2}} < \bar{I}_{\text{ВЛ}} < \\ & & < \bar{I}_{\text{ВЛ3}} &= \frac{a}{c-1}; \\ f'_3(\bar{I}_{\text{ВЛ}}) &= \frac{1}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}^2} \left[\frac{a}{\bar{I}_{\text{ВЛ}}} - (c-a-1) \right], & \bar{I}_{\text{ВЛ3}} < \bar{I}_{\text{ВЛ}} < \\ & & < \bar{I}_{\text{ВЛ4}} &= \frac{a}{c-a-1}; \\ f'_4(\bar{I}_{\text{ВЛ}}) &= 0, & \bar{I}_{\text{ВЛ4}} < \bar{I}_{\text{ВЛ}}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Сравнение аналитических выражений (13) с (15) и (16) при конкретных значениях коэффициентов K и κ показывает, что они мало отличаются друг от друга, особенно при значениях $K > 2,5$ и $a > 1$, что наиболее часто встречается в практических условиях.

Условная плотность распределения тока «внешних» коротких замыканий. Введя расчетный коэффициент

$$l_i = \frac{x_{\text{с.с.}}^{(1)}}{x_{\text{ВЛ}(3)}^{(1)}}, \quad (17)$$

можно записать для плотности $f(x_{\text{ВЛ}(p)}^{(n)})$ в предположении равномерного распределения местонахождения замыкания на i -м смежном элементе:

$$f(x_{\text{ВЛ}(p)}^{(n)}) = \frac{\bar{x}_{\text{ВЛ}(3)}^{(1)}}{\bar{x}_{\text{ВЛ}(p)}^{\max} - \bar{x}_{\text{ВЛ}(p)}^{\min}} = \frac{1}{l_i} \quad \text{при } 1 < \bar{x}_{\text{ВЛ}(p)}^{(1)} < 1 + l_i. \quad (18)$$

С использованием выражения (18) по аналогии с выше приведенной методикой могут быть опреде-

лены плотности $f(x_{\Sigma}^{(1)})$ для случаев «внешних» коротких замыканий на i -м смежном элементе. Далее можно найти исходя из (11) искомые выражения для плотности распределения тока «внешних» коротких замыканий $f''_i(I_{ВЛ})$.

Окончательные выражения могут быть записаны в следующем виде:

при $a > \frac{1}{l_i}$

$$f''_{0i}(I_{ВЛ}) = 0, \quad \bar{I}_{ВЛ} < \bar{I}_{ВЛ1} = \frac{a}{c + l_i a};$$

$$f''_{1i}(I_{ВЛ}) = \frac{1}{I_{ВЛ}^2} \frac{1}{l_i} \left[c + al_i - \frac{a}{I_{ВЛ}} \right],$$

$$\bar{I}_{ВЛ1} < \bar{I}_{ВЛ} < \bar{I}_{ВЛ2} = \frac{a}{c - 1 + al_i};$$

$$f''_{2i}(I_{ВЛ}) = \frac{1}{I_{ВЛ}^2} \frac{1}{l_i},$$

$$\bar{I}_{ВЛ2} < \bar{I}_{ВЛ} < \bar{I}_{ВЛ3} = \frac{a}{c};$$

$$f''_{3i}(I_{ВЛ}) = \frac{1}{I_{ВЛ}^2} \frac{1}{l_i} \left[\frac{a}{I_{ВЛ}} - c + 1 \right],$$

$$\bar{I}_{ВЛ3} < \bar{I}_{ВЛ} < \bar{I}_{ВЛ4} = \frac{a}{c - 1};$$

$$f''_{4i}(I_{ВЛ}) = 0, \quad \bar{I}_{ВЛ4} < \bar{I}_{ВЛ};$$

(19)

при $a < \frac{1}{l_i}$

$$f''_{0i}(I_{ВЛ}) = 0, \quad \bar{I}_{ВЛ} < \bar{I}_{ВЛ1} = \frac{a}{c + al_i};$$

$$f''_{1i}(I_{ВЛ}) = \frac{1}{I_{ВЛ}^2} \frac{1}{l_i} \left[c + al_i - \frac{a}{I_{ВЛ}} \right],$$

$$\bar{I}_{ВЛ1} < \bar{I}_{ВЛ} < \bar{I}_{ВЛ2} = \frac{a}{c};$$

$$f''_{2i}(I_{ВЛ}) = \frac{a}{I_{ВЛ}^2},$$

$$\bar{I}_{ВЛ2} < \bar{I}_{ВЛ} < \bar{I}_{ВЛ3} = \frac{a}{c - 1 + al_i};$$

$$f''_{3i}(I_{ВЛ}) = \frac{1}{I_{ВЛ}^2} \frac{1}{l_i} \left[\frac{a}{I_{ВЛ}} - c + 1 \right],$$

$$\bar{I}_{ВЛ3} < \bar{I}_{ВЛ} < \bar{I}_{ВЛ4} = \frac{a}{c - 1};$$

$$f''_{4i}(I_{ВЛ}) = 0, \quad \bar{I}_{ВЛ4} < \bar{I}_{ВЛ}.$$

(20)

Таким образом получены выражения для условной плотности распределения токов «внешних» коротких замыканий при условии нахождения места замыкания на одной из смежных элементов. В общем случае к рассматриваемой ВЛ подключены несколько соседних элементов, что необходимо учесть в окончательном выражении для плотности распределения $f''(I_{ВЛ})$.

Пренебрегая маловероятными случаями одновременного возникновения короткого замыкания на различных соседних элементах, можно определить искомую плотность $f''(I_{ВЛ})$, исходя из известной

формулы полной вероятности:

$$f''(I_{ВЛ}) = \sum_{i=1}^{n_{с.з.}} f''_i(I_{ВЛ}) h_i, \quad (21)$$

где $f''_i(I_{ВЛ})$ — условная плотность распределения «внешних» коротких замыканий при нахождении замыкания на i -м соседнем элементе; $h_i = \frac{\omega''_i}{\omega''_{\Sigma}}$ — относительная величина параметра потока коротких замыканий на i -м соседнем элементе; $\omega''_{\Sigma} = \sum_{i=1}^{n_{с.з.}} \omega''_i$ — параметр потока коротких замыканий, возникающих на всех $n_{с.з.}$ смежных элементах.

Обычно для не очень коротких ВЛ средняя частота появления коротких замыканий на ВЛ в несколько раз больше, чем частота появления замыканий на сборных шинах подстанции и трансформаторов. Поэтому определяющими искомую плотность $f''(I_{ВЛ})$ являются в основном соседние ВЛ. Если в первом приближении удельная повреждаемость соседних ВЛ может быть принята одинаковой, то можно написать:

$$h_i = \frac{L_i}{\sum_{i=1}^{n_{ВЛ}} L_i}, \quad (22)$$

где L_i — длина i -й соседней ВЛ; $n_{ВЛ}$ — количество соседних ВЛ; $\sum_{i=1}^{n_{ВЛ}} L_i = L_{\Sigma}$ — суммарная длина соседних ВЛ питаемой сети.

И далее,

$$f''(I_{ВЛ}) = \sum_{i=1}^{n_{ВЛ}} \frac{f''_i(I_{ВЛ}) L_i}{L_{\Sigma}}. \quad (23)$$

Из (23) видно, что искомая плотность $f''(I_{ВЛ})$ в общем случае зависит от соотношений длин соседних ВЛ и выражается достаточно сложным математическим выражением, мало удобным для дальнейшего использования.

В то же время с достаточной точностью, особенно тогда, когда длины соседних ВЛ и их удельное сопротивление мало отличаются друг от друга, в качестве $f''_i(I_{ВЛ})$ может быть принята плотность распределения для некоторой фиктивной соседней ВЛ с эквивалентной длиной

$$L_{\Phi} = \frac{\sum_{i=1}^{n_{ВЛ}} L_i}{n_{ВЛ}}. \quad (24)$$

Подставляя выражение (24) в (23), видно, что для искомой плотности распределения тока «внешних» коротких замыканий могут быть использованы выражения (19) или (20), причем под коэффициен-

том l_i необходимо понимать величину

$$l_{\Phi} = \frac{L_{\Phi}}{L_{ВЛ3}} = \frac{\sum_{i=1}^{n_{ВЛ}} L_i}{n_{ВЛ} L_{ВЛ3}}. \quad (25)$$

Законы распределения тока короткого замыкания при других видах замыканий могут быть определены аналогичным образом, учитывая соответствующие расчетные величины сопротивлений и э. д. с., а также в случае замыканий на землю характер корреляционной связи между сопротивлениями прямой и нулевой последовательности питающей сети.

Выводы. 1. Основываясь на анализе исходных случайных факторов, определяющих вероятностный характер величины тока короткого замыкания, в радиальной электрической сети найдены аналитические выражения для плотностей распределения тока короткого замыкания, протекающего ВЛ с односторонним питанием, которые могут быть использованы при вероятностном расчете токовых защит.

2. Плотность распределения тока короткого замыкания радиальной ВЛ не является инвариантной по отношению к различным ВЛ, а в значительной степени зависит от ее длины и количества смежных ВЛ, а также условий эксплуатации питающей сети.

3. Вид условных плотностей распределения тока короткого замыкания имеет явно выраженный

асимметричный характер, что указывает на недопустимость аппроксимации этой плотности законом нормального распределения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Streuber M. Statistische Untersuchung der Kurzschlußbedingungen in industriellen Niederspannungsnetzen. — «Elektrie», 1967, № 3.
2. Klemm L., Stieb S. Häufigkeitsverteilung der Kurzschlußstromstärken in Mittelspannungsnetzen. — «Energietechnik», 1970, № 4.
3. Вилесов Д. В., Целемский В. А. Вероятностная оценка величин ударных токов короткого замыкания в автономных электроэнергетических системах. — «Электричество», 1970, № 6.
4. Кац П. Я., Марченко Е. И., Садовский Ю. Д. Вероятностные характеристики устойчивости энергосистемы при коротких замыканиях. — «Изв. НИИПТ», 1966, № 12.
5. Кац П. Я., Садовский Ю. Д. Расчет закона распределения отклонений режимных параметров под влиянием коротких замыканий в сложной энергосистеме. — «Изв. НИИПТ», 1965, № 11.
6. Шур С. С. Статистические характеристики вынужденной составляющей переходного процесса перенапряжений. «Изв. НИИПТ», 1966, № 12.
7. Казачкова Е. И., Лифшиц Г. Л. Влияние статистических характеристик э. д. с. на распределение вынужденной составляющей напряжения. «Изв. НИИПТ», 1969, № 15.
8. Schier A. Resistance of electrical fault arc in very high voltage networks. — «Elec. India», 1970, № 8.
9. Майкопар А. С. Дуговые замыкания на линиях электропередачи. М., «Энергия», 1965.
10. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М., «Наука», 1969.

[6.12.1972]



УДК 621.3.019.3.001.1

Статистическая оценка погрешности при расчете показателей надежности электрооборудования

Доктор техн. наук А. А. СПИРИН, канд. техн. наук Э. М. ЭПШТЕИН

Азербайджанский институт нефти и химии им. М. Азизбекова

При исследовании надежности электрооборудования электрических систем в большинстве случаев поток отказов оборудования принимается простейшим, а закон распределения времени безотказной работы — экспоненциальным, что значительно упрощает расчеты показателей надежности оборудования. В ряде случаев это допущение вносит существенную погрешность в производимые расчеты в связи с тем, что истинный закон распределения времени безотказной работы электрооборудования может быть и не экспоненциальным.

Проверка статистических гипотез о законе распределения по критериям Пирсона, Колмогорова, как и по большинству других критериев, надежно гарантирует от ошибок первого рода (отвергнуть верную гипотезу) и не всегда гарантирует от ошибок второго рода (принять ошибочную гипотезу). В последнем случае погрешность в оценке показателей надежности может оказаться столь значительной, что, по мнению некоторых авторов [Л. 1], такой расчет не будет иметь практического значения. Отсюда возникает необходимость выяснить условия, при которых можно использовать для расчета показателей надежности экспоненциальный закон распределения времени безотказной работы, соблюдая при этом приемлемую для практических расчетов точность.

Погрешность в оценке показателей надежности элементов электрических сетей, допускаемая при использовании статистических параметров потока отказов, обусловлена в основном двумя обстоятельствами.

1. Истинный закон распределения времени наработки на отказ является не экспоненциальным, а каким-то иным (нормальным, равномерным, Релея и т. д.).

2. Время безотказной работы подчиняется экспоненциальному закону распределения, но параметр λ , определенный статистически, имеет некоторое отклонение от истинного значения, обусловленное ограниченным временем наблюдения и, следовательно, ограниченным количеством отказов оборудования.

В первом случае абсолютное значение погрешности в определении функции надежности можно вычислить согласно выражению [Л. 1 и 2]:

$$|\Delta| = z_q \sigma = z_q \sqrt{\frac{R(t)[1-R(t)]}{n}}. \quad (1)$$

Здесь σ — стандарт отклонения эмпирического распределения от теоретического; z_q — аргумент нормирования функции Лапласа, соответствующий уровню достоверности q , выбранному для оценки

погрешности; $R(t)$ — функция надежности элемента сети.

Под $R(t)$ будем понимать вероятность безотказной работы элемента за время t . При $R(t) < 0,99$ (что характерно для большинства элементов электрических сетей) этот показатель достаточно хорошо характеризует надежность работы.

Формула (1) имеет существенный недостаток: для ее использования в расчетах необходимо знать истинное значение функции надежности, что требует в свою очередь знания истинного закона распределения времени безотказной работы исследуемых элементов сети. Поэтому ввиду невозможности точного вычисления этой погрешности возникает необходимость хотя бы оценить максимальную величину возможной ошибки.

При уменьшении функции надежности элемента сети (рис. 1) погрешность в определении $R(t)$ возрастает. В то же время при данном среднем времени T_0 между отказами наименьшее значение $R(t)$ принимает при экспоненциальном законе распределения (рис. 2). Следовательно, наибольшая ошибка при определении одной и той же функции надежности будет иметь место в том случае, когда истинный закон распределения будет экспоненциальным, а принята гипотеза о каком-то ином законе распределения. Во всех остальных случаях ошибка будет меньше.

Наибольшее значение погрешности вычисляется по формуле, аналогичной (1):

$$|\Delta|_{\max} = z_q \sqrt{\frac{e^{-\alpha n} (1 - e^{-\alpha n})}{n}},$$

тогда максимальная относительная ошибка

$$|\Delta|_{\max}^* = \frac{|\Delta|_{\max}}{R(t)} = z_q \sqrt{\frac{1 - e^{-\alpha n}}{n e^{-\alpha n}}}.$$

Здесь: $\alpha = \frac{t}{NT} = \frac{\lambda t}{n}$; t — время, для которого определяется вероятность безотказной работы; n — количество отказов оборудования, наблюдавшихся за время T .

Раскладывая $e^{-\alpha n}$ в степенной ряд и ограничиваясь первыми двумя членами, получаем упрощенное выражение для определения предельных значений погрешностей

абсолютной

$$|\Delta|_{\max} \approx z_q \sqrt{\alpha (1 - \alpha n)}; \quad (2)$$

относительной

$$|\Delta|_{\max}^* \approx z_q \sqrt{\frac{\alpha}{1 - \alpha n}}. \quad (2a)$$

Упрощение за счет отбрасывания остальных членов ряда приводит к некоторому завышению величины оцениваемой погрешности, что вполне допустимо, так как дает возможность вычислить верхний предел допускаемой ошибки с некоторым запасом. Таким образом, максимальная относительная ошибка, обусловленная отличием теоретического закона распределения времени безотказной работы от эмпирического, не превышает величины, стоящей в правой части выражения (2a).

Однако величина относительной ошибки в оценке функции надежности сама по себе еще не дает

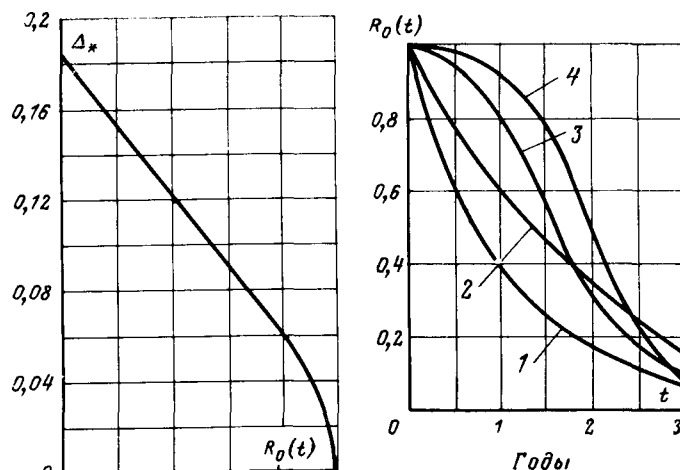


Рис. 2.

Рис. 1. Относительная погрешность $\Delta^* = \frac{\Delta}{R(t)}$, допускаемая при расчете функции надежности $R(t)$.

Рис. 2. Влияние различных законов распределения времени безотказной работы элемента сети на его функцию надежности при $T_0 = 1,2$ года.

1 — экспоненциальный; 2 — равномерный; 3 — Релея; 4 — нормальный.

полного представления о точности проведенных расчетов и должна задаваться в зависимости от величины $R(t)$, так как при высоких значениях вероятности безотказной работы элемента сети даже небольшая относительная ошибка в определении функции надежности может привести к значительным погрешностям в определении другого показателя — вероятности отказа элемента $Q(t) = 1 - R(t)$.

Так, например, задаваясь 10%-ной величиной погрешности в определении вероятности отказа элемента сети, приходим к выводу, что допустимая максимальная относительная погрешность при расчете вероятности безотказной работы этого элемента не должна превышать:

$$1\% \text{ при } R(t) = 0,9 \text{ и} \\ 0,1\% \text{ при } R(t) = 0,99.$$

Вычислим, какой объем наблюдений за исследуемым оборудованием необходимо выполнить, чтобы максимальная относительная ошибка при расчете вероятности отказа не превышала некоторой заданной величины $1/x$. Величина допустимой ошибки

$$|\Delta|_d = \frac{1}{x} Q(t) \approx \frac{\alpha n}{x}. \quad (3)$$

Выполняя условие $|\Delta|_{\max} = |\Delta|_d$, приравняем правые части (2) и (3):

$$\frac{\alpha n}{x} = z_q \sqrt{\alpha (1 - \alpha n)}, \quad (4)$$

откуда после соответствующих преобразований с учетом $\alpha = \frac{t}{NT}$ и $\lambda = \frac{n}{NT}$ получаем зависимость необходимого объема наблюдений от параметра потока отказов оборудования λ и периода прогнозирования t :

$$NT = \frac{x^2 z_q^2 (1 - \lambda t)}{\lambda^2 t}. \quad (5)$$

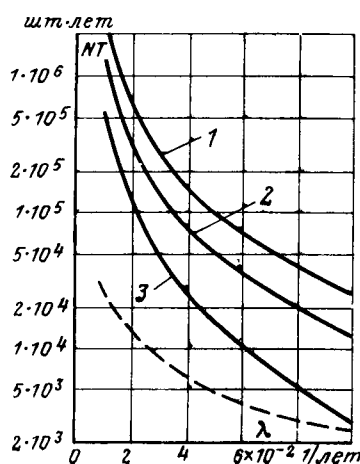


Рис. 3. Кривые зависимости минимального объема наблюдений NT от интенсивности потока отказов λ и периода прогнозирования t при 10%-ной погрешности расчетов.
1 — $t=1$ год; 2 — $t=2$ года; 3 — $t=5$ лет; 4 — $t=10$ лет.

Кривые зависимости $NT=f(\lambda)$ при различных периодах прогнозирования t , уровне достоверности $q=0,9$ и 10%-ной допустимой погрешности приведены на рис. 3 (сплошные линии). Как видно, ма-

ксимальный практически выполнимый объем наблюдений (до 10^5 шт.лет) соответствует интенсивности отказа $\lambda=0,05$. Для оборудования, обладающего более высокой надежностью ($\lambda \leq 0,05$), сохранить заданный уровень точности при расчете показателей надежности практически не представляется возможным.

В том случае, когда время безотказной работы элементов электрической системы подчиняется экспоненциальному закону, погрешность в расчетах показателей надежности, которая возникает из-за разброса значений параметра потока отказов λ , определяется путем вычисления доверительных интервалов для средних значений $\lambda_{\text{ср}}$ интенсивности отказов элементов. При этом погрешность в оценке $R(t)$ зависит от размаха доверительного интервала, рассчитанного с определенным уровнем значимости, а размах доверительного интервала — от объема выборки, по которой оценивается эмпирическое значение интенсивности отказов оборудования.

Границы доверительного интервала для параметра потока случайных событий, подчиняющегося экспоненциальному закону распределения, соответствуют неравенству:

$$P\{\lambda'' < \lambda_{\text{ср}} < \lambda'\} \geq 1 - (\varepsilon_1 + \varepsilon_2). \quad (6)$$

Так как нас интересуют отклонения параметра потока отказов в обе стороны, то применяем двусторонний критерий значимости. Тогда $\varepsilon_1 + \varepsilon_2 = 1 - q$, где q — уровень значимости, принимаемый равным 10%, т. е. $q=0,9$, а $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0,05$. Это означает, что с вероятностью $P \geq 0,9$ истинное значение параметра потока отказа λ окажется внутри рассчитанного на основании статистических материалов интервала.

Верхняя и нижняя границы (соответственно λ' и λ'') доверительного интервала рассчитываются с помощью таблиц [Л. 3] в зависимости от n наблюдаемых отказов, объема NT наблюдений и уровня значимости q и могут быть представлены в виде эмпирических выражений:

$$\lambda' = \frac{n + b\sqrt{n} + a}{NT}; \quad \lambda'' = \frac{n - b\sqrt{n} + a}{NT}, \quad (7)$$

где a, b — коэффициенты, численное значение которых зависит от уровня значимости. При $q=0,9$ $a=1,75$, $b=1,645$.

Так как верхняя и нижняя граничные точки доверительного интервала расположены несимметрично относительно среднего значения $\lambda_{\text{ср}}$, максимальная погрешность при определении функции надежности будет иметь место, когда параметр λ примет одно из граничных значений, и, как видно из (7), верхнее граничное значение

$$|\delta_b| = e^{-\lambda_{\text{ср}} t} - e^{-\lambda' t} = e^{-an} - e^{-an + b\sqrt{n} + a} \approx \approx a(n + b\sqrt{n} + a) - an = \frac{b\sqrt{n} + a}{NT} t. \quad (8)$$

Как и в предыдущем случае, принимаемое приближение приводит к некоторому завышению оцениваемой погрешности δ_b . Здесь $|\delta_b|$ — абсолютное значение погрешности, одинаковое и при расчете $R(t)$ электрооборудования и при определении $Q(t)$. Однако относительная ошибка будет выше при расчете вероятности отказа. По этому показателю и будет устанавливаться максимальная допустимая погрешность и минимальный объем наблюдений за исследуемым оборудованием, необходимый для обеспечения заданной точности расчетов.

Принимая, что максимальная допустимая погрешность расчета $Q(t)$ не должна превышать $1/x$ доли от $Q(t)$, получаем:

$$\frac{an}{x} = \frac{b\sqrt{n} + a}{NT} t \quad (9)$$

или

$$\lambda NT - (x - 1)b\sqrt{\lambda NT} - a(x - 1) = 0. \quad (10)$$

Решением этого уравнения относительно NT определяется минимальный объем наблюдений за исследуемым оборудованием.

На рис. 3 приведена кривая (пунктирная линия), иллюстрирующая зависимость минимального объема наблюдений NT от средней интенсивности отказов $\lambda_{\text{ср}}$ электрооборудования при 10%-ной погрешности расчета вероятности отказа. В этом случае необходимый для обеспечения заданной точности объем наблюдений NT не зависит от периода прогнозирования t , так как с ростом t происходит пропорциональное возрастание как погрешности в оценке вероятности отказа, так и самой вероятности отказа. Минимальный объем наблюдений NT при одинаковой допустимой погрешности в последнем случае существенно меньше и при любом значении интенсивности отказов не превышает $5 \cdot 10^4$.

Выводы. 1. В приближенных расчетах показателей надежности элементов электрических сетей можно пользоваться формулами для экспоненциального закона распределения времени безотказной работы даже в том случае, когда нет сведений о том, что поток отказов является простейшим. Допускаемая в этих расчетах ошибка зависит от объема первичной информации об отказах электрооборудования и от параметра потока отказов.

2. Проведенные расчеты показали, что при интенсивности потока отказов $\lambda \geq 0,05$ 1/год экспоненциальный закон распределения может быть применен с соблюдением при этом приемлемой для практических расчетов точности. Если интенсивность потока отказов $\lambda < 0,05$ 1/год, то применение экспонен-

Применение математического моделирования для определения напряжения короткого замыкания трансформаторов

Инж. А. Л. АМРОМИН

(Свердловск)

канд. техн. наук С. И. ЛУРЬЕ

(Москва)

На стадии проектирования силовых трансформаторов возникает необходимость анализировать индуктивные сопротивления и напряжения короткого замыкания обмоток или частей обмоток, произвольно расположенных в сечении окна магнитопровода. Особенно остро этот вопрос стоит для мощных преобразовательных трансформаторов со сложными расщепленными обмотками при расчете несимметричных аварийных режимов, когда нагружена только часть вторичной обмотки. Известные аналитические методы расчета [Л. 1—4] не позволяют учесть влияние на индуктивное сопротивление рассеяния трансформаторов ферромагнитных поверхностей произвольной формы (ярм, прессующих колец и балок, магнитных экранов и др.), находящихся вблизи обмоток.

Существенную помощь в преодолении трудностей может оказать моделирование полей рассеяния с помощью электропроводящей бумаги, применяющееся в последние годы для расчета магнитного поля, добавочных потерь в обмотках и элементах конструкции и электродинамических усилий [Л. 5—7]. Индуктивное эквивалентное сопротивление сложной обмотки (напряжение короткого замыкания) сводится во многих методах к совокупности индуктивных сопротивлений отдельных пар частей обмоток (или их частей), каждое из которых может быть определено с помощью энергии магнитного поля рассеяния W :

$$x_k = \omega \frac{2W}{I_n^2}, \quad (1)$$

где I_n — эффективное значение номинального тока (считаем обмотки приведенными к одному числу витков);

$$W = \int_V \frac{1}{2\mu} B^2 dV, \quad (2)$$

причем $\mu = \mu_0 \mu'$ — магнитная проницаемость (при допущении в стали $\mu' = \infty$ под V следует понимать только объем поля рассеяния вне стали, при этом $\mu = \mu_0$).

Для определения энергии во всем объеме поля (включая область обмоток) на математической модели трансформатора [Л. 5 и 6] всю площадь бумаги, занятую электрическим полем, потребовалось бы разбить на элементарные площадки, например квадраты, в каждом из них измерить электрические градиенты, соответствующие B_x и B_y (рис. 1), и

определить сумму величин $B^2 = B_x^2 + B_y^2$, что является трудоемкой работой. В таблице аналогий [Л. 4] указано, что суммирование квадратов градиентов по всей поверхности бумаги модели соответствует нахождению мощности активных потерь в ней, что также трудно осуществить с необходимой точностью (модель имеет в основном емкостное сопротивление, а ее питание производится переменным током повышенной частоты).

Более рационально использовать второе известное выражение энергии магнитного поля:

$$W = \frac{1}{2} \int_{V_{обм}} \vec{A} \delta dV_{обм}, \quad (3)$$

где \vec{A} — магнитный вектор-потенциал, а интегрирование распространяется на ту часть поля, где плотность тока δ не равна нулю, т. е. только на объем обмоток $V_{обм}$ (на модели — на сечение обмоток $S_{обм}$).

Рассмотрим определение энергии поля рассеяния трансформатора с двумя обмотками 1 и 2 (рис. 1). Можно показать, что при определенных, обычно применяемых, допущениях расчета поля рассеяния (поле считается плоскопараллельным, плотности тока δ_1 и δ_2 постоянны в сечении обмоток и т. д.) формула (2) сильно упрощается:

$$W = \frac{1}{2} \pi D_{ср} I (A_{1ср} - A_{2ср}), \quad (4)$$

где $I = \delta_1 S_{обм1} = \delta_2 S_{обм2}$ — н. с. обмоток; $D_{ср}$ — средний диаметр сечения обмоток; $D_{ср} = D_{ст} + 2a_{01} + a_1 + a_2 + a_{12}$; $D_{ст}$ — диаметр стержня; $A_{1ср}$ и $A_{2ср}$ — средние значения векторных потенциалов в сечениях обмоток $S_{обм1}$ и $S_{обм2}$.

Если, например, сечение первой обмотки разбито на n одинаковых площадок (рис. 1), тогда

$$A_{1ср} = \frac{1}{S_{обм1}} \iint_{S_{обм1}} A_1(x, y) dx dy \approx \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{i=n} A_{1i}. \quad (5)$$

На математической модели векторному потенциалу A соответствуют в каждой точке электрические потенциалы ϕ , поэтому для определения энергии магнитного поля (а затем и x_k) необходимо сечение обмоток с постоянной плотностью тока, соответствующие электродам обмоток, разбить на равные площадки, определить их потенциалы (например, в центрах площадок относительно одной базовой точки), а далее суммированием потенциалов

циального закона допустимо только в том случае, когда есть подтверждение того, что вероятность безотказной работы исследуемого оборудования имеет действительно экспоненциальное распределение.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рябинин И. А., Рубинович В. Д. О влиянии типа законов распределения времени исправной работы и времени

восстановления на характеристики надежности резервированной системы. В кн.: Теория надежности и массовое обслуживание. М., «Наука», 1969, с. 46—53.

2. Видуев Н. Г., Кондра Г. С. Вероятностно-статистический анализ погрешностей измерения. М., «Недра», 1969, 125 с.

3. Большов Л. Н., Смирнов Н. В. Таблицы математической статистики. М., «Наука», 1965, 256 с.

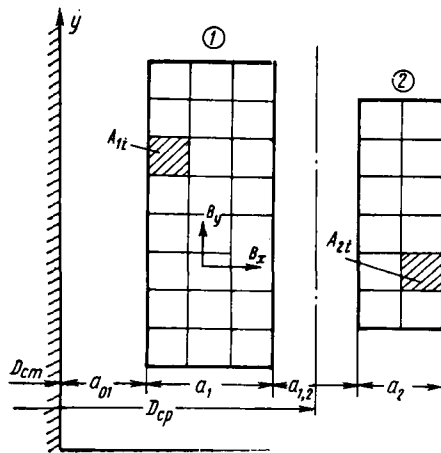


Рис. 1. Сечение обмоток 1 и 2 двухобмоточного трансформатора.

площадок и делением на их число найти средние потенциалы φ_{1cp} и φ_{2cp} и их разность [Л. 8]:

$$W \equiv D_{cp} I_M (\varphi_{1cp} - \varphi_{2cp}), \quad (6)$$

где I_M — ток модели, соответствующий н. с. обмотки 1.

Описанный метод (аналогичный [Л. 8]) можно назвать методом средне-арифметического усреднения по элементарным участкам (первый метод). В большинстве практических случаев нахождение разности средних потенциалов пары обмоток можно значительно упростить, воспользовавшись при численном интегрировании кубатурными формулами.

Для определения интеграла функции $\varphi(x, y)$ в прямоугольной области известно несколько кубатурных формул, использующих значения функции в характерных точках: вершинах, центре и серединах сторон прямоугольника. Так, кубатурная формула Симпсона [Л. 9] для нахождения разности потенциалов пары обмоток (рис. 2) приводит к выражению (промежуточные выкладки опущены):

$$\varphi_{1cp} - \varphi_{2cp} = \frac{1}{36} \left[\sum_{n=9}^{n=12} \varphi_{n-Q} + \sum_{m=13}^{m=16} \varphi_{P-m} + 4 \left(\sum_{n=1}^{n=4} \varphi_{n-Q} + \sum_{m=5}^{m=8} \varphi_{P-m} \right) - 4\varphi_{P-Q} \right], \quad (7)$$

где n и m — номера точек в обмотках 1 и 2 соответственно по рис. 2; φ_{n-Q} — разность потенциалов между центром сечения Q обмотки 2 и произвольной точкой n обмотки 1; φ_{P-m} — разность потенциа-

лов между центром сечения P обмотки 1 и точкой m обмотки 2; φ_{P-Q} — разность потенциалов между центрами сечений P и Q обмоток 1 и 2.

Почти такую же точность, как формула Симпсона, имеет другая кубатурная формула [Л. 9], содержащая лишь пять значений функции, взятых в серединах сторон и в центре прямоугольного сечения обмотки. Ее использование для пары обмоток с обозначениями по рис. 2 дает:

$$\varphi_{1cp} - \varphi_{2cp} = \frac{1}{6} (\varphi_{1-Q} + \varphi_{2-Q} + \varphi_{3-Q} + \varphi_{4-Q} + \varphi_{P-5} + \varphi_{P-6} + \varphi_{P-7} + \varphi_{P-8} - 2\varphi_{P-Q}). \quad (8)$$

Метод определения разности средних потенциалов по кубатурным формулам (второй метод) приводит к 17 измерениям разностей потенциалов φ_{P-m} и φ_{n-Q} в случае применения формулы (7) и к 9 измерениям в случае применения формулы (8) вместо значительно большего числа измерений потенциалов участков сечений относительно базовой точки (по первому методу). Первый метод может быть рекомендован вместо второго только при относительно длинных или резко не соизмеримых по высоте обмотках.

Методика моделирования в основных своих частях повторяет методику, описанную в [Л. 4 и 5]. Математическая модель представляет собой лист электропроводящей бумаги, соответствующий сечению трансформатора, наложенный на тонкое стекло и прижатый к нему прижимным слоем. На стекле снизу приклеены электроды из фольги, соответствующие сечениям обмоток, к которым от звукового генератора через конденсаторы подводятся токи, пропорциональные н. с. обмоток (или их частей). Модель изготавливается возможно больших размеров. Выполняются все рекомендации [Л. 5, 6 и др.] по снижению погрешностей моделирования.

При моделировании выбирается базовая пара обмоток, индуктивное сопротивление которой $x_{к.о}$ просто и точно может быть рассчитано по формуле Каппа-Роговского или взято из опыта (концентрические обмотки равной высоты). Обычно на модели такая пара обмоток всегда находится — в сложных случаях можно изготовить специальную «базовую модель», для чего на том же листе стекла следует наклеить два «базовых электрода».

Искомое индуктивное сопротивление (а после этого индуктивность рассеяния или напряжение короткого замыкания) пары обмоток или двух частей обмотки (1 и 2) рассчитывается по следующей формуле:

$$x_k = x_{к.о} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \frac{I_{M0}}{I_M} \frac{D_{cp}}{D_{cp0}} \frac{(\varphi_{1cp} - \varphi_{2cp})}{(\varphi_{1cp0} - \varphi_{2cp0})}, \quad (9)$$

где ω — число витков в обмотке, к которой приводится индуктивное сопротивление; I_M и I_{M0} — токи электродов модели при измерениях разностей средних потенциалов; нулевыми индексами снабжены все величины базовой пары обмоток.

Отношение токов моделей находят по отношению входных емкостей модели C и C_0 , измеренных мостом, и напряжений на модели:

$$\frac{I_{M0}}{I_M} = \frac{U_{M0}}{U_M} \frac{C_0}{C} \quad (10)$$

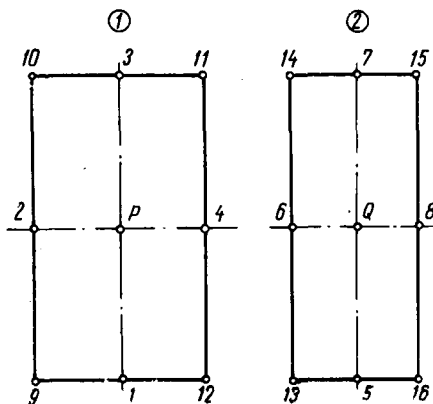


Рис. 2. Расположение точек измерения разности потенциалов на прямоугольных сечениях обмоток 1 и 2 при определении средних потенциалов по кубатурным формулам.

Соотношение индуктивностей рассеяния трансформатора, полученных в опыте и математическом моделировании

Сечения обмоток	Соотношение осевых размеров обмоток h/n	Моделирование				
		Опыт	Первый метод		Второй метод, формула (8)	
		$L_{оп. мгн}$ [Л. 10]	$L_{мод. мгн}$	$\frac{L_{мод} - L_{оп}}{L_{оп}}, \%$	$L_{мод. мгн}$	$\frac{L_{мод} - L_{оп}}{L_{оп}}, \%$
	1,0 0,833 0,667 0,5	1,6 2,05 3,18 4,96	1,6 1,995 3,22 4,69	0 -2,5 +1,3 -5,3	1,6 1,87 2,99 4,63	0 -8,8 -6,0 -7,0
	0,833 0,667 0,5	1,77 2,18 2,90	1,84 2,26 3,01	+3,5 +3,8 +4,0	1,75 2,01 2,63	-1,2 -8,0 -9,4
	0,833 0,667 0,5	1,74 2,20 2,89	1,89 2,13 2,89	+8,0 -2,9 0	— — —	— — —
	0,167 0,363 0,5	1,65 1,81 2,17	1,71 1,82 2,33	+3,6 +0,3 +7,2	— — —	— — —

или, когда математическая модель проста и не имеет дополнительных конденсаторов, распределяющих токи по электродам, — по площадям электродов модели:

$$\frac{I_{M0}}{I_M} = \frac{U_{M0}}{U_M} \frac{S_{10} S_{20} (S_1 + S_2)}{S_1 S_2 (S_{10} + S_{20})}, \quad (11)$$

где S_1 и S_2 — площади электродов обмотки; U — напряжение питания модели.

В соответствии с предложенной методикой для оценки точности математического моделирования были определены индуктивности рассеяния опытного трансформатора (оригинала) по [Л. 10]. Эскизы этого трансформатора и его математической модели представлены на рис. 3. В наружной обмотке оригинала имелось 12 двойных дисковых катушек, которыми на модели соответствовало 12 электродов (зон); их выборочное включение позволяло получать различную несимметрию в расположении обмоток. На модели, как и в опыте, учитывалось влияние на индуктивность балок, ярм и бака трансформатора. Результаты определения индуктивности рассеяния L , приведенные к 144 виткам, сведены в таблицу¹. Как видно из таблицы, совпадение

¹ Измерения на модели проведены Н. А. Ширяевой.

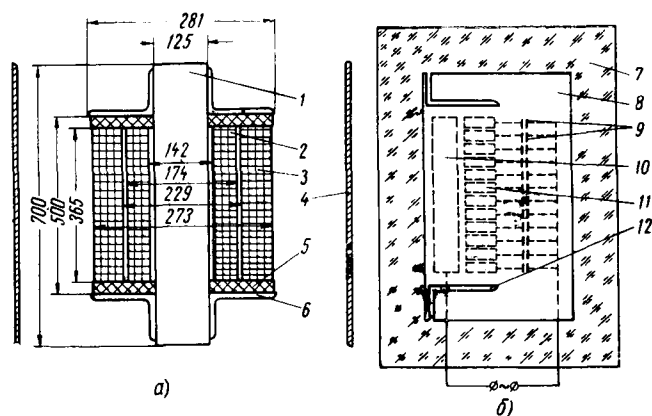


Рис. 3. Сечение опытного трансформатора [Л. 10] для определения индуктивностей рассеяния обмоток с различной несимметрией (а) и его математическая модель на электропроводящей бумаге (б).

1 — магнитопровод; 2 — внутренняя обмотка; 3 — наружная обмотка; 4 — стенка бака; 5 — прессующее кольцо (из немагнитного материала); 6 — ярмовая балка; 7 — стекло; 8 — электропроводящая бумага; 9 — конденсаторы для регулирования тока; 10 — электрод внутренней обмотки; 11 — электроды наружной обмотки; 12 — вырез, соответствующий ярмовой балке.

между моделированием и опытом — хорошее: в большинстве случаев погрешность моделирования не превосходит 5% (максимальная погрешность составляет 9,4%).

Пример моделирования. Рассмотрим в качестве примера определение на математической модели индуктивного сопротивления пары обмоток 1—3 опытного трансформатора (рис. 4, б), принимая за базовую пару 1—2 (рис. 4, а). На рисунке показаны основные размеры: $\omega_1=144$ витка, $S_1=58,3 \text{ см}^2$; $S_2=80,2 \text{ см}^2$; $S_3=40,1 \text{ см}^2$.

Опытное значение $x_{к(1-2)}=0,502 \text{ ом}$ (расчет — 0,536 ом). Математическая модель была выполнена в масштабе 1:1 к оригиналу. Основные ее параметры: сопротивление электропроводящей бумаги на квадрат $\rho=4,2 \cdot 10^3 \text{ ом}$; толщина стекла 2,5 мм; частота питающего напряжения 2000 гц. Сечения обмоток 1 и 2 были разбиты на 48, а обмотки 3 — на 24 элементарных участка. Точка базового потенциала Φ_0 выбрана в центре канала рассеяния пары 1—2 и сохранилась для искомой пары обмоток. В эту точку бумаги устанавливался одинарный измерительный щуп, выведенный на милливольтметр с симметричным входом; вторым щупом измерялись электрические потенциалы Φ_i центра каждого элементарного участка относительно точки Φ_0 .

При нахождении на модели $\Phi_{ср}$ обращалось внимание на то, что потенциал в пределах сечений каждой обмотки определяется токами обеих обмоток, а следовательно, в каждом элементарном участке сечения должен быть правильно учтен его

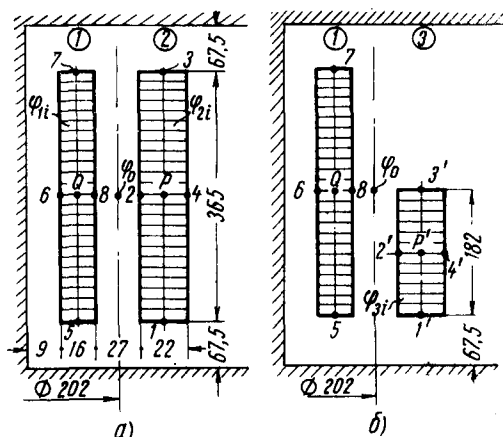


Рис. 4. Размеры обмоток в примере моделирования. а — базовая пара обмоток (1 и 2); б — пара обмоток, индуктивность короткого замыкания которых необходимо определить (1 и 3).

знак. Это не представляет сложности: практически достаточно на модели через базовую точку с потенциалом Φ_0 провести магнитную силовую линию, которая разделит плоскость модели на области с взаимно противоположными знаками потенциалов. Так как в окончательной формуле берется разность средних потенциалов, результат не зависит от места выбора базовой точки. Все опыты, описанные ниже, проводились при напряжении на модели 50 в.

При измерениях по первому методу были определены среднеарифметические значения потенциалов для базовой пары:

$$\varphi_{1cp} = \frac{1}{48} \sum_{i=1}^{48} \varphi_{1i} = \frac{1}{48} 182 = 3,8 \text{ мВ};$$

$$\varphi_{2cp} = \frac{1}{48} \sum_{i=1}^{48} \varphi_{2i} = -\frac{1}{48} 288 = -6 \text{ мВ};$$

$$(\varphi_{1cp} - \varphi_{2cp})_0 = 9,8 \text{ мВ}$$

и для искомой пары (рис. 5):

$$\varphi_{1cp} = \frac{1}{48} \sum_{i=1}^{48} \varphi_{1i} = \frac{1}{48} 100 = 2,1 \text{ мВ};$$

$$\varphi_{3cp} = \frac{1}{24} \sum_{i=1}^{24} \varphi_{3i} = -\frac{1}{24} 436 = -18,2 \text{ мВ};$$

$$(\varphi_{1cp} - \varphi_{3cp}) = 20,3 \text{ мВ}.$$

Далее по формулам (9) и (11) искомое индуктивное сопротивление

$$x_{k(1-3)} = x_{k(1-2)0} \frac{S_{10} S_{20} (S_1 + S_3) D_{cp}}{S_1 S_3 (S_{10} + S_{20}) D_{cp0}} \frac{\varphi_{1cp} - \varphi_{3cp}}{(\varphi_{1cp} - \varphi_{2cp})_0} =$$

$$= 0,502 \frac{58,3 \cdot 80,2 (58,3 + 40,1)}{58,3 \cdot 40,1 (58,3 + 80,2)} \frac{20,2 \cdot 20,3}{20,2 \cdot 9,8} = 1,48 \text{ ом}.$$

Опытное значение $x_{k(1-3)} = 1,56 \text{ ом}$, т. е. погрешность моделирования составляет 5,3%.

При использовании второго, упрощенного метода определения $\varphi_{1cp} - \varphi_{2cp}$ с помощью кубатурных формул численного интегрирования двумя одинарными шупами измерялись разности потенциалов между центром сечения каждой обмотки и серединами сторон и центром сечения другой обмотки (рис. 4). После суммирования полученных значений φ_{1-9} , φ_{2-9} , ..., φ_{P-5} , φ_{P-6} и т. д. по формуле (8) было получено для базовой пары 1—2:

$$(\varphi_{1cp} - \varphi_{2cp})_0 = \frac{1}{6} (7 + 9 + 7 + 10 + 11,5 + 13 + 11,5 + 11 - 2 \cdot 11) = 9,7 \text{ мВ}$$

и для искомой пары 1—3:

$$(\varphi_{1cp} - \varphi_{3cp}) = \frac{1}{6} (29 + 22 + 10 + 24 + 2 + 22 + 41 + 20 - 2 \cdot 26) = 19,7 \text{ мВ}.$$

+18,5	+18
+19	+18,5
+19,5	+18,5
+18,5	+18
+18	+17,5
+17	+16
+15,5	+15
+13,5	+13
+12	+11,5
+10	+9
+7,6	+8,9
+5,0	+4,2
+2,5	+1,4
-0,7	-1,3
-3,5	-4,4
-5,7	-6,7
-8,1	-9
-10	-11
-11,5	-12,5
-13	-14
-14	-15
-15,5	-16,5
-17	-17,5
-18	-19
-6,6	-7,5
-10	-10,5
-12	-13
-15	-15,5
-17	-18
-18,5	-19,5
-20	-21
-21,5	-22,5
-22,5	-23,5
-23	-24
-23,5	-24
-23,5	-24

Рис. 5. Распределение электрического потенциала по сечению обмоток фрагмента модели опытного трансформатора по рис. 4,б.

Цифрами обозначены потенциалы относительно базовой точки Φ_0 (в делениях прибора), через которую пунктиром проведена магнитная силовая линия.

Искомое индуктивное сопротивление

$$x_{k(1-3)} = 0,502 \frac{58,3 \cdot 80,2 (58,3 + 40,1)}{58,3 \cdot 40,1 (58,3 + 80,2)} \frac{19,7}{9,7} = 1,45 \text{ ом},$$

т. е. отличается от опытного (1,56 ом) на 7% и от ранее определенного моделированием (1,48 ом) — на 2%. При этом число измерений на модели по сравнению с первым методом сократилось более чем в 9 раз.

Кроме приведенных примеров, были проведены эксперименты на физической модели и ряде трансформаторов. Они также подтвердили, что разработанная методика обеспечивает приемлемую для практического использования точность определения индуктивностей короткого замыкания (погрешность 5—10%).

На практике часто необходимо определить эквивалентное индуктивное сопротивление $x_{эkv}$ многообмоточного трансформатора или трансформатора с расщепленной обмоткой, когда замкнуто накоротко произвольное число обмоток (частей), причем плотность тока в обмотках (частях) различна. Окончательная формула в этом случае имеет вид:

$$x_{эkv} = I_M D_{cp} \left(\sum_{i=1}^n k_{1i} \varphi_{1cp} - \sum_{k=1}^m k_{2k} \varphi_{kcp} \right), \quad (12)$$

где I_M — ток модели, соответствующий н. с. питающей обмотки трансформатора I или суммарной н. с. замкнутой обмотки 2; k_{1i} — отношение н. с. части (зоны) питающей обмотки с номером i к н. с. питающей обмотки; k — отношение н. с. части (зоны) замкнутой обмотки с номером k к суммарной н. с. замкнутой обмотки; φ_{1cp} и φ_{kcp} — средние потенциалы зон i и k питающей и замкнутой накоротко обмоток соответственно; n и m — номера зон с равномерной плотностью тока питающей и замкнутой обмоток соответственно; D_{cp} — средний диаметр обмоток.

На модели любая ферромагнитная деталь задается граничным условием отсутствия на ее поверхности тангенциальной составляющей индукции (при $\mu = \infty$), что обеспечивается срезом бумаги. При наличии и отсутствии на математической модели контуров ферромагнитных элементов (ярем, бака, прессующих колец, балок, магнитных экранов и др.) можно оценить влияние ферромагнитных деталей на напряжение короткого замыкания трансформатора. Если граничные условия на модели выполнить по [Л. 11], можно учесть влияние на напряжение короткого замыкания вихревых токов и нелинейной магнитной проницаемости ферромагнитных массивных узлов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петров Г. Н. Трансформаторы. М., Госэнергоиздат, 1934, т. 1.
2. Манькин Э. А. Расчет реактивности рассеяния трансформаторов с обмотками сложной конструкции. — «Электричество», 1937, № 24.
3. Лейтес Л. В. Расчет индуктивности рассеяния трансформаторов. — «Труды ВЭИ. Вопросы трансформаторостроения», 1969, № 79.
4. Rabins L. Transformer Reactance Calculations with Digital Computers. — «AIEE Trans.», р. 1, 75 (1956), 261—267.
5. Лурье С. И. Математическое моделирование магнитных полей рассеяния трансформаторов и реакторов на электропроводящей бумаге. — «Электричество», 1965, № 10.

6. Лурье С. И. Моделирование магнитных полей трансформаторов.— «Электротехника», 1965, № 7.

7. Birke P. V., Palmer S. A Capacitively Coupled Magnetic Flux Mapper.— «IEEE Trans.», 1970, № 7, p. 89.

8. Демирчян К. С., Прусс-Жуковский В. В. Исследование э. д. с., индуцированных в электрических машинах, при помощи моделирования в электролитической ванне.— «Электричество», 1961, № 8.

9. Микеладзе Ш. Е. Численные методы математического анализа. М., Гостехиздат, 1953, гл. XIII, XVIII.

10. Марквардт Е. Г. Электромагнитные расчеты трансформаторов. М., ОНТИ, 1938.

11. Карасев В. В., Лурье С. И. Определение потерь в элементах конструкции трансформаторов с использованием математического моделирования.— «Электричество», 1971, № 5.

[12.2.1973]

УДК 621.317.333:621.314.21

Электрические характеристики изоляции силовых трансформаторов при воздействии коммутационных импульсов, наложенных на рабочее напряжение

Д. А. КАПЛАН

(Ленинград),

Е. Л. ТОПОЛЯНСКИЙ

(Запорожье)

Введение. Повышение класса напряжения электропередач и улучшение характеристик разрядников привел к необходимости выбора главной изоляции силовых трансформаторов с учетом коммутационных перенапряжений.

В эксплуатации коммутационные перенапряжения воздействуют на изоляцию, находящуюся под рабочим напряжением. В зависимости от вида электропередачи рабочее напряжение может быть переменным, постоянным или пульсирующим. В настоящее время в качестве главной изоляции в силовых трансформаторах в основном применяется изоляция маслябарьерного типа (МБИ), являющаяся слоистым диэлектриком. Слои отличаются значением диэлектрической проницаемости ϵ и удельного объемного сопротивления ρ .

Распределение по слоям импульсного и переменного рабочего напряжения происходит одинаково и зависит от соотношения ϵ слоев. Поэтому переменное рабочее напряжение не влияет на импульсную прочность [Л. 1 и 2].

При воздействии на изоляцию постоянного рабочего и импульсного напряжения распределение их по слоям происходит по-разному. Распределение постоянной составляющей зависит от соотношения ρ слоев, а импульсного напряжения — от соотношения ϵ . Можно предположить, что в этом случае рабочее напряжение будет существенно влиять на амплитуду повреждающего импульсного напряжения.

Качественно эти предположения подтверждены на элементарных промежутках при быстром изменении полярности постоянного напряжения и наложении на постоянное напряжение грозового импульса и переменного напряжения [Л. 3—6].

Конструкция модели. Главная изоляция обмотки обычно разделяется на две области: изоляция средней части обмотки со сравнительно однородным полем и изоляция края обмотки с большей неоднородностью поля. Эти области отличаются, кроме того, и конструктивным выполнением. Таким образом, исследование главной изоляции обмотки с учетом ее конструктивных особенностей необходимо проводить на двух видах моделей — моделях изоляции средней части обмотки и моделях изоляции края.

В ходе работы исследовались модели обоих видов. Модель средней части обмотки показана на рис. 1.

Электродами в модели являлись обмотки, изготовленные из обмоточного провода АПББО с размерами $2,3 \times 6,4$ мм и изоляцией 1,35 мм (на две стороны). Наружная обмотка имела осевые каналы 10 мм, внутренняя изготавливалась без каналов. Рабочей зоной в моделях являлась центральная часть, состоящая из 4—10 катушек. Главное изоляционное расстояние S в рабочей зоне составляло 21—22 мм; первый масляный канал, прилегающий к наружной обмотке, был равен 10 мм и фиксировался рейками. Коэффициент заполнения промежутка твердой изоляцией K_z , равный отношению δ_t/S , где δ_t — толщина твердой изоляции, для одного варианта модели равнялся 0,53, а для другого — 0,25. Диаметр внутреннего электрода моделей составлял 170—200 мм. Вне рабочей зоны дополнительное упрочнение изоляции достигалось путем увеличения расстояния между обмотками в зоне края и применения дополнительной изоляции на крайних катушках.

Изоляционные барьеры в моделях изготавливались из картона толщиной 1 мм. Расстояния между обмотками и барьерами, между барьерами, а также между катушками обмотки фиксировались рейками и прокладками, применяемыми в трансформаторостроении.

Модель края обмотки показана на рис. 2. Соотношение размеров обеспечивает создание у емкостного кольца модели практически такой же неоднородности поля, как и в силовых трансформаторах. Масляный канал у емкостного кольца также близок по размерам к реальным конструкциям. Для повышения точности выдерживания изоляционных расстояний, взаимного расположения деталей и радиусов закругления емкостных колец электроды моделей изоляции края изготавливались из алюминия и вытачивались на станке. Наружный электрод состоял из двух емкостных колец с радиусами закругления в сечении 10 мм и алюминиевого цилиндра.

Внутренний электрод — цилиндр диаметром около 200 мм, электрически соединенный с прессующей плитой. Электроды изолировались кабельной бумагой типа К-12. Толщина изоляции была 1 мм.

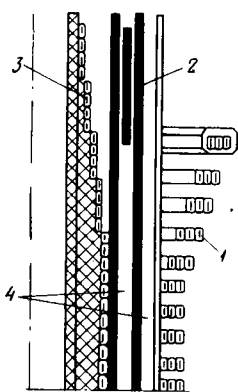


Рис. 1. Модель изоляции средней части обмотки.

1 — наружный электрод — обмотка; 2 — изоляционные барьеры; 3 — внутренний электрод — обмотка; 4 — масляные каналы.

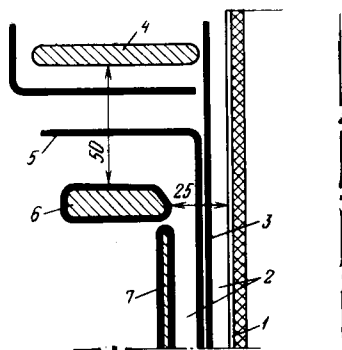


Рис. 2. Модель изоляции края обмотки.

1 — внутренний электрод — цилиндр; 2 — масляные каналы; 3 — изоляционный цилиндр; 4 — прессующая плита; 5 — угловая шайба; 6 — наружный электрод — емкостное кольцо; 7 — наружный электрод — цилиндр.

Главное изоляционное расстояние составляло 25 мм, расстояние от емкостного кольца до прессующей плиты (ярмовое изоляционное расстояние) — 50 мм. Угловая шайба была установлена на расстоянии 20 мм от емкостного кольца по оси модели и 10 мм по радиусу. Угловая шайба имела толщину 2 мм и изготовлялась из рольного электротона.

Коэффициент заполнения модели K_z (в главном расстоянии) был равен 0,3. Все модели подвергались сушке и пропитке маслом под вакуумом по технологии, близкой к заводской, для трансформаторов высших классов напряжения.

Методика испытаний. Испытания проводились при воздействии напряжения частотой 50 гц, колебательных и унipoлярного коммутационных импульсов без наложения и с наложением на постоянное рабочее напряжение разной полярности.

В качестве унipoлярного был выбран импульс

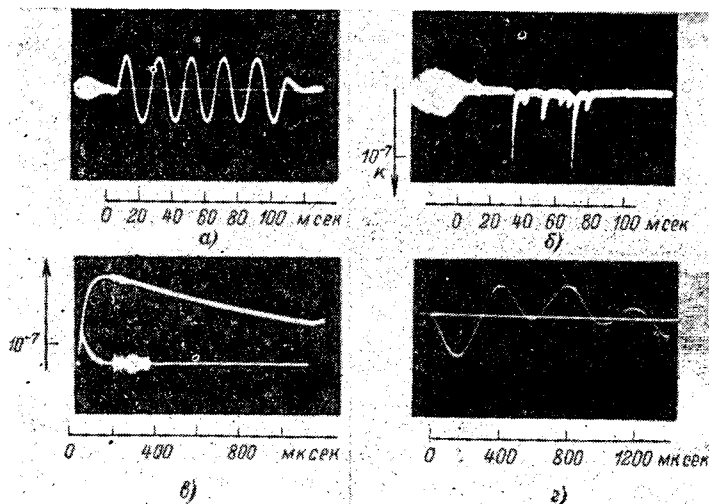


Рис. 3. Осциллограммы импульсов напряжения и частичных разрядов.

а — импульс 50 гц 0,1 сек (напряжение); б — импульс 50 гц 0,1 сек (ток частичных разрядов); в — импульс 100/1000 мксек (верхний луч — напряжение, нижний — ток частичных разрядов); г — импульс 2500 гц (напряжение).

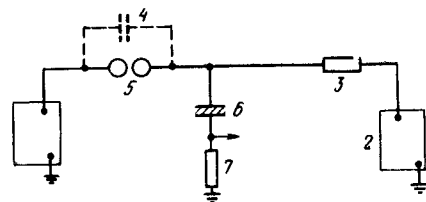


Рис. 4. Схема испытаний импульсами, наложенными на постоянное напряжение.

1 — источник импульсного напряжения; 2 — источник постоянного напряжения; 3 — разделительное сопротивление; 4 — разделительный конденсатор; 5 — отсекающий промежуток; 6 — объект испытаний; 7 — резистор схемы регистрации частичных разрядов.

100/1000 мксек, в качестве колебательных — незапускающий импульс длительностью 0,1 сек частотой 50 гц и затухающий импульс 2500 гц (рис. 3).

Источником унipoлярного импульса и колебательного импульса 2500 гц являлся ГИН с номинальным напряжением 2200 кВ. Для получения импульсов 0,1 сек 50 гц использовался испытательный трансформатор с номинальным напряжением 333 кВ. Длительность импульса и подключение трансформатора к сети при заданном мгновенном значении напряжения питания обеспечивалась специальным синхронизирующим устройством.

Источником постоянного напряжения служила установка с номинальным напряжением 400 кВ, собранная по схеме удвоения напряжения.

Испытания с наложением импульсов на постоянное напряжение производилось по схеме параллельного включения источников (рис. 4).

При испытании импульсом 0,1 сек 50 гц последовательно с источником импульсного напряжения включался разделительный конденсатор 4, в остальных случаях — отсекающий промежуток 5.

Это привело к некоторым отличиям в работе схемы: при испытании импульсом 0,1 сек 50 гц амплитуда результирующего напряжения на объекте равна сумме значений импульсной и постоянной составляющих; при испытании импульсами 100/1000 мксек и 2500 гц амплитуда результирующего напряжения на объекте равна амплитуде напряжения, выдаваемого источником импульсов.

При испытаниях производилась регистрация частичных разрядов широкополосным методом при максимальной чувствительности схемы 10^{-10} к.

Испытания под напряжением 50 гц производились по ступенчатой методике с отходом и выдержкой на ступени в течение 1 мин. Все импульсные испытания проведены по десятиударной методике.

При испытаниях с наложением импульсов на постоянное напряжение последнее выдерживалось не менее 20 мин до приложения первого импульса (для достижения установившегося распределения напряжения по слоям) и не снималось до повреждения.

Испытания проводились в баках с объемом масла около 1200 л. При испытаниях велось визуальное наблюдение за моделями через окна в баке или прозрачные стенки (бак из оргстекла). Таким образом, пробой масляного канала, сопровождающийся повреждением изоляции, отмечался визуально и по осциллографу. После испытания модели разбирались для определения места повреждения.

Напряженность поля в маслобарьерной изоляции при сложных воздействиях. При достаточно длительном (десятки минут) воздействии на маслобарьерную изоляцию постоянного напряжения распределение его по слоям достигает установившегося значения.

Установившееся распределение определяется сопротивлениями слоев, которые зависят от соотношения удельных сопротивлений материалов и толщин слоев.

Постоянная времени заряда изоляции в тысячи раз превосходит длительность импульсных воздействий. В связи с этим при наложении импульсов на постоянное напряжение распределение последнего по слоям в течение времени воздействия импульса остается неизменным. Импульсная составляющая, распределяясь обратно пропорционально емкостям слоев, зависящим от ϵ и размеров слоя, накладывается на постоянную составляющую.

Для МБИ в однородном поле значения амплитуды напряженности в масле и твердой изоляции при сложном воздействии связаны с величинами постоянной составляющей и полной амплитуды напряжения на объекте следующими выражениями:

$$E_{c.m} = \frac{1}{1 - K_3 \left(1 - \frac{\epsilon_m}{\epsilon_t}\right)} \left[U_c + U_0 \left(1 - \frac{1 - K_3 \left(1 - \frac{\epsilon_m}{\epsilon_t}\right)}{1 - K_3 \left(1 - \frac{\rho_t}{\rho_m}\right)}\right) \right] \frac{1}{S} = b_m (U_c \pm U_0 a_m) \frac{1}{S}; \quad (1)$$

$$E_{c.t} = \frac{1}{\frac{\epsilon_t}{\epsilon_m} + K_3 \left(1 - \frac{\epsilon_t}{\epsilon_m}\right)} U_c \pm U_0 \left(1 - \frac{\frac{\epsilon_t}{\epsilon_m} + K_3 \left(1 - \frac{\epsilon_t}{\epsilon_m}\right)}{\frac{\rho_m}{\rho_t} + K_3 \left(1 - \frac{\rho_m}{\rho_t}\right)}\right) \frac{1}{S} = b_t (U_c \pm U_0 a_t) \frac{1}{S}, \quad (2)$$

где $E_{c.m}$ и $E_{c.t}$ — амплитуда напряженности в масле и твердой изоляции соответственно при сложном воздействии; U_c — амплитуда напряжения на объекте по отношению к заземленным частям при сложном воздействии; U_0 — величина постоянной составляющей напряжения; S — полное изоляционное расстояние; ρ_m , ρ_t — удельные объемные сопротивления масла и твердой изоляции соответственно; ϵ_m , ϵ_t — диэлектрические проницаемости масла и твердой изоляции соответственно; K_3 — коэффициент заполнения изоляционного промежутка твердой изоляцией, равный $\Sigma \delta_t / S$.

Таким образом, при сложном воздействии напряженность в масле и

твердой изоляции будет отличаться от напряженности при чисто импульсном напряжении, имеющем ту же амплитуду по отношению к заземленным частям. Это отличие для масла определяется членом $U_0 a_m$, а для твердой изоляции — $U_0 a_t$. Знак плюс в (1) и (2) относится к противоположной полярности импульса и постоянной составляющей, а знак минус — к совпадающей. В (1) и (2) подставляются абсолютные значения U_c и U_0 , причем коэффициент a_t имеет во всех представляющих практическое значение случаях отрицательный знак.

Как видно из (1) и (2) значения коэффициентов a_m и a_t зависят от величины K_3 и отношения ρ_t/ρ_m . Эти зависимости приведены на рис. 5 и 6. Как видно из рис. 5, при уменьшении K_3 значение a_m уменьшается, приближаясь к нулю, а при увеличении K_3 растет, стремясь к значению $1 - \frac{\epsilon_m \rho_m}{\epsilon_t \rho_t}$, а при больших

величинах ρ_t/ρ_m практически к единице. С уменьшением отношения ρ_t/ρ_m значение a_m уменьшается, т. е. влияние постоянной составляющей падает. При условии $\rho_t/\rho_m = \epsilon_m/\epsilon_t$ наличие постоянной составляющей вообще не влияет на напряженности в слоях изоляции при любых K_3 .

В отличие от a_m , изменяющегося от 0 до 1, коэффициент a_t для твердой изоляции (рис. 6) при уменьшении K_3 стремится к значению $1 - \frac{\epsilon_t \rho_t}{\epsilon_m \rho_m}$, как

это следует из (2), т. е. реально может иметь величину от нескольких единиц до нескольких сотен. При увеличении K_3 коэффициент a_t стремится к нулю.

Из кривых на рис. 5 и 6 следует, что для хорошо высушенной изоляции с отношением ρ_t/ρ_m , близким к 100, в реальном диапазоне коэффициентов заполнения ($K_3 = 0,1 - 0,4$) значение a_m составляет примерно 0,80—0,98, а значение a_t — примерно 2,5—20. Так как величина постоянной составляющей

обычно в несколько раз меньше амплитуды импульса, то из приведенных числовых значений коэффициента a_m и выражения (1) следует, что при

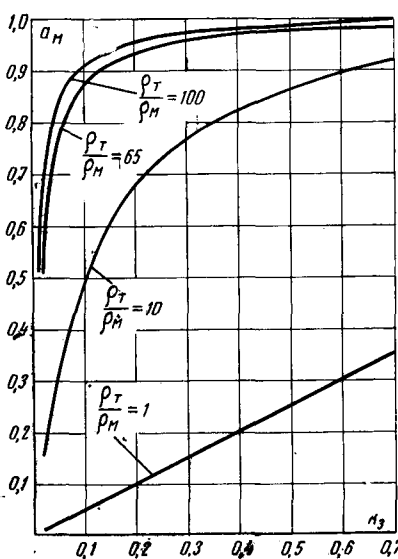


Рис. 5. Зависимость коэффициента a_m от заполнения промежутка твердой изоляцией при разных значениях отношения ρ_t/ρ_m .

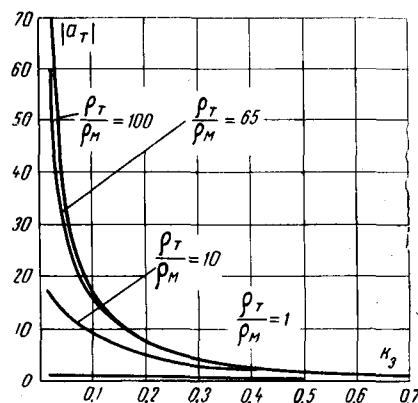


Рис. 6. Зависимость коэффициента a_t от заполнения промежутка твердой изоляцией при разных значениях отношения ρ_t/ρ_m .

Таблица 1

противоположных полярностях составляющих напряженности в масле растет по сравнению с чисто импульсным воздействием с такой же амплитудой, а при совпадающей — падает. В твердой изоляции напряженность увеличивается при совпадающих полярностях и падает при противоположных.

Результаты испытаний (табл. 1). Испытания без постоянной составляющей напряжения проводились при воздействии импульсов 100/1 000 мксек, 0,1 сек 50 гц, затухающего импульса 2 500 гц и переменного напряжения 50 гц с выдержкой на ступени в течение 1 мин. Испытаниям подвергались модели изоляции средней части обмотки и модели края. Для моделей средней части обмотки повреждающим напряжением практически всегда являлось напряжение пробоя первого масляного канала $U_{п.м.к.}$.

При разборке моделей в большинстве случаев на наружной поверхности ближайшего к обмотке барьера находились белые следы вытеснения масла, реже имели место черные следы. В моделях изоляции края обмотки на ступени пробоя первого масляного канала в большинстве случаев происходил и полный пробой модели. При разборке обнаруживались белые (иногда черные) следы пробоя масляного канала между емкостным кольцом и угловой шайбой. Следы располагались на поверхности угловой шайбы, обращенной к наружному электроду в районе угла шайбы. Следы полного пробоя также проходили через угол угловой шайбы.

Испытания без наложения импульсов на постоянное напряжение позволяют определить коэффициенты импульса $K_{и.}$. Для моделей середины обмотки $K_{и.}$ оказался равным 1,23 для воздействия 0,1 сек 50 гц и примерно 1,4 для импульса 100/1 000 мксек и импульса 2 500 гц. Полученные данные хорошо согласуются с данными [Л. 7].

Для моделей края при воздействии импульса 100/1 000 мксек $K_{и.}$ получился равным 1,51, что также хорошо совпадает с данными [Л. 7] для модели с масляным каналом 24 мм. Масляный канал у емкостного кольца исследуемых моделей составлял, как указывалось, 27 мм.

При испытаниях моделей с наложением импульсов на постоянное напряжение величина последнего составляла 86—160 кв. Расчет напряженностей при воздействии постоянного напряжения по методике [Л. 8] с учетом зависимости удельного объемного сопротивления твердой изоляции ρ_t и масла ρ_m от напряженности поля показал, что напряженность поля в масле $E_{м0}$ лежит в пределах 0,1—0,5 кв/мм, а напряженность в твердой изоляции $E_{т0}$ — в пределах 7,5—25 кв/мм, что значительно ниже повреждающих напряженностей, равных по данным [Л. 8]

Наименование модели	Повреждающие напряжения моделей маслостойкой изоляции (амплитудные значения)									
	50 гц, 1 мин	Импульс 0,1 сек; 50 гц			Импульс 100/1000 мксек			Импульс 2 500 гц		
	$U_{ср}, кв$	$U_0, кв$	$U_c, кв$	$K_{и.}$	$U_0, кв$	$U_c, кв$	$K_{и.}$	$U_0, кв$	$U_c, кв$	$K_{и.}$
Модель изоляции середины обмотки $K_3 = 0,53$	250	0 +160	309 471	1,23 —	0 —86	357 259	1,42 —	0 —97	348 276	1,4 —
Модель изоляции середины обмотки $K_3 = 0,25$	260	—	—	—	0 —140 +147	368 272 452	1,41 —	—	—	—
Модель изоляции края обмотки $K_3 = 0,3$	276	—	—	—	0 —116 +117	418 308 508	1,51 —	—	—	—

Примечание. В таблице приведены средние значения повреждающих напряжений, определенные по испытаниям от 3 до 8 моделей.

не менее 70 кв/мм для твердой изоляции и не менее 6,5 кв/мм для масла. В расчете приняты значения удельных сопротивлений твердой изоляции и масла, измеренные при весьма низком значении напряженностей: $\rho_{от} = 2,5 \cdot 10^{15}$ ом·см; $\rho_{ом} = 3,5 \times 10^{13}$ ом·см; $\rho_{от}/\rho_{ом} = 75$.

Дополнительная напряженность, возникающая в твердой изоляции при воздействии импульсов, невелика в отличие от напряженности в масле. По ориентировочной оценке повреждение МБИ с $K_3 \geq 0,1$ при воздействии импульсов, наложенных на постоянное напряжение, в 2,5—4 раза меньше по величине, чем повреждающее напряжение при чисто импульсном воздействии, должно начинаться с пробоя масляного канала. Наблюдение за моделями в ходе испытаний, характер частичных разрядов и следов на изоляции подтвердили это предположение.

Учитывая это, повреждающее напряжение при сложном воздействии можно оценить по повреждающему напряжению при чисто импульсном воздействии по следующему выражению, полученному из (1) при условии, что напряженность пробоя первого масляного канала остается неизменной:

$$U_{с.п.м.к.} = U_{и.п.м.к.} \mp a_m U_0, \quad (3)$$

где $U_{с.п.м.к.}$ — амплитуда повреждающего напряжения при сложном воздействии (по отношению к заземленным частям); $U_{и.п.м.к.}$ — повреждающее напряжение при чисто импульсном воздействии; a_m — расчетные значения коэффициента по кривым рис. 5.

Знак минус в (3) относится к противоположным полярностям, знак плюс — к совпадающим. Очевидно, для колебательного незатухающего импульса 0,1 сек 50 гц в отличие от униполярных и затухающих импульсов полярность постоянного напряжения по отношению к импульсному не имеет значения.

Результаты расчета и сравнение с экспериментом приведены в табл. 2. В той же таблице приведены расчетные значения коэффициента a_m , взятые по кривым рис. 5. При определении a_m отношение

Таблица 2

ρ_T/ρ_M находилось по [Л. 8] и при указанном выше значении ρ_T/ρ_M оказало равным 65—50. Опытные значения a_M получены по выражению, в котором все данные взяты из экспериментов:

$$a_M = \left| \frac{U_{с.п.м.к} - U_{и.п.м.к}}{U_0} \right| \quad (4)$$

Анализ данных, приведенных в табл. 2, показывает, что значения $U_{с.п.м.к}$, вычисленные по опытным значениям $U_{и.п.м.к}$ и расчетным a_M , отклоняются от экспериментальных не более, чем на 12,5%, что можно объяснить разбросом пробивных напряжений и неточностью расчетного определения коэффициента a_M (для случая равномерного поля). Опытные значения коэффициента a_M в некоторых случаях заметно отличаются от расчетных. Эти отличия имели место в тех опытах, в которых разброс значений $U_{и.п.м.к}$ был большим.

Вместе с тем следует отметить, что в случае отклонения полученных в опыте средних значений $U_{с.п.м.к}$ на +5% и $U_{и.п.м.к}$ на —5% от ожидаемого при соотношении $U_{и.п.м.к}/U_0 = 2,5—4$, как это имело место, опытное значение a_M отклонится от расчетного на 30—45%. Например, вместо расчетной величины $a_M = 0,95$ полученные из опыта значения a_M могут быть равными 0,65—0,5. Как видно, отклонения имеющихся в табл. 2 опытных значений не выходят за указанные пределы. В нескольких опытах значения a_M вообще несущественно отличаются от расчетных.

Влияние постоянного напряжения на импульсную прочность края обмотки, оцененное по результатам опытов, согласовывается с расчетом при учете K_3 не по ярмовой, а по главной изоляции. Это можно объяснить тем, что постоянное напряжение оказывает наибольшее влияние на радиальную напряженность в масле.

Выводы. 1. Постоянное рабочее напряжение в отличие от переменного существенно меняет величину повреждающего импульсного напряжения, уменьшая его при противоположной полярности и увеличивая при совпадающей.

2. Влияние постоянного напряжения увеличивается с ростом коэффициента заполнения K_3 и отно-

Наименование модели	Воздействие	$U_{с.п.м.к'}$ кВ (расчетное)	$U_{с.п.м.к'}$ кВ (опытное)	Отклонение рас- чета от опыта, %	a_M расчет- ное	a_M опытное	a_M ср. опытное
Модель изоля- ции середины обмотки $K_3 = 0,53$	Импульс 100/1000 мксек	273	259	+5,4	0,975	1,14	0,97
	Импульс 2500 гц и U_0	254	276	—8		0,75	
	Импульс 0,1 сек 50 гц и $+U_0$	465	471	—1,3		1,02	
Модель изоля- ции середины обмотки $K_3 = 0,25$	Импульс 100/1000 мксек и $-U_0$	238	272	—12,5	0,925	0,69	0,63
	Импульс 100/1000 мксек и $+U_0$	504	452	+11,5		0,57	
Модель изоля- ции края обмотки $K_3 = 0,3$	Импульс 100/1000 мксек и $-U_0$	308	308	0	0,95	0,95	0,86
	Импульс 100/1000 мксек и $+U_0$	529	508	+4		0,77	

шения ρ_T/ρ_M . Для приближенного определения влияния постоянной составляющей на импульсную прочность главной маслобальберной изоляции можно пользоваться значениями коэффициента a_M по рис. 5.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электрические характеристики маслобальберной изоляции силовых трансформаторов.— «Электричество», 1968, № 7, с. 58—61. Авт.: Д. А. Каплан, Г. С. Кучинский, З. М. Белецкий и др.
2. Исследование образцов изоляции обмоток трансформаторов при воздействии коммутационных импульсов. Доклад № 116 на сессии CIGRE, 1966. Авт.: С. С. Keney, C. Keil. Preston, S. Haskov.
3. Edlinger A., Kury H., Rogowsky Y. Transformatoren und Drosselspulen für die HGU.— «Electrotechn. Z.», 1968, A-89, № 8.
4. Maier G., Vorwerk H.— J. Elektrische Festigkeit ölgetränkter Isolationen bei HGU— Beanspruchungen.— «Brown-Boveri Mitt.», 1969, 56, № 5.
5. Lull U. Das Verhalten des geschichteten Öl— Papier— Dielektrikums bei hoher Gleichspannung.— «Brown— Boveri Mitt.», 1968, 55, № 4—5.
6. Gänger B., Falkenhagen H., Kury H. Contributions to the problems of insulation stresses in H. V. D. C. converter transformer.— «Direct Current», 1971, 2, № 1.
7. Морозова Т. И. Электрические характеристики изоляции мощных высоковольтных трансформаторов при воздействиях типа коммутационных перенапряжений.— «Электричество», 1968, № 1, с. 22—26.
8. Каплан Д. А., Тополянский Е. Л. Электрические характеристики трансформаторной маслобальберной изоляции при воздействии постоянного напряжения.— «Электричество», 1972, № 9, с. 45—49.

[15.11.1972]



Анализ процессов и расчет характеристик импульсно-подмагничиваемых ферромагнитных устройств

В. П. ОБРУСНИК, А. В. КОБЗЕВ

Томск

Применение импульсного способа для управления магнитными усилителями и подмагничиваемыми трансформаторами [Л. 1], при котором напряжение подмагничивания подается дискретно в моменты минимума тока цепи управления, значительно расширяет возможности использования ферромагнитных регуляторов в мощных преобразовательных установках. Например, дроссель насыщения с совмещенными обмотками и импульсным управлением имеет вес и габариты на единицу мощности, меньшие, чем наиболее совершенные усилители с самонасыщением при одинаковом коэффициенте усиления по мощности [Л. 2]. В то же время его внешние характеристики с крутопадающими участками, как у обычных дросселей насыщения, обеспечивают естественную защиту всему регулятору от перегрузок и коротких замыканий.

Реализация импульсного способа управления ферромагнитными подмагничиваемыми устройствами (ФПУ) осуществляется с помощью промежуточного полупроводникового усилителя (ППУ) класса Д [Л. 3]. При этом всегда возникают вопросы расчета характеристик и определения условий согласования систем ППУ—ФПУ, требующие анализа мгновенных значений и гармонического состава тока управления, нахождения величины и фазы его минимума, определения интегральных значений ряда электромагнитных величин и т. д. Решение указанного круга задач требует достаточно точного математического описания физических процессов импульсно-управляемых ФПУ, что связано с известными трудностями ввиду нелинейности кривой на-

магничивания сердечников и наличия импульсного элемента в цепи управления.

Наиболее распространенный метод «стадий» при кусочно-линейной аппроксимации кривой намагничивания [Л. 4] здесь не может быть применен, так как он не дает ответа на вопрос о величине и фазе минимумов тока подмагничивания и, следовательно, не позволяет рассчитывать ППУ в целом.

Авторами анализ процессов импульсно-управляемых ФПУ проводится в два этапа. На первом рассматривается линейная схема замещения цепи подмагничивания по рис. 1,а, где ферромагнитный регулятор заменяется параллельно включенными генераторами токов высших гармоник и индуктивностью цепи управления L_d , поскольку в большинстве режимов $Z_n \gg R_d \leftrightarrow$, и рабочая цепь может рассматриваться по отношению к цепи управления как генератор тока (здесь R_d — суммарное активное сопротивление цепи подмагничивания).

Заменяя на рис. 1,а ключ K и диод D коммутатором K_1 (рис. 1,б), можно считать, что когда K_1 находится в положении 1, ток i_d протекает через цепь источника подмагничивания U_y , а в положении 2 — через цепь диода. Поскольку цепь подмагничивания работает в режиме непрерывного тока, то во втором положении коммутатора диод всегда открыт, в связи с чем он и заменен перемычкой. При теоретическом анализе используется схема замещения рис. 1,б, где индуктивность принимается постоянной и из всех генераторов тока оставляется только генератор тока главной из высших гармоник i_d (для однофазных ФПУ — вторая гармоника, для трехфазных — третья). Принятые допущения не меняют качественную картину процессов цепи подмагничивания, а достоверность количественных соотношений обосновывается следующим:

1. Вследствие большой постоянной времени цепи подмагничивания энергетические соотношения в ней практически не зависят от величины индуктивности L_d (см. рис. 1,в), поэтому предположение $L_d = \text{const}$ не должно вносить сколь-нибудь заметной ошибки.

2. При работе ФПУ в номинальном и близком к нему режимах содержание в токе подмагничивания гармоник более высокого (по сравнению с главной) порядка не превышает 7—10% (подтверждается результатом расчетов на втором этапе). Кроме того, вследствие малой длительности импульса $t_n/T \leq 1/12$ энергетические соотношения, являющиеся в этой схеме основными, очень мало зависят от формы тока i_d в районе минимума, а определяются в основном величиной и фазой этого минимума. Поэтому ошибка от аппроксимации кривой тока подмагничивания главной гармоникой сводится к минимуму.

На втором этапе напряжение управления полагается постоянным и равным среднему значению импульсного. При различных характерах нагрузки ФПУ составляются системы дифференциальных уравнений, которые решаются на ЦВМ методом Рунге-Кутты. Затем рассчитываются требуемые ха-

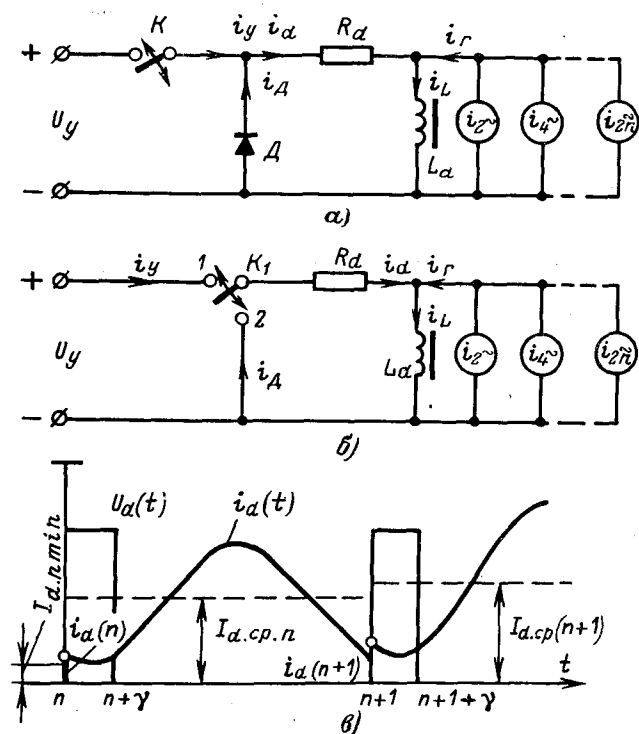


Рис. 1.

рактические и находятся неизвестные параметры генератора тока i_2 .

Правомерность допущений, сделанных на втором этапе, можно обосновать тем, что процессы в ферромагнитном подмагничиваемом устройстве, как установлено многими авторами, определяются средним значением напряжения управления, но не зависят от его формы [Л. 4].

Качественные свойства и количественные характеристики схемы замещения рис. 1,б наиболее полно выявляются при анализе отношения требуемых мощностей источников подмагничивания с непрерывным и импульсным управлением, обозначенного далее K_{p1} :

$$K_{p1} = \frac{P_{y.непр}}{P_{y.имп}} = \frac{U_{y.непр}}{U_{y.имп}} \frac{I_{d.ср}}{I_{y.ср.имп}}. \quad (1)$$

При этом средние значения тока подмагничивания $I_{dср}$ в обоих случаях принимаются одинаковыми, чтобы обеспечить идентичность выходных параметров сравниваемых ФПУ. Чтобы связать K_{p1} с параметрами импульса в схеме замещения, составляются и решаются дифференциальные и разностные уравнения исследуемой цепи. Исходная система уравнений приводится к виду:

$$\beta I = \frac{di_d}{d\bar{t}} + \beta i_d + \frac{d[I_m(\bar{t}) \sin(2\pi\bar{t} + \psi)]}{d\bar{t}}, \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma; \quad (2)$$

$$0 = \frac{di_d}{d\bar{t}} + \beta i_d + \frac{d[I_m(\bar{t}) \sin(2\pi\bar{t} + \psi)]}{d\bar{t}}, \quad n + \gamma \leq \bar{t} \leq n + 1, \quad (3)$$

где $I = \frac{U_y}{R_d}$; $\beta = \frac{T}{T_d}$; $\bar{t} = \frac{t}{T_d}$; $T_d = \frac{L_d}{R_d}$; $i_2 = I_m(\bar{t}) \sin(2\pi\bar{t} + \psi)$; $\gamma = \frac{t_n}{T}$ — относительная, для тельность импульсов; T — период повторения импульсов; n — номер периода; ψ — фаза тока относительно импульса; $I_m(\bar{t})$ — амплитуда тока.

В переходных режимах $I_m(\bar{t})$ непрерывно изменяется, но вследствие большой длительности переходных процессов в реальных ФПУ (10—20 и более периодов сети) без особой ошибки можно принять, что внутри каждого периода $I_m(\bar{t})$ остается постоянной и является только функцией номера периода (см. рис. 1,в):

$$I_m(\bar{t}) = I_m(n). \quad (4)$$

Далее целесообразно выразить связь этой амплитуды со средним значением тока подмагничивания в n -й период в виде

$$I_m(n) = K_{m1} I_{dсрn}, \quad (5)$$

где $K_{m1} \leq 1$ — коэффициент модуляции тока подмагничивания четными гармониками, определяемый из выражения:

$$K_{m1} = \frac{I_{dсрn} - I_{dн.мин}}{I_{dсрn}}; \quad (6)$$

K_{m1} является в дальнейшем главным параметром, позволяющим объединить выводы, полученные на первом и втором этапах.

Решая (2) и (3) методом припасовывания и интегрируя по известным формулам, можно найти среднее значение тока подмагничивания в n -й пе-

риод:

$$I_{dсрn} = \frac{1}{\beta} i_d(n) (1 - e^{-\beta}) + \frac{1}{\beta} K_1 I_m(n) (1 - e^{-\beta}) + I\gamma + \frac{1}{\beta} I e^{-\beta} (1 - e^{\beta\gamma}). \quad (7)$$

Здесь $i_d(n)$ — дискрета тока подмагничивания, взятая в начале каждого импульса;

$$K_1 = \frac{2\pi}{\beta^2 + 4\pi^2} (2\pi \sin \psi + \beta \cos \psi).$$

Далее по (5) и (7) может быть найдена амплитуда тока

$$I_m(n) = \frac{1}{K_3 \beta} i_d(n) (1 - e^{-\beta}) + \frac{1}{K_3} I\gamma + \frac{1}{K_3 \beta} I e^{-\beta} (1 - e^{\beta\gamma}), \quad (8)$$

где $K_3 = \frac{1}{K_{m1}} - \frac{K_1}{\beta} (1 - e^{-\beta})$.

В (7) и (8) входит одна неизвестная функция $i_d(n)$, для нахождения которой составлено разностное уравнение из условия непрерывности тока в индуктивности L_d :

$$i_d[n+1] - D i_d[n] = Q; \quad (9)$$

$$D = \frac{K_3 \beta e^{-\beta} - K_1 (1 - e^{-\beta})^2 + \sin \psi (1 - e^{-\beta})}{K_3 \beta + \sin \psi (1 - e^{-\beta})}; \quad (10)$$

$$Q = \frac{I[K_1 \beta \gamma (e^{-\beta} - 1) + K_1 e^{-\beta} (1 - e^{\beta\gamma}) - K_3 \beta e^{-\beta} + K_3 \beta e^{\beta} (1 - e^{-\beta})]}{K_3 \beta + \sin \psi (1 - e^{-\beta})}. \quad (11)$$

Из (10) и (11) следует, что D выражено только через параметры схемы замещения (β , ψ , K_{m1}), а Q — как через параметры схемы замещения, так и через параметры импульса (I , γ).

Решение (9) найдено с учетом разрывности тока $i_d(\bar{t})$ и представлено в виде:

$$i_d[n] = \frac{I[K_{m1} K_1 \gamma (e^{-\beta} - 1) + e^{-\beta} (e^{\beta\gamma} - 1)]}{1 - e^{-\beta}} [1 - e^{-\beta_0 n}] - \frac{I K_{m1} \sin \psi [\beta \gamma - e^{-\beta} (1 - e^{\beta\gamma})]}{\beta - K_1 K_{m1} (1 - e^{-\beta}) + K_{m1} \sin \psi (1 - e^{-\beta})} e^{-\beta_0 n}, \quad (12)$$

где $\beta_0 = \ln\left(\frac{1}{D}\right)$ — эквивалентная постоянная времени цепи подмагничивания.

В статье не рассматриваются динамические свойства импульсно-управляемых ФПУ, поэтому все выражения приводятся к установившемуся режиму при $n \rightarrow \infty$:

$$i_d[n] = \frac{I[K_{m1} K_1 \gamma (e^{-\beta} - 1) + e^{-\beta} (e^{\beta\gamma} - 1)]}{1 - e^{-\beta}} = C. \quad (13)$$

Мгновенные значения тока определяются выражениями:

а) в интервале импульса

$$i_d(s) = [C - I + K_1 I K_{m1} \gamma] e^{-\beta s} + I - \frac{2\pi}{\beta^2 + 4\pi^2} K_{m1} I \gamma \times \times [2\pi \sin(2\pi s + \psi) + \beta \cos(2\pi s + \psi)], \quad 0 \leq s < \gamma; \quad (14)$$

б) в интервале паузы

$$i_{d_2}(\varepsilon) = [C - I + K_1 K_{mi} I \gamma + I e^{\beta \gamma}] e^{-\beta \varepsilon} - \frac{2\pi}{\beta^2 + 4\pi^2} K_{mi} I \gamma [2\pi \sin(2\pi \varepsilon + \psi) + \beta \cos(2\pi \varepsilon + \psi)];$$

$$\gamma \leq \varepsilon \leq 1. \quad (15)$$

Здесь $\varepsilon = \bar{t} - n$, а C взято по (13).

По (14) и (15) можно найти среднее значение тока подмагничивания ФПУ:

$$I_{dcp} = \int_0^1 i_{d_1}(\varepsilon) d\varepsilon + \int_1^1 i_{d_2}(\varepsilon) d\varepsilon = I \gamma \quad (16)$$

и среднее значение тока, потребляемого от источника подмагничивания,

$$I_{y.cp} = \int_0^1 i_{d_1}(\varepsilon) d\varepsilon = \frac{I [1 - e^{-\beta(1-\gamma)}] (e^{-\beta\gamma} - 1)}{\beta^2 (1 - e^{-\beta})} + I \gamma + \frac{2\pi}{\beta^2 + 4\pi^2} K_{mi} I \gamma [\cos(2\pi\gamma + \psi) - \cos\psi - \frac{\beta}{2\pi} \sin(2\pi\gamma + \psi) + \frac{\beta}{2\pi} \sin\psi]. \quad (17)$$

При подстановке (16) и (17) в (1) с учетом того, что при непрерывном управлении напряжение $U_{y.непр}$ равно среднему значению импульсного

$$U_{y.непр} = U_{y.имп} \gamma, \quad (18)$$

можно получить необходимое расчетное выражение, связывающее K_{p1} с параметрами импульса и схемы замещения.

Расчеты семейств кривых производились на ЦВМ «Мир-1». Пример таких характеристик приведен на рис. 2. Кроме того, что они используются

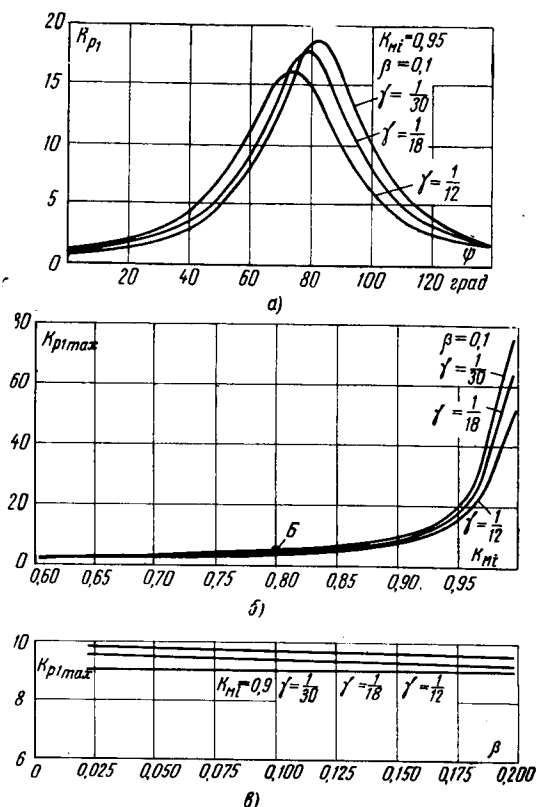


Рис. 2.

далее при расчетах систем ППУ—ФПУ, их анализ позволяет сделать ряд выводов, имеющих самостоятельное значение.

1. Коэффициент K_{p1} очень сильно зависит от фазы ψ переменной составляющей тока i_d относительно импульса (см. рис. 2,а). Это обстоятельство надо иметь в виду при проектировании ППУ для импульсного управления ФПУ. В частности, учитывая, что фаза тока зависит от ряда факторов (степени подмагничивания, характера и величины нагрузки), усилитель необходимо строить так, чтобы фаза импульса изменялась по определенному закону.

2. Максимальное значение K_{p1} зависит от относительной длительности импульсов γ ; меньшему значению γ соответствует большее значение K_{p1max} (рис. 2,а и б). Отсюда следует, что для поддержания коэффициента усиления по мощности на достаточно высоком уровне необходимо ограничивать предельную ширину импульсов и выбирать параметры ППУ так, чтобы условия его согласования с ФПУ выполнялись при возможно меньшей длительности импульсов.

3. Коэффициент K_{p1max} слабо зависит от величины $\beta = T/T_d$ (рис. 2,б), что подтверждает справедливость расчетной схемы рис. 1,б и позволяет использовать кривые рис. 2 при анализе ФПУ различных мощностей.

4. Коэффициент K_{p1max} очень сильно зависит от величины коэффициента модуляции тока подмагничивания (рис. 2,б), и при равенстве прочих параметров большему K_{mi} соответствует большее значение K_{p1max} .

Чтобы кривые рис. 2 можно было использовать при расчетах систем ППУ—ФПУ, необходимо знать, как K_{mi} зависит от степени подмагничивания, режимов работы и характера нагрузки ФПУ. Это является одной из основных задач второго этапа, на котором составляются системы нелинейных дифференциальных уравнений и решаются на ЦВМ методом Рунге-Кутты [Л. 5].

Ниже приведена исходная система таких уравнений для дросселя насыщения с совмещенными обмотками по схеме рис. 3:

$$\left. \begin{aligned} U_m \sin \omega t &= R_n i_n + L_n \frac{di_n}{dt} + R_p i_2 + L_{sp} \frac{di_2}{dt} + \\ &+ W_p S \frac{dB_2}{dt} + R_p i'_1 + L_{sp} \frac{di'_1}{dt} + W_p S \frac{dB_1}{dt}; \\ E_y &= R_p i'_1 + L_{sp} \frac{di'_1}{dt} + W_p S \frac{dB_1}{dt} - R_p i'_2 - \\ &- L_{sp} \frac{di'_2}{dt} - W_p S \frac{dB_2}{dt}; \\ E_y &= U_y \gamma. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

При расчетах аппроксимация кривой намагничивания производилась двучленом вида:

$$H = a_1 B + a_n B^n, \quad (20)$$

при этом для повышения точности вначале по методу выбранных точек определялся нечетный показатель степени n , а затем коэффициенты a_1 и a_n — по методу наименьших квадратов. Для удобства преобразований уравнения нормировались путем приведения реальных ФПУ к расчетным, имеющим один виток на сердечник в рабочей цепи, сечение

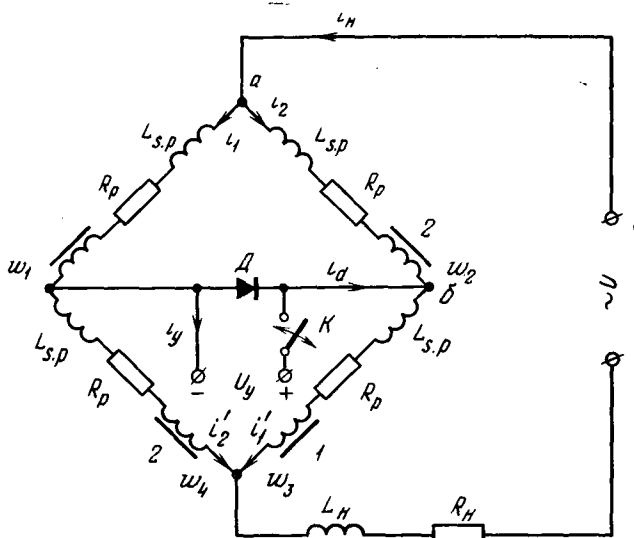


Рис. 3.

стали сердечников и длину силовой линии, равными единице, и нормированную кривую намагничивания. Для этого выбраны базовые величины:

$$S_6 = S; W_6 = W_p; l_6 = l; 2\pi f_6 = \omega;$$

$$U_6 = 2\pi f_6 S_6 W_6 B_6; B_6 = \sqrt{\frac{a_1}{a_n}}; H_6 = a_1 B_6;$$

$$R_6 = \frac{2W_6^2 2\pi f_6 S_6 B_6}{l_6 H_6}; L_6 = \frac{2W_6^2 S_6 B_6}{l_6 H_6}.$$

Аппроксимирующее выражение (20) при этом приводится к виду:

$$h = \beta_1 + \beta^n, \quad (21)$$

$$\text{где } \beta = \frac{B}{B_6}; h = \frac{H}{H_6}.$$

После деления (19) на U_6 и решения системы этих уравнений относительно старших производных получается система уравнений для решения на ЦВМ:

$$\frac{d\beta_1}{d\tau} = \frac{[\bar{U} \sin \tau - \bar{r}(\beta_1 + \beta_1^n + \beta_2 + \beta_2^n)] [1 + \bar{L}_y (1 + 2 + 2(\bar{L} + \bar{L}_y) + n(\bar{L} + \bar{L}_y)(\beta_1^{n-1} + \beta_2^{n-1}) + n\beta_2^{n-1})] + [\bar{E}_y - \bar{r}_y(\beta_1 + \beta_1^n - \beta_2 - \beta_2^n)] \times [1 + \bar{L} (1 + n\beta_2^{n-1})]}{2\bar{L}\bar{L}_y + 2n\bar{L}\bar{L}_y(\beta_1^{n-1} + \beta_2^{n-1}) + 2n^2\bar{L}\bar{L}_y\beta_1^{n-1}\beta_2^{n-1}};$$

$$\frac{d\beta_2}{d\tau} = \frac{[\bar{U} \sin \tau - \bar{r}(\beta_1 + \beta_1^n + \beta_2 + \beta_2^n)] [1 + \bar{L}_y (1 + 2 + 2(\bar{L} + \bar{L}_y) + n(\bar{L} + \bar{L}_y)(\beta_1^{n-1} + \beta_2^{n-1}) + n\beta_1^{n-1})] - [\bar{E}_y - \bar{r}_y(\beta_1 + \beta_1^n - \beta_2 - \beta_2^n)] \times [1 + \bar{L} (1 + n\beta_1^{n-1})]}{2\bar{L}\bar{L}_y + 2n\bar{L}\bar{L}_y(\beta_1^{n-1} + \beta_2^{n-1}) + 2n^2\bar{L}\bar{L}_y\beta_1^{n-1}\beta_2^{n-1}}.$$

Здесь

$$\bar{U} = \frac{U}{U_6}; \tau = \omega t; \bar{E}_y = \frac{E_y}{U_6}; r = \frac{R_p + R_n}{R_6};$$

$$\bar{L} = \frac{L_{sp} + L_n}{L_6}; r_y = \frac{R_p}{R_6}; \bar{L}_y = \frac{L_{sp}}{L_6};$$

R_p — сопротивление одной рабочей обмотки; L_{sp} — индуктивность рассеяния одной рабочей обмотки.

Аналогичный вид имеет система уравнений, описывающая процессы в обычном дросселе насыщения, однако в этом случае коэффициенты несколько отличаются:

$$\bar{r} = \frac{2R_p + R_n}{R_6}; \bar{L} = \frac{2L_{sp} + L_n}{L_6}; \bar{r}_y = \frac{R_y}{R_6}; \bar{L}_y = \frac{L_y}{L_6},$$

где R_y и L_{ys} — суммарное активное сопротивление и индуктивность рассеяния обмотки управления.

Для уменьшения машинного времени при нахождении решения системы (22) в установившемся режиме может быть рекомендован способ [Л. 6], логика которого достаточно проста и легко реализуется на ЦВМ.

По найденному массиву дискретных данных β_{ni} и известным формулам рассчитываются мгновенные и интегральные значения величин, находить их гармонический состав и таким образом получается по одной точке на плоскости всех рассчитываемых характеристик. Расчет такой точки на ЦВМ типа БЭСМ-4 продолжается 1,5—2 мин. Расчетные характеристики лучше всего представлять в долях единицы (такие величины на графиках обозначены верхним индексом «д»), относя токи к номинальному эффективному значению тока обмоток $I_{wэф.ном}$, а напряжения — к минимальному напряжению сети.

На рис. 4 приведены расчетные характеристики дросселя с совмещенными обмотками мощностью 56 кв·а при активной нагрузке, выполненного на базе серийного усилителя УСО-56 без обмоток

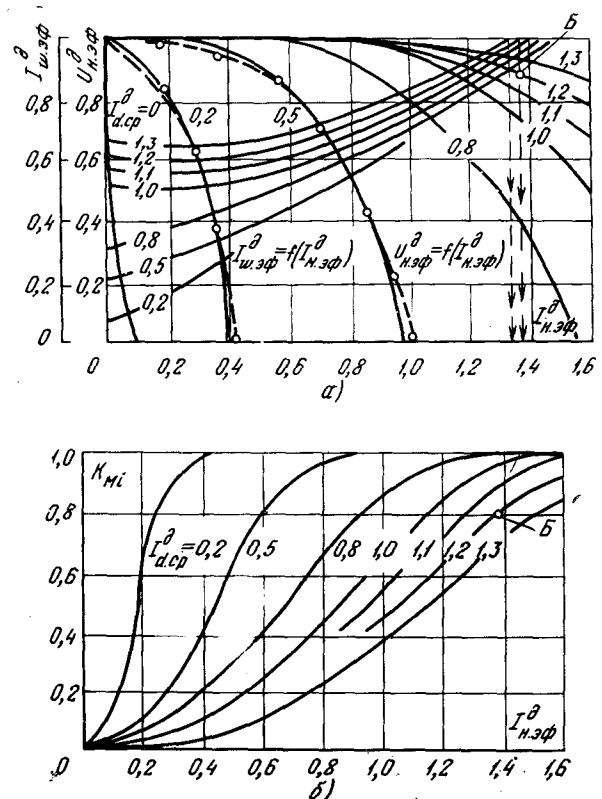


Рис. 4.

управления и смещения. Аппроксимирующий полином имел степень $n=17$. Поскольку характеристики приведены в относительных единицах, они могут рассматриваться как универсальные для серии подобных устройств.

Внешние характеристики рис. 4,а представляют собой зависимости $U_{н.эф}^{\partial} = f(I_{н.эф}^{\partial})$, построенные при фиксированных средних значениях тока подмагничивания $I_{д.ср}^{\partial}$. Здесь же пунктиром с точками нанесены экспериментальные внешние характеристики при $I_{д.ср}^{\partial} = 0,2$ и $0,5$. Их хорошее совпадение с расчетными кривыми подтверждает высокую точность расчетов. На этом же графике нанесены зависимости тока в обмотках дросселя от тока нагрузки $I_{н.эф}^{\partial} = f(I_{д.ср}^{\partial})$, построенные при тех же значениях тока $I_{д.ср}^{\partial}$. Такое совместное расположение кривых на рис. 4,а упрощает в дальнейшем анализ и расчеты.

Как указывалось выше, одной из основных задач второго этапа расчетов является отыскание зависимости коэффициентов модуляции тока подмагничивания $K_{ми}$ от степени подмагничивания, режимов работы и характера нагрузки ФПУ. Эти связи устанавливаются кривыми рис. 4,б $K_{ми} = f(I_{н.эф}^{\partial})$, построенными при тех же значениях тока $I_{д.ср}^{\partial}$, что и характеристики рис. 4,а. В целом при анализе, кроме характеристик рис. 4, использовались аналогичные семейства кривых при других видах нагрузки: активно-индуктивной, активно-емкостной, выпрямительной с противо-э. д. с. Их совместный анализ позволил сделать два важных вывода.

1. Во всех режимах работы и при любом характере нагрузки ФПУ фаза минимума тока подмагничивания совпадает с моментом перехода через нуль тока нагрузки.

2. Величина коэффициента модуляции тока

подмагничивания $K_{ми}$ зависит от величины токов нагрузки и подмагничивания, но не зависит от характера нагрузки.

Первый вывод имеет особо важное значение при построении схем ППУ, реализующих способ импульсного подмагничивания, второй — при расчетах систем ППУ—ФПУ.

Основными задачами расчета являются выбор рабочей точки, в которой обеспечиваются наилучшие показатели системы, и нахождение параметров ППУ, согласованного с силовым регулятором во всех режимах его работы. Для решения первой задачи предполагается считать наилучшей такую рабочую точку, в которой обеспечивается максимальное значение функции Φ , определяемой по формуле:

$$\Phi = \frac{\eta_{\Sigma}}{g_{\Sigma}}, \quad (23)$$

где η_{Σ} — общий к. п. д. системы ППУ—ФПУ; g_{Σ} — удельный общий вес на единицу выходной мощности в расчетном режиме;

$$\eta_{\Sigma} = \frac{1}{1 + \frac{1 - \eta_{ФПУ}}{\eta_{ФПУ}} + \frac{1}{K_{р.имп} \eta_{ППУ}}}; \quad (24)$$

$$g_{\Sigma} = \frac{G_{ФПУ} \left(1 + \frac{K}{K_{р.имп}}\right)}{P_{н}}. \quad (25)$$

В этих формулах: $\eta_{ФПУ}$ — к. п. д. ферромагнитного регулятора в расчетной точке; $K_{р.имп}$ — коэффициент усиления по мощности системы ППУ—ФПУ в расчетной точке; $\eta_{ППУ}$ — к. п. д. промежуточного полупроводникового усилителя; $G_{ФПУ}$ — вес силового регулятора; $P_{н}$ — мощность на нагрузке в расчетной точке; K — коэффициент, показывающий, во сколько раз удельный весовой показатель ППУ больше, чем показатель ФПУ.

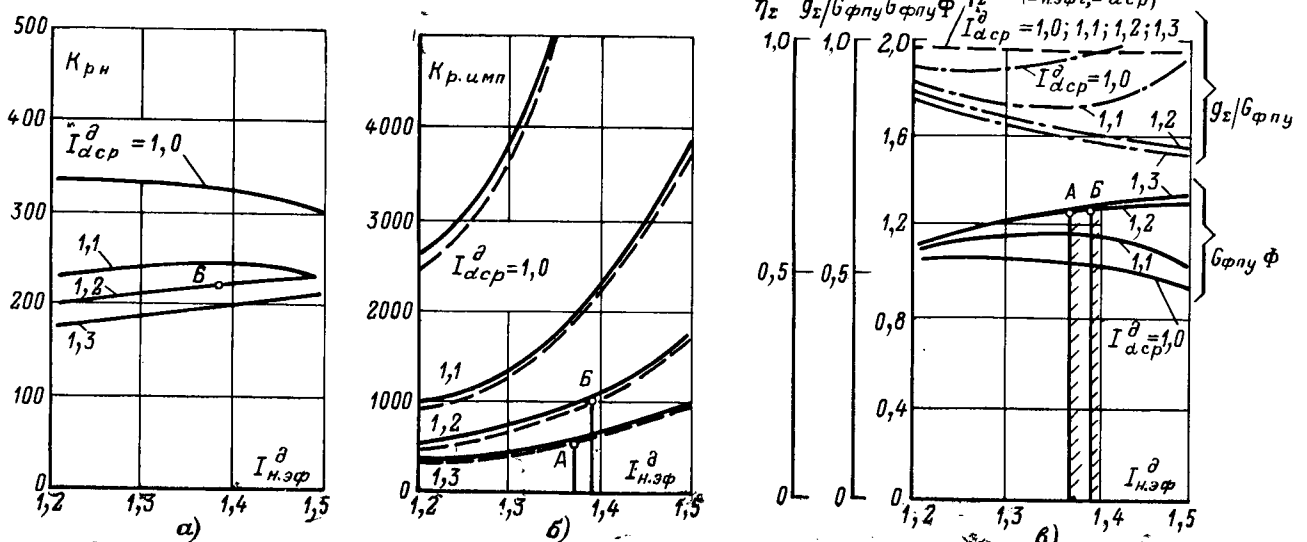


Рис. 5.

В расчетах можно принимать $K=4 \div 4,5$; $\eta_{ппу}=0,85 \div 0,95$.

При наличии характеристик рис. 4 и 2,6 расчет может быть произведен графо-аналитическим методом. Вначале в зоне рабочих токов нагрузки дросселя $I_{н.эф}^d = 1,2 \div 1,5$ производится расчет семейства характеристик

$$K_{рн} = f(I_{н.эф}^d, I_{д.ср}^d),$$

где $K_{рн}$ — коэффициент усиления по мощности ФПУ с непрерывным управлением.

В каждой точке $K_{рн}$ рассчитывается по формуле:

$$K_{рн} = \frac{U_{н.эф}^d I_{н.эф}^d}{P_p^d (I_{д.ср}^d)^2}. \quad (26)$$

Здесь $U_{н.эф}^d$, $I_{н.эф}^d$, $I_{д.ср}^d$ берутся по соответствующим внешним характеристикам рис. 4,а;

$$R_p^d = R_p \frac{I_{н.эф.ном}^d}{U_c}. \quad (27)$$

Такие характеристики приведены на рис. 5,а. Используя их, рассчитывают и строят зависимости $K_{рнмп} = f(I_{н.эф}^d, I_{д.ср}^d)$ (рис. 5,б), причем в каждой точке

$$K_{рнмп} = K_{рн} K_{р1 \max}. \quad (28)$$

Значение $K_{р1 \max}$ берется по кривым рис. 2,б после того, как для данных токов $I_{н.эф}^d$ и $I_{д.ср}^d$ по рис. 4,б найдено значение $K_{ми}$. Кривые рис. 5,б являются уже результатом синтеза характеристик, полученных на первом и втором этапах, и от их достоверности зависит точность всех последующих расчетов. На рис. 5,б пунктиром нанесены экспериментальные кривые, снятые на дросселе мощностью 56 кВ·а. Отличие расчетных от экспериментальных данных нигде не превышает 8%. С использованием данных рис. 5,б по формулам (23)–(25) рассчитывают и строят зависимости

$$\eta_{\Sigma} = f(I_{н.эф}^d, I_{д.ср}^d), \quad g_{\Sigma} = f_1(I_{н.эф}^d, I_{д.ср}^d) \text{ и}$$

$$\Phi = f_2(I_{н.эф}^d, I_{д.ср}^d)$$

(рис. 5,в). Как следует из рис. 5, в зоне рабочих токов дросселя наибольшие значения функции Φ обеспечиваются при $I_{д.ср}^d = 1,2$ и 1,3. Рабочую точку надо выбирать так, чтобы в ней ток нагрузки не превышал номинального (допустимого по условиям нагрева) значения. Поскольку эта величина меняется при изменении тока подмагничивания, то для нахождения $I_{н.эф.ном}^d$ необходимо использовать кривые $I_{н.эф}^d = f(I_{н.эф}^d, I_{д.ср}^d)$ (рис. 4,а).

Здесь для заданных токов подмагничивания $I_{д.ср}^d = 1,2$ и 1,3 при токе $I_{н.эф}^d = 1$ находятся значения $I_{н.эф}^d$ (на рис. 4,а пунктирные линии со стрел-

ками), которые переносятся на графики рис. 5,в, определяя точки А и Б. В точке Б значение функции Φ наибольшее, и она является наилучшей. Ее координаты переносятся на все используемые графики, и далее производится расчет параметров цепи ППУ.

Из рис. 4,а определяется мощность нагрузки в точке Б:

$$P_{нБ}^d = U_{н.эфБ}^d I_{н.эфБ}^d = 1,265.$$

Из рис. 5,б находится $K_{рнмпБ} = 1050$. Рассчитывается мощность управления

$$P_{уб}^d = \frac{P_{нБ}^d}{K_{рнмпБ}} = 0,00126$$

и среднее значение напряжения подмагничивания

$$E_{у.срБ}^d = R_{д.срБ}^d I_{д.срБ}^d.$$

Для заданного γ находится напряжение источника подмагничивания:

$$U_{уб}^d = \frac{E_{у.срБ}^d}{\gamma_B}.$$

Рассчитывается среднее значение тока, потребляемого от источника подмагничивания,

$$I_{у.срБ}^d = \frac{P_{уб}^d}{U_{уб}^d}$$

и амплитуда тока в цепи ключа

$$I_{у.амплБ}^d = \frac{I_{у.срБ}^d}{\gamma_B}.$$

Все расчетные параметры взяты в точке Б, так как она является предельной; рассчитанный по этим данным ППУ обеспечит нормальную работу регулятора во всех других режимах.

Предложенная методика расчета перспективных новых устройств с импульсным подмагничиванием достаточно проста, дает хорошую точность и может быть рекомендована для инженерных расчетов, а полученные в результате анализа выводы позволяют практически реализовать схемы ППУ — ФПУ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Обрусник В. П., Кобзев А. В. Способ импульсного управления. А. С. № 245842 (СССР). Опубл. в бюлл. «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки». 1969, № 20.
2. Завацкий Э. Г., Кобзев А. В. Сравнительный анализ способов управления магнитными усилителями. — «Труды IV Всесоюзной конференции по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей и систем». Ташкент, 1971.
3. Обрусник В. П., Кобзев А. В. Промежуточные усилители для подмагничиваемых регуляторов. — Доклады VI научно-технической конференции по вопросам автоматизации производства». Томск, Изд. ТГУ, 1969, т. 2.
4. Бамдас А. М., Шапиро С. В. Стабилизаторы с подмагничиваемыми трансформаторами. М., «Энергия», 1965.
5. Каган Б. М., Тер-Микаэлян Т. М. Решение инженерных задач на цифровых вычислительных машинах. М., «Энергия», 1964.
6. Кобзев А. В. Метод анализа процессов и характеристик в цепях с магнитными усилителями и подмагничиваемыми трансформаторами. — «Труды VII научно-технической конференции. Статические преобразователи в автоматике и электроприводе». Томск, Изд. ТГУ, 1971.

[16.1.1973]



Расчет главных размеров магнитоэлектрического вентильного генератора, работающего на импульсную нагрузку

А. И. БЕРТИНОВ, С. Р. МИЗЮРИН, В. А. СЕРИКОВ

Московский авиационный институт

Методика расчета главных размеров синхронных генераторов с возбуждением от постоянных магнитов (магнитоэлектрических), работающих на стационарную нагрузку, разработана в [Л. 1] и применяется в инженерной практике проектирования.

В связи с применением магнитоэлектрических генераторов (рис. 1), работающих через выпрямитель на периодически разряжаемую емкость, возникла необходимость в корректировании методики для специфического импульсного режима работы. В тех случаях, когда время зарядного процесса емкости много больше периода синхронной частоты, можно рассматривать вентильный генератор как эквивалентный источник постоянного тока, работающий на медленно возрастающую, квазипостоянную противо-э. д. с. Представляя внешнюю характеристику вентильного генератора в виде $I_0 = f(U_0)$, с учетом равенств $I_0 = I_c$, $U_0 = U_c$ (рис. 1) и соотношения $I_c = C \frac{dU_c}{dt}$ получаем уравнение аperiodического зарядного процесса:

$$C \frac{dU_c}{dt} = f(U_c). \quad (1)$$

На рис. 2 приведены внешние характеристики ряда вентильных генераторов при работе на противо-э. д. с. без сглаживающего дросселя, рассчитанные по методике [Л. 2]. При несимметрии магнитной цепи генератора, соответствующей $k = x_d/x_q \geq 3$ и $k \leq 0,3$, внешние характеристики существенно отличаются от внешней характеристики неявнополюсного вентильного генератора.

Однако для соотношения параметров $\sqrt{x_s^2 + r^2}/x_d = 0,1 \div 0,3$ и $k = 0,5 \div 2,0$, т. е. для подавляющего большинства синхронных генераторов, изготовляемых промышленностью и используемых в качестве вентильных генераторов, внешние характеристики расположены в сравнительно узкой области (кривые 4, рис. 2). Они достаточно точно аппроксимируются зависимостью:

$$\dot{I}_0 \approx 0,955 \cos \left(1,02 \dot{U}_0 \frac{\pi}{2} \right); \quad (2)$$

в соответствии с (1) закон изменения напряжения на емкости

$$\dot{U}_c \approx 0,984 \left[\frac{4}{\pi} \arctg (\exp 1,68 t) - 1 \right], \quad (3)$$

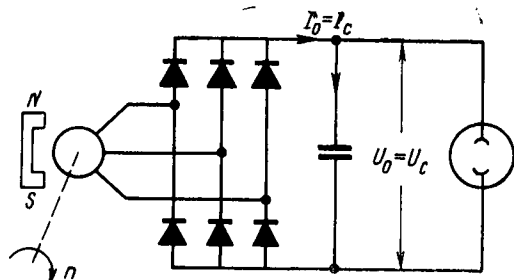


Рис. 1. Принципиальная схема.

где $\dot{I}_0 = \frac{I_0}{I_6}$, $\dot{U}_0 = \frac{U_0}{U_6}$, $\dot{t} = \frac{t}{t_6}$ — относительные значения зарядного тока, напряжения и времени зарядного процесса; $I_6 = k_{i_k} I_k = \frac{E_0}{x_d}$, $U_6 = k_{E_0} E_0$, $t_6 = \sqrt{3} C x_d$ — базисные величины; k_{E_0} — коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению в режиме холостого хода; k_{i_k} — коэффициент преобразования выпрямителя по току в режиме установившегося короткого замыкания; E_0 — действующее значение э. д. с. холостого хода фазы генератора.

В соответствии с [Л. 3] при линейной аппроксимации внешних характеристик закон изменения напряжения на емкости описывается менее точно экспонентой вида:

$$\dot{U}_c = 1 - \exp \left(-\frac{\dot{t}}{\tau} \right),$$

где

$$\tau = A_k C x_d \frac{1+k}{2k}; \quad A_k = 1,5 \div 2,0.$$

Очевидно, среднезарядная мощность $P_{cp} = 0,5 \frac{C U_c^2}{t}$ при заданных значениях C и U_c тем

больше, чем меньше время заряда, и зависит от вида внешней характеристики в соответствии с рис. 2. По идеализированным внешним характеристикам (линейная, окружность, прямоугольник, рис. 3) и уравнению (1) построены (рис. 4) зависимости $\dot{U}_c(\dot{t})$ и $\dot{P}_{cp}(\dot{t})$; при этом

$$\dot{t} = \frac{t}{\tau}, \quad \tau = C \frac{U_6}{I_6}, \quad P_6 = U_6 I_6.$$

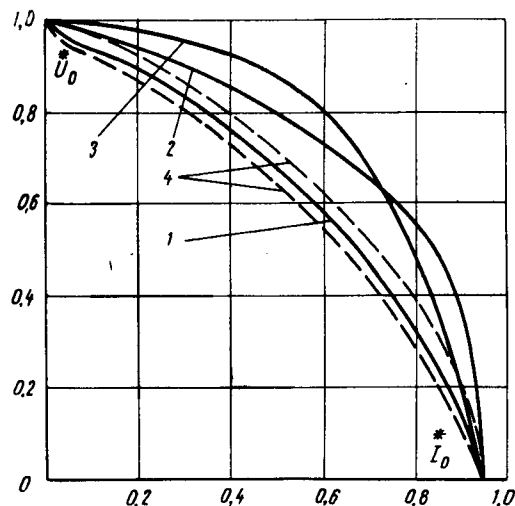


Рис. 2. Внешние характеристики вентильных генераторов ($x_s \ll r$, $r/x_d = 0,1$).

1 — $k = x_d/x_q = 1$; 2 — $k = 3$; 3 — $k = 0,3$; 4 — граница области характеристик

при $\frac{\sqrt{x_s^2 + r^2}}{x_d} = 0,1 - 0,3$; $k = 0,5 - 2$.

Поскольку базисным напряжением является напряжение холостого хода вентильного генератора, а базисным током — ток короткого замыкания, относительное значение средnezарядной мощности

$$\bar{P}_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{ср}}}{P_{\text{с}}} = \frac{P_{\text{ср}}}{k_{\text{п}} S_{\text{к}}}, \quad (4)$$

где $S_{\text{к}} = E_0 I_{\text{к}}$ — мощность короткого замыкания генератора переменного тока на одну фазу; $k_{\text{п}} = k_{E_0} k_{I_{\text{к}}}$ — коэффициент преобразования выпрямителя.

Относительное значение $\bar{P}_{\text{ср}} = k_{\text{пар}}$ можно рассматривать как параметрический коэффициент использования мощности короткого замыкания генератора, поскольку при заданном значении емкости C оно определяется параметрами генератора (x_d, x_q, r, x_s).

В соответствии с рис. 3 (кривые 1, 2 и 3)

$$\bar{P}_{\text{ср, max}} = 0,204; \quad \bar{P}_{\text{ср, max}}^* = \frac{1}{\pi}; \quad \bar{P}_{\text{ср, max}}^* = 0,5. \quad (5)$$

Идеальной внешней характеристикой зарядного вентильного генератора является прямоугольная, но и в этом случае в зарядном процессе может быть использовано лишь 50% мощности короткого замыкания вентильного генератора. В соответствии с реальными внешними характеристиками (рис. 2, зона 4) кривая $\bar{P}_{\text{ср}}(t)$ нанесена пунктиром на рис. 4, б. Для максимального использования активного объема генератора в зарядном процессе разряд конденсатора следует производить в точке $t_{\text{онт}}^*$, когда $\bar{P}_{\text{ср}} = \bar{P}_{\text{ср, max}}$ и параметрический коэффициент использования достигает максимума. Применение вентильных генераторов с возбуждением от постоянных магнитов — магнитоэлектрических (МЭГ) — в импульсном зарядном режиме, помимо преимуществ в отношении надежности, простоты и т. д., в определенном диапазоне мощностей (примерно $\bar{P}_{\text{ср}} \leq 3$ кВт) может дать преимущества и в отношении весовых характеристик.

Сравним классический синхронный генератор (СГ) и МЭГ по весовым показателям в импульсном режиме работы.

Поскольку соотношения (2) и (3) получены при аппроксимации внешних характеристик в соответствии с зоной 4 на рис. 2 ($k = x_d/x_q = 0,5 \div 2,0$), положим $k=1$ для СГ и МЭГ. Учитывая, что выпрямительная нагрузка является практически активной, считаем $\cos \varphi = 1$, а $r \ll x_d$. При этих условиях внешняя характеристика неявнополюсного генератора на стороне переменного тока описывается уравнением:

$$U = \sqrt{E_0^2 - (I x_d)^2}, \quad (6)$$

из которого нетрудно получить мощность короткого замыкания в виде:

$$S_{\text{к}} = E_0 I_{\text{к}} = S_{\text{н}} (x_{d_{\text{о.е}}}^{-1} + x_{d_{\text{о.е}}}), \quad (7)$$

где $S_{\text{н}} = U_{\text{н}} I_{\text{н}}$ — номинальная мощность генератора при стационарной нагрузке (на одну фазу); $U_{\text{н}}, I_{\text{н}}$ —

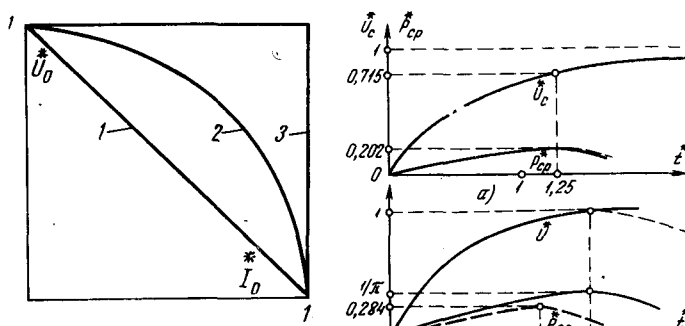


Рис. 3. Идеализированные внешние характеристики.

номинальные значения напряжения и тока при стационарной нагрузке с $\cos \varphi = 1$; $x_{d_{\text{о.е}}} = x_d \frac{I_{\text{н}}}{U_{\text{н}}}$.

Из (4) и (7)

$$P_{\text{ср}} = \bar{P}_{\text{ср}} k_{\text{п}} S_{\text{н}} (x_{d_{\text{о.е}}}^{-1} + x_{d_{\text{о.е}}}). \quad (8)$$

Очевидно, $k_{\text{п}}$ для СГ и МЭГ — одна и та же величина. Поскольку относительная внешняя характеристика $\bar{U}_0 = \varphi(I_0^*)$, определяющая параметрический коэффициент использования мощности короткого замыкания, для СГ и МЭГ при принятых допущениях одна и та же, то и $\bar{P}_{\text{ср}} = k_{\text{пар}}$ будет для СГ и МЭГ одной и той же величиной, если разряд конденсатора происходит в одной и той же точке кривой $U_c(t)$ (при $t = t_{\text{онт}}^*$).

Введя понятие относительной массы в импульсном режиме

$$\bar{G}_{\text{имп}} = \frac{G}{P_{\text{ср}}} = \frac{\bar{G}}{\bar{P}_{\text{ср}} k_{\text{п}} (x_{d_{\text{о.е}}}^{-1} + x_{d_{\text{о.е}}})}, \quad (9)$$

где $\bar{G} = \frac{G}{S_{\text{н}}}$ — относительная масса при стационарной нагрузке, получим для МЭГ и СГ соотношение:

$$\frac{(\bar{G}_{\text{имп}})_{\text{МЭГ}}}{(\bar{G}_{\text{имп}})_{\text{СГ}}} = \frac{\bar{G}_{\text{МЭГ}}}{\bar{G}_{\text{СГ}}} \varphi_{x_d}. \quad (10)$$

Здесь

$$\varphi_{x_d} = k_{x_d} \frac{1 + (x_{d_{\text{о.е}}})_{\text{СГ}}}{1 + k_{x_d} (x_{d_{\text{о.е}}})_{\text{СГ}}}; \quad k_{x_d} = \frac{(x_{d_{\text{о.е}}})_{\text{МЭГ}}}{(x_{d_{\text{о.е}}})_{\text{СГ}}}.$$

Для принятого случая $(x_{d_{\text{о.е}}})_{\text{МЭГ}} = 0,3$; $(x_{d_{\text{о.е}}})_{\text{СГ}} = 1,5$ получим:

$$k_{x_d} = 0,2; \quad \varphi_{x_d} = 0,6; \quad \frac{(\bar{G}_{\text{имп}})_{\text{МЭГ}}}{(\bar{G}_{\text{имп}})_{\text{СГ}}} = 0,6 \frac{\bar{G}_{\text{МЭГ}}}{\bar{G}_{\text{СГ}}}.$$

При повышенной частоте (1 000 — 1 600 гц) и использовании магнитных сплавов с максимальной маг-

нитной энергией, например сплавов «столбчатой» структуры, относительная масса $\dot{G}_{\text{МЭГ}}$ приближается к относительной массе $\dot{G}_{\text{СГ}}$ при мощности $S_{\text{н}} \leq 3 \text{ кВт}$. Тогда при импульсной нагрузке, приняв $\dot{G}_{\text{МЭГ}} \approx \dot{G}_{\text{СГ}}$, получим $(\dot{G}_{\text{имп}})_{\text{МЭГ}} \approx 0,6 (\dot{G}_{\text{имп}})_{\text{СГ}}$.

Таким образом, используя МЭГ в качестве импульсного вентильного генератора, в отдельных случаях можно получить лучшие показатели в отношении массы, чем при использовании классического синхронного генератора и других типов бесконтактных синхронных генераторов.

Основываясь на [Л. 1], расчет главных размеров МЭГ при импульсной нагрузке можно построить по такому же принципу, как и при стационарной нагрузке.

Среднезарядную мощность представим в виде:

$$P_{\text{ср}} = \dot{P}_{\text{ср}} k_{\text{л}} \dot{S}_{\text{кс}} E_r I_c, \quad (11)$$

где $\dot{S}_{\text{кс}} = \frac{E_0 I_{\text{к}}}{E_r I_c}$; E_r , I_c — масштабные э. д. с. и ток в диаграмме состояния магнита.

Поскольку

$$E_r = 4k_{\text{ф}} k_0 f B_r s_{\text{м}} \omega;$$

$$I_c = \frac{p H_c h_{\text{м}}}{0,45 m \omega k_{\text{ад}}},$$

где $s_{\text{м}}$, $h_{\text{м}}$ — сечение и длина магнита по пути намагничивания на один полюс ($s_{\text{м}} = b_{\text{м}} l_{\text{м}}$); $k_{\text{ф}}$, k_0 , $k_{\text{ад}}$ — коэффициенты формы поля, обмотки и приведения реакции якоря; m , f — число фаз и частота; p — число пар полюсов; B_r , H_c — остаточная индукция и коэрцитивная сила сплава; ω — число витков фазы обмотки якоря,

$$E_r I_c = \frac{4}{0,9} \frac{k_{\text{ф}}}{k_{\text{ад}}} \frac{1}{m} v_{\text{м}} f B_r H_c. \quad (12)$$

Здесь $v_{\text{м}} = 2\pi s_{\text{м}} l_{\text{м}}$ — объем постоянного магнита ротора.

Обозначая $k_{\text{з.м}} = \frac{1}{v_{\text{м}}} \frac{\pi D^2 l}{4}$, где D , l — диаметр и осевая длина ротора МЭГ, из (11) и (12) получаем основное расчетное уравнение МЭГ при импульсной нагрузке в виде:

$$D = \sqrt[3]{\frac{P_{\text{ср}}}{\lambda f (\sigma_{\text{МЭГ}})_{\text{имп}}}}, \quad (13)$$

где коэффициент использования магнитоэлектрической машины в импульсном режиме

$$(\sigma_{\text{МЭГ}})_{\text{имп}} = 8 \frac{k_{\text{ф}}}{k_{\text{ад}}} \frac{k_{\text{з.м}}}{m} \dot{P}_{\text{ср}} \dot{S}_{\text{кс}} B_r H_c.$$

Значение $\lambda = \frac{l}{D} = \frac{0,6 \div 1,5}{\sqrt{p}}$; $\lambda_{\text{опт}} = \frac{0,8}{\sqrt{p}}$ — для индуктора типа «звездочка» и явнополюсного с полюсными наконечниками; $\lambda \approx 0,23 \div 0,27$ — для когтеобразного индуктора независимо от числа пар полюсов. Величина $k_{\text{лар}} = \dot{P}_{\text{ср}}$ в выражении $(\sigma_{\text{МЭГ}})_{\text{имп}}$ аналогична значению $\dot{S}_{\text{н.к}}$ [Л. 1] при стационарной нагрузке МЭГ. Тип ротора МЭГ влияет на величины $\dot{S}_{\text{кс}}$ и $k_{\text{з.м}}$.

В общем случае

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{кс}} &= \dot{E}_0 \dot{I}_{\text{к}} = \frac{\dot{E}_0^2}{x_{\text{д}}} = \frac{\dot{E}_0^2}{\Lambda_{\text{д}}}; \\ \dot{E}_0 &= \frac{E_0}{E_r}; \dot{I}_{\text{к}} = \frac{I_{\text{к}}}{I_c}; x_{\text{д}} = \Lambda_{\text{д}} = \frac{\Lambda_{\text{д}}}{\Lambda_r} = \frac{x_{\text{д}}}{z_c}; \\ z_c &= \frac{E_r}{I_c}; \Lambda_r = \frac{\Phi_r}{F_c} = \mu_r \frac{b_{\text{м}} l_{\text{м}}}{h_{\text{м}}}. \end{aligned}$$

При гиперболической аппроксимации относительной кривой размагничивания

$$\begin{aligned} \dot{E}_0^* &= \left[\frac{B_s}{2} \left(1 + \frac{1}{\Lambda_{\text{сг}}} \right) - \sqrt{\frac{B_s^2}{4} \left(1 + \frac{1}{\Lambda_{\text{сг}}} \right)^2 - \frac{B_s}{\Lambda_{\text{сг}}}} \right] \times \\ &\times \frac{\Lambda_{\text{д}} (\Lambda_{\text{сг}} + \mu_{\text{в}})}{\Lambda_{\text{сг}} + \Lambda_{\text{д}} + \mu_{\text{в}}}; \quad (14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{кс}}^* &= \left[\frac{B_s}{2} \left(1 + \frac{1}{\Lambda_{\text{сг}}} \right) - \sqrt{\frac{B_s^2}{4} \left(1 + \frac{1}{\Lambda_{\text{сг}}} \right)^2 - \frac{B_s}{\Lambda_{\text{сг}}}} \right]^2 \times \\ &\times \left[\frac{\Lambda_{\text{д}} (\Lambda_{\text{сг}} + \mu_{\text{в}})}{\Lambda_{\text{сг}} + \Lambda_{\text{д}} + \mu_{\text{в}}} \right]^2 \frac{1}{\Lambda_{\text{д}}}. \quad (15) \end{aligned}$$

Поскольку зарядный процесс начинается с режима внезапного короткого замыкания, то стабилизация постоянных магнитов при импульсной нагрузке МЭГ осуществляется коротким замыканием. В генераторах с явнополюсными и когтеобразными индукторами, имеющими демпферные обмотки и массивные полюсные наконечники, стабилизация магнитов происходит практически под действием тока установившегося короткого замыкания, а проводимость стабилизации примерно равна проводимости короткого замыкания:

$$\Lambda_{\text{сг}} = \Lambda_{\text{к}} = \Lambda_{\text{с}}' + \frac{\Lambda_{\text{д}} \Lambda_{\text{с}}}{\Lambda_{\text{д}} + \Lambda_{\text{с}}}. \quad (16)$$

Для роторов типа «звездочка» с алюминиевой заливкой согласно исследованиям А. И. Бертинова и В. Г. Андреева

$$\Lambda_{\text{сг}} = \Lambda_{\text{уд}} = \frac{\Lambda_{\text{д}}}{1 + e^{\beta \pi}} - \mu_{\text{в}}, \quad (17)$$

где

$$\beta = - \left(\frac{r}{x_{\text{д}}''} + \frac{r}{x_{\text{д}}} \right).$$

Относительная проводимость по продольной оси

$$\Lambda_{\text{д}} = \Lambda_{\text{с}} + \frac{\Lambda_{\text{д}} (\mu_{\text{в}} + \Lambda_{\text{с}})}{\Lambda_{\text{д}} + \mu_{\text{в}} + \Lambda_{\text{с}}}, \quad (18)$$

где $\Lambda_{\text{с}}$, $\Lambda_{\text{с}}'$, $\Lambda_{\text{д}}$ — относительные проводимости рассеяния индуктора, якоря и приведенного рабочего зазора; $\mu_{\text{в}} = \frac{\mu_{\text{в}}}{\mu_r}$ — относительная проводимость (относительный коэффициент магнитного возврата).

Относительная проводимость приведенного рабочего зазора

$$\Lambda_{\text{с}} = \frac{\pi}{2} \frac{\alpha}{p} \frac{\mu_0}{\mu_r} \frac{l_{\text{с}}}{l_{\text{м}}} \frac{h_{\text{м}}}{b_{\text{м}}} \frac{1}{\delta_{\text{н}}}, \quad (19)$$

Таблица 1

Параметры	Тип индуктора		
	«Звездочка»	Явнополюсный с полюсными наконечниками	Когтеобразный
$k_{з.м}$	$2\alpha_m p^{-p} \frac{l_m}{l_p}$	$\frac{p}{\pi} \left(1 - \frac{2h_{п.н}}{D}\right)^2 \times \frac{l_m}{l_p} \operatorname{tg} \frac{90^\circ}{p}$	$\left(\frac{d_m}{D}\right)^2 \left[1 - \left(\frac{d_n}{d_m}\right)^2\right] \frac{l_m}{l_p}$
$\frac{h_m l_p}{S_m}$	$\frac{p^{1-p}}{\pi \alpha_m}$	$\frac{p}{\pi} \frac{1 - \alpha_m}{\alpha_m}$	$8k_p \left(\frac{h_m}{d_m}\right) \times \left[1 - \left(\frac{d_n}{d_m}\right)^2\right]$

где α_i , l_i — расчетный коэффициент полюсной дуги и расчетная осевая длина машины; $\delta_n = \frac{\delta_k k_m}{D}$; δ_k , k_m — коэффициент воздушного зазора и коэффициент магнитной цепи.

Относительная проводимость рассеяния якоря

$$\Lambda_s^* = x_s^* = \frac{\pi}{0,45} \frac{\mu_0}{\mu_r} \frac{\Sigma \lambda_s}{k_\phi k_0^2 k_{ad} m q} \frac{h_m l_i}{b_m l_m}, \quad (20)$$

где $\Sigma \lambda_s = \lambda_{сп} + \lambda_{сл} + \lambda_{сд}$ — удельная проводимость (пазового, лобового и дифференциального) рассеяния обмотки якоря; q — число пазов на полюс и фазу.

Коэффициент заполнения $k_{з.м}$ и соотношение $\frac{h_m l_i}{S_m} \approx \frac{h_m l_p}{S_m}$ зависят от типа индуктора и приведены в табл. 1.

В табл. 1: $p = 0,62 \div 0,64$; l_p — осевая длина ротора; $\alpha_m = 0,50 \div 0,65$ — длина полюсной дуги магнита; $h_{п.н}$ — высота полюсного наконечника; d_m , d_n — диаметры магнита и вала когтеобразного ротора; $k_p = \frac{l_p}{2h_m} = \frac{l_p}{2l_m}$ — для когтеобразного ротора; $\frac{h_{п.н}}{D} = 0,05 - 0,075$; $h_m/d_m = 0,15 - 0,25$; $d_n/d_m = 0,25 - 0,50$.

Ориентировочные значения других коэффициентов: $\mu_0/\mu_r = 0,05 - 0,1$; $k_\phi = 1,05 - 1,15$; $k_0 = 0,9 - 1,0$; $\alpha_i = 0,55 - 0,70$; $k_{ad} = 0,84 - 0,90$; $q = 1 \div 3$; $\Sigma \lambda_s = 2 \div 4$; $k_\delta k_\mu = 1,05 \div 1,35$; $\delta_n = (6,5 - 9,5) 10^{-3}$ при $D = (30 - 100) \text{ мм}$.

Примерный диапазон изменения относительных магнитных проводимостей: $\Lambda_s^* = 0,05 - 0,15$; $\Lambda_\delta^* = 2 \div 10$; $\Lambda_c^* = 0,05 \div 0,5$ (меньшие значения Λ_c^* — для ротора типа «звездочка», большие — для ротора с полюсными наконечниками и когтеобразного).

Таблица 2

Проводимость	Марка материала				
	ЮНДК24, ЮНДК25А, ЮНДК25БА	ЮНДН245	ЮНДК24Т2	ЮНДК18, ЮНД8	ЮНД12, ЮНД4, ЮНДК15
$\Lambda_{к.онт}^*$	0,80 ÷ 0,85	0,60 ÷ 0,85	0,55 ÷ 0,75	0,5 ÷ 0,6	0,3 ÷ 0,6

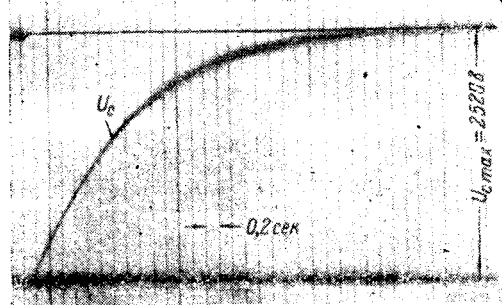


Рис. 5. Осциллограмма зарядного процесса.

Максимальное значение $(\dot{S}_{к с})_{\max}$ соответствует значению $\Lambda_k^* = \Lambda_{ст}^* = \Lambda_{к.онт}^*$, которое в указанном диапазоне относительных проводимостей в зависимости от марки магнитотвердого сплава магнита указано в табл. 2.

Максимальное значение $(\dot{S}_{к с})_{\max}$, соответствующее $\Lambda_{к.онт}^*$, приблизительно определяется формулой [Л. 4]:

$$(\dot{S}_{к с})_{\max} \approx \rho_0 \gamma + 0,5 (\mu_v^* - 0,2), \quad (21)$$

где $\rho_0 = 0,9 - 1,05$ при $\Lambda_\delta^* + \Lambda_c^* = 4 \div 10$; γ , μ_v^* — коэффициент формы кривой размагничивания и относительный коэффициент магнитного возврата.

Для оценки точности предлагаемой методики расчета главных размеров МЭГ при импульсной нагрузке приведем экспериментальные и расчетные данные: сплав магнита АНК ($B_r = 0,42 \text{ тл}$; $H_c = 56 500 \text{ а/м}$; $\mu_v^* = 0,34$; $\gamma = 0,34$); тип ротора — «звездочка»; $2p = 6$; $n = 8 000 \text{ об/мин}$; $f = 400 \text{ гц}$; $D = 0,08 \text{ м}$; $l = 0,056 \text{ м}$; $E_0 = 1 080 \text{ в}$; $m = 3$; $\delta = 0,4 \cdot 10^{-3} \text{ м}$.

От экспериментального генератора через трехфазный двухполупериодный выпрямитель заряжались конденсаторные батареи емкостью 50, 150, 450 и 900 мкф. Осциллограмма изменения напряжения на емкости $C = 900 \text{ мкф}$ в процессе заряда приведена на рис. 5. Определенная при обработке осциллограмм $P_{ср}$ во всех случаях для $t \approx 1$ находилась в пределах 740—790 вт.

Расчет дает: $D = 0,087 \text{ м}$; $P_{ср} = 775 \text{ вт}$; $\lambda = 0,7$; $f = 400 \text{ гц}$; $(\sigma_{МСГ})_{имп} = 5 050$; $\dot{P}_{ср}^* = 0,284$ (рис. 2); $k_\phi/k_{ad} = 1,22$; $k_{з.м} = 0,66$ (табл. 1); $\dot{S}_{к с}^* = 0,35$ при $(\dot{S}_{к с})_{\max} = 0,43$.

Таким образом, изложенная в [Л. 1] методика расчета магнитоэлектрических синхронных генераторов, работающих на стационарную нагрузку, может быть распространена и на импульсный режим зарядки емкости через выпрямитель при соответствующем изменении коэффициента использования магнитоэлектрической машины $\sigma_{мэг}$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бертинов А. И. Основные размеры синхронных магнитоэлектрических генераторов, бесконтактные и униполярные электрические машины. — «Труды МАИ», М., «Машиностроение», 1966, вып. 165.

2. Крогерис А. Ф. Основные характеристики бесконтактного генератора постоянного тока. Бесконтактные электрические машины. — «Труды института энергетики АН Латв. ССР». Рига, 1961.

3. Энергетика процесса заряда конденсатора от генератора переменного тока через выпрямитель. — «Электричество», 1967,

№ 8. Авт.: А. И. Бертинов, С. Р. Мизюрин, В. А. Сериков, Р. Л. Геворкян.

4. Бертинов А. И. Авиационные электрические генераторы. М., Оборонгиз. 1959.

[28.3.1973]

УДК 621.314.572

Исследование установившихся и переходных процессов в вентильных преобразователях (автономных инверторах) по усредненным величинам

Доктор техн. наук Ю. Г. ТОЛСТОВ, канд. техн. наук П. Ф. МЕРАБИШВИЛИ

Москва

Как известно, вентильные преобразователи (инверторы и выпрямители) из-за нелинейных характеристик вентилей представляют нелинейную цепь. Поэтому создание общей аналитической методики исследования динамики электромагнитных процессов не представляется возможным. В предположении идеальных характеристик вентилей задача может быть сведена к исследованию электрических цепей с переменными (периодически меняющимися) параметрами.

При исследовании переходных процессов в автономных инверторах, как правило, кроме идеальности характеристик вентилей принимают, что коммутация вентилей происходит мгновенно. После этих допущений исследование переходных процессов в автономных инверторах сводится к исследованию электрических цепей со скачкообразно меняющимися параметрами.

Все основные методы исследования автономных инверторов с учетом переходных процессов включают в себя эти два допущения и, как показывают многочисленные исследования, эти допущения в большинстве практических случаев оказываются приемлемыми.

При расчете переходных процессов в цепях с переменными параметрами используются известные математические методы: классический (метод приспособивания), операторный, спектральный, метод интеграла Дюамеля, метод разностных уравнений и т. д. Для исследования динамики электромагнитных процессов в автономных инверторах на основе использования коммутационных функций [Л. 1 и 2] был предложен аналитический спектрально-операторный метод [Л. 3—5]. Этот метод основан на применении коммутационных функций в виде рядов Фурье с последующим применением преобразования Лапласа и объединяет как бы два метода — спектральный метод (замена коммутационных функций рядами Фурье) и операторный метод (получение общей системы уравнения и ее решение в форме преобразования Лапласа).

Спектрально-операторный метод позволяет:

найти аналитические выражения искомых величин с учетом любого числа гармоник коммутационных функций и тем самым получить сколь угодно точное решение для мгновенных значений параметров;

провести исследование переходных процессов как однофазных, так и многофазных автономных инверторов;

провести анализ динамики электромагнитных процессов в автономных инверторах при асимметрии нагрузки и управления.

В статье этот метод использован для исследования установившихся и переходных процессов в автономных инверторах (в однофазных и трехфазных) по усредненным величинам.

Практическая необходимость разработки методов расчета электромагнитных процессов по усредненным параметрам возникает из-за того, что во многих случаях режимов работы электрических цепей с переменными параметрами в автономных инверторах основной интерес представляет знание законов изменения электрических величин по средним значениям. Это дает достаточно полную и практически необходимую информацию о протекании электромагнитных процессов и значительно упрощает расчеты конкретных схем цепей и преобразователей. При этом в случае необходимости можно без особого затруднения, отдельно, оценить параметры пульсации (амплитуду, частоту и т. д.). Поэтому за последнее время значительное внимание уделяется разработке методов расчета электрических цепей по усредненным параметрам [Л. 6—9].

Рассмотрим однофазную и трехфазную схему автономных инверторов.

Однофазный автономный инвертор. Упрощенная схема однофазного автономного инвертора представлена на рис. 1, а. Для сторон постоянного и переменного тока этой схемы можно написать:

$$E(p) = I_a(p) Z_d(p) + U_i(p); \quad (1)$$

$$U_H(p) = I_H(p) Z_H(p), \quad (2)$$

где $Z_d(p)$ и $Z_H(p)$ — операторные сопротивления дросселя и нагрузки; $E(p)$, $I_a(p)$, $U_i(p)$, $I_H(p)$,

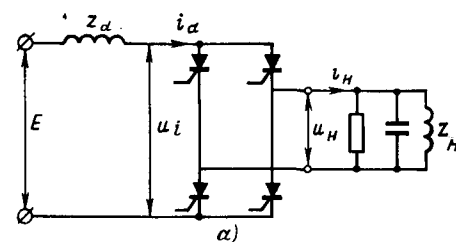
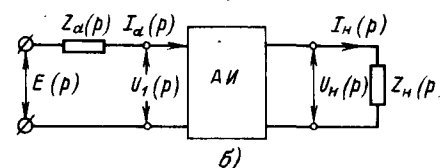


Рис. 1. Схема однофазного автономного инвертора.

а — принципиальная электрическая схема;
б — блок-схема.



$U_n(p)$ — изображения по Лапласу напряжения источника, токов и напряжений на входе и выходе инвертора соответственно (рис. 1, б).

Для связи токов и напряжения на входе и выходе инвертора имеем [Л. 3]:

$$i_n(t) = \rho(t) i_d(t); \quad (3)$$

$$u_i(t) = \rho(t) u_n(t), \quad (4)$$

где $\rho(t)$ — коммутационная функция, график которой представлен на рис. 2.

Полученная система уравнений (1)–(4) полностью описывает переходный процесс в схеме однофазного инвертора с учетом выше принятых допущений.

Под средним значением параметров схемы будем понимать их среднее значение за полупериод частоты управления инвертором (за полупериод выходного напряжения). Например, среднее значение тока дросселя

$$i_{d\text{ ср}}(t) = \frac{2}{T} \int_t^{t+T/2} i_d(t) dt,$$

где $T=2\pi$ — период выходного напряжения.

Аналогично

$$u_{i\text{ ср}}(t) = \frac{2}{T} \int_t^{t+T/2} u_i(t) dt \text{ и т. д.}$$

Если представить уравнение (1) во временной области и произвести усреднение (умножить на dt , проинтегрировать и разделить обе части уравнения на время интегрирования), то в операторной форме оно примет следующий вид [Л. 6]:

$$E(p) = I_{d\text{ ср}}(p) Z_d(p) + U_{i\text{ ср}}(p), \quad (5)$$

где $U_{i\text{ ср}}(p)$ — изображение по Лапласу от среднего за полупериод значения напряжения на входе инвертора.

Для нахождения изображения среднего значения тока дросселя $I_{d\text{ ср}}(p)$ из (5) необходимо выразить среднее значение напряжения на входе инвертора $U_{i\text{ ср}}(p)$ через среднее значение тока дросселя, т. е. необходимо найти

$$U_{i\text{ ср}}(p) = f[I_{d\text{ ср}}(p)].$$

Прежде чем перейти к этой задаче, приведем одну теорему ортогональности некоторых функций, которая понадобится в дальнейшем.

Известно, что две функции $\varphi(x)$, $\psi(x)$ называются ортогональными в промежутке (a, b) , если интеграл произведения $\varphi(x)\psi(x)$, взятый в пределах от a до b , равен нулю. Нетрудно доказать следующую теорему. Любые две различные функции, взятые из системы функций $\sin x$, $\sin 3x$, ..., $\sin (2n+1)x$, $\cos x$, $\cos 3x$, ..., $\cos (2n+1)x$ ортогональны в промежутке $(nT, nT+T/2)$, где $T=2\pi$, т. е.

$$\begin{aligned} \int_t^{t+T/2} \sin mx \sin nx \, dx &= 0 \text{ при } m \neq n; \\ \int_t^{t+T/2} \sin mx \cos nx \, dx &= 0; \\ \int_t^{t+T/2} \cos mx \cos nx \, dx &= 0 \text{ при } m \neq n; \end{aligned}$$

где m, n — любые нечетные числа.

Теорема легко доказывается, если использовать преобразования произведения тригонометрических функций в их сумму и учесть, что при нечетных m и n ($m \pm n$) всегда кратно двум.

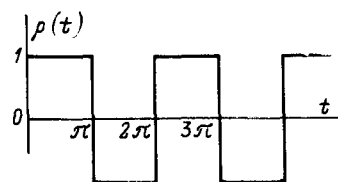


Рис. 2. Коммутационная функция однофазного автономного инвертора.

Также нетрудно показать, что при $m=n$

$$\frac{2}{T} \int_t^{t+T/2} \sin mx \sin nx \, dx = \frac{2}{T} \int_t^{t+T/2} \cos mx \cos nx \, dx = \frac{1}{2}.$$

Пусть имеются две периодические функции с периодом T : $\varphi(t)$, $\psi(t)$ и $F(t) = \varphi(t)\psi(t)$.

Найдем среднее за полупериод значение функции $F(t)$. Согласно определению

$$F_{\text{ср}} = \frac{2}{T} \int_t^{t+T/2} \varphi(t) \psi(t) dt.$$

Заменяя $\varphi(t)$ и $\psi(t)$ через ряды Фурье, получим:

$$\begin{aligned} F_{\text{ср}} &= \frac{2}{T} \int_t^{t+T/2} \sum_n (a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t) \times \\ &\times \sum_m (A_m \sin m\omega t + B_m \cos m\omega t) dt, \end{aligned} \quad (6)$$

где a_n, b_n, A_m, B_m — коэффициенты ряда Фурье.

Если предположить, что функции $\varphi(t)$ и $\psi(t)$ содержат только нечетные гармоники, то согласно сформулированной выше теореме получим:

$$F_{\text{ср}} = \frac{1}{2} \sum_n a_n A_n + \frac{1}{2} \sum_m b_m B_m. \quad (7)$$

Согласно теореме свертывания, уравнение (2) во временной области можно переписать так [Л. 10 и 11]:

$$u_n(t) = \int_0^t i_n(t-\tau) z_n(\tau) d\tau. \quad (8)$$

Подстановка (8) в (4) с учетом (3) дает¹:

$$u_i(t) = \rho(t) \int_0^t \rho(t-\tau) i_{d\text{ ср}}(t-\tau) z_n(\tau) d\tau. \quad (9)$$

Отметим, что при ненулевых начальных условиях (при $t=0$ $i_d(0) \neq 0$) выражение (8) или (9) при $t=0$ не обращается в нуль из-за наличия разрывных (импульсных) функций $z(\tau)$ в подынтегральном выражении. Известно, что оригинал $z(\tau)$ от изображения по Лапласу $Z(p)$ носит разрывной характер [Л. 11]. Например, если $Z(p) = R$, то $z(\tau) = R\delta(\tau)$, где $\delta(\tau)$ — импульсная функция; если $Z(p) = R + pL$, то $z(\tau) = R\delta(\tau) + L\delta'(\tau)$ и т. д.

Если представить коммутационную функцию $\varphi(t)$ рядом Фурье, то из (9) получим [Л. 3]:

$$\begin{aligned} u_i(t) &= \frac{16}{\pi^2} \sum_n \frac{1}{n} \sin n\omega t \left[\sum_m \frac{1}{m} \sin m\omega t \times \right. \\ &\times \int_0^t \cos m\omega \tau i_{d\text{ ср}}(t-\tau) z_n(\tau) d\tau - \end{aligned}$$

¹ Уравнение (3) справедливо для усредненного значения тока дросселя [Л. 6].

$$-\sum_m \frac{1}{m} \cos m\omega t \int_0^t \sin m\omega \tau i_{dcp}(t-\tau) z_n(\tau) d\tau, \quad (10)$$

где n, m — все нечетные числа.

Если провести усреднение в (10) за полупериод и положить за амплитуды колебаний (огibaющие) величины

$$H_m(t) = \int_0^t \cos m\omega \tau i_{dcp}(t-\tau) z_n(\tau) d\tau;$$

$$Q_m(t) = \int_0^t \sin m\omega \tau i_{dcp}(t-\tau) z_n(\tau) d\tau,$$

которые за время усреднения меняются незначительно, то на основе выше приведенной теоремы [равенство (7)] получим:

$$u_{icp}(t) = \frac{8}{\pi^2} \sum_n \frac{1}{n^2} \int_0^t \cos m\omega \tau i_{dcp}(t-\tau) z_n(\tau) d\tau, \quad (11)$$

где n — все нечетные числа.

Согласно теореме свертывания нетрудно найти изображение по Лапласу от (11):

$$U_{icp} = \frac{8}{\pi^2} \sum_n \frac{1}{n^2} \operatorname{Re} Z_n(p + nj\omega) I_{dcp}(p), \quad (12)$$

где

$$\operatorname{Re} Z_n(p + nj\omega) = \frac{1}{2} [Z_n(p + nj\omega) + Z_n(p - nj\omega)].$$

Найдя связь $U_{icp}(p)$ с $I_{dcp}(p)$, легко можно найти и окончательное решение. Для этого подставляем (12) в (5) и получаем следующее общее результирующее уравнение относительно усредненного значения тока дросселя:

$$I_{dcp}(p) \left[Z_d(p) + \frac{8}{\pi^2} \sum_n \frac{1}{n^2} \operatorname{Re} Z_n(p + nj\omega) \right] = E(p). \quad (13)$$

Следует отметить, что в отличие от результирующего уравнения по мгновенному значению тока дросселя, которое представляет конечно-разностное уравнение [Л. 3], результирующее уравнение по усредненному значению тока дросселя (13) является обычным операторным уравнением.

Из уравнения (13) получаем:

$$I_{dcp}(p) = \frac{E(p)}{Z_d'(p) + \frac{8}{\pi^2} \sum_n \frac{1}{n^2} \operatorname{Re} Z_n(p + nj\omega)}. \quad (14)$$

Исследование показывает [Л. 4], что ряд

$$S_n = \sum_n \frac{1}{n^2} \operatorname{Re} Z_n(p + nj\omega)$$

быстро сходится и практически достаточно использовать только основной член этого ряда. Тогда

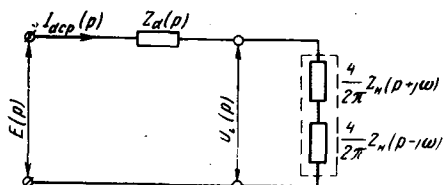


Рис. 3. Эквивалентная электрическая схема замещения однофазного автономного инвертора.

решение (14) принимает следующий вид:

$$I_{dcp}(p) = \frac{E(p)}{Z_d'(p) + \frac{8}{\pi^2} \operatorname{Re} Z_n(p + j\omega)}. \quad (15)$$

Зная операторное выражение для усредненного значения тока дросселя, можно найти его оригинал, т. е. выражение для тока дросселя во временной области $i_{dcp}(t)$. По аналитическим выражениям для усредненного тока в дросселе, как в комплексной (операторной), так и во временной области, нетрудно найти выражения для других искомым величин. Действительно, используя только 1-ую гармонику коммутационной функции, для тока нагрузки из (3) имеем:

$$i_n(t) = \frac{4}{\pi} i_{dcp}(t) \sin \omega t, \quad (16)$$

т. е. кривая тока дросселя является огibaющей для тока нагрузки.

В операторной форме уравнение (16) имеет вид [Л. 10 и 11]:

$$I_n(p) = \frac{2}{\pi j} [I_{dcp}(p - j\omega) - I_{dcp}(p + j\omega)] = \frac{4}{\pi} \operatorname{Im} I_{dcp}(p + j\omega). \quad (17)$$

Зная ток $I_n(p)$, с помощью (2) легко найдется напряжение на нагрузке.

После нахождения аналитического выражения усредненного значения тока дросселя (15) легко можно составить электрическую схему замещения однофазного автономного инвертора тока, которая представлена на рис. 3.

Следует отметить, что полученное выражение (15) совпадает с решениями, полученными в [Л. 3 и 6].

Трехфазный автономный инвертор. Для трехфазного автономного инвертора, схема которого представлена на рис. 4, можно написать следующие уравнения.

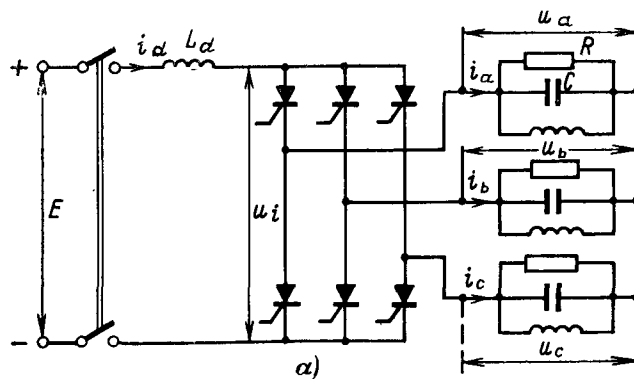


Рис. 4. Схема трехфазного автономного инвертора. а — принципиальная электрическая схема; б — блок-схема.

Для стороны постоянного тока:

$$E(p) = I_d(p) Z_d(p) + U_i(p); \quad (18)$$

для стороны переменного тока:

$$\bar{U}(p) = \bar{Z}(p) \bar{I}(p), \quad (19)$$

где

$$\bar{U}(p) = \begin{bmatrix} U_a(p) \\ U_b(p) \\ U_c(p) \end{bmatrix}; \quad \bar{I}(p) = \begin{bmatrix} I_a(p) \\ I_b(p) \\ I_c(p) \end{bmatrix};$$

$$\bar{Z}(p) = \begin{bmatrix} Z_a(p) & 0 & 0 \\ 0 & Z_b(p) & 0 \\ 0 & 0 & Z_c(p) \end{bmatrix}.$$

Для общности полагаем, что нагрузка по фазам несимметрична, т. е. $Z_a(p) \neq Z_b(p) \neq Z_c(p)$.

Для связи токов и напряжений на входе и выходе инвертора используем следующие уравнения [Л. 4 и 5]:

$$\bar{i}(t) = \bar{\rho}(t) \bar{i}_d(t); \quad (20)$$

$$\bar{u}_i(t) = \bar{u}'(t) \bar{\rho}(t), \quad (21)$$

где

$$\bar{i}(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}; \quad \bar{\rho}(t) = \begin{bmatrix} \rho_a(t) \\ \rho_b(t) \\ \rho_c(t) \end{bmatrix};$$

$\rho_a(t)$, $\rho_b(t)$, $\rho_c(t)$ — коммутационные функции; при симметричном управлении они по форме совпадают и симметрично сдвинуты по фазам. (График одной из этих функций $[\rho_a(t)]$ изображен на рис. 5); $\bar{u}'(t)$ — матрица-строка фазных напряжений (штрих означает транспонирование).

Система уравнений (18)–(21) полностью описывает переходный процесс трехфазного автономного инвертора.

Как и для однофазного инвертора уравнение (18) для усредненных значений параметров можно переписать так:

$$E(p) = I_{dcp}(p) Z_d(p) + U_{icp}(p). \quad (22)$$

Для получения выражения для среднего значения тока дросселя $I_{dcp}(p)$ необходимо из уравнений (19)–(21) найти выражение для среднего значения напряжения на входе инвертора $U_{icp}(p)$ через среднее значение тока дросселя $I_{dcp}(p)$. Для этого применим теорему свертывания к уравнению (19) и найденные выражения фазных напряжений в оригиналах подставим в (21):

$$u_i(t) = \sum_k \rho_k(t) \int_0^t i_k(t-\tau) z_k(\tau) d\tau, \quad (23)$$

$$k = a, b, c.$$

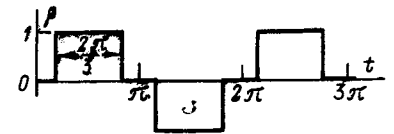
Уравнение (23) с учетом (20) можно переписать:

$$u_i(t) = \sum_k \rho_k(t) \int_0^t \rho_k(t-\tau) i_{dcp}(t-\tau) z_k(\tau) d\tau, \quad (24)$$

$$k = a, b, c.$$

Заменив в (23) коммутационные функции их вы-

Рис. 5. Коммутационная функция фазы a трехфазного автономного инвертора тока при симметричном управлении.



ражениями в виде рядов Фурье, получим:

$$u_i(t) = \frac{16}{\pi^2} \sum_k \left\{ \sum_n \frac{1}{n} \cos n \frac{\pi}{6} \sin n(\omega t - \alpha_k) \times \right. \\ \times \left[\sum_m \frac{1}{m} \cos m \frac{\pi}{6} \sin(\omega t - \alpha_k) \int_0^t i_{dcp}(t-\tau) \cos m\omega\tau \times \right. \\ \times z_k(\tau) d\tau - \sum_m \frac{1}{m} \cos m \frac{\pi}{6} \cos m(\omega t - \alpha_k) \times \\ \left. \left. \times \int_0^t i_{dcp}(t-\tau) \sin m\omega\tau z_k(\tau) d\tau \right] \right\}, \quad (25)$$

где $k = a, b, c$; $\alpha_a = 0$; $\alpha_b = \frac{2\pi}{3}$; $\alpha_c = -\frac{2\pi}{3}$;

n, m — нечетные числа.

Если провести усреднение, то согласно вышеприведенной теореме из (25) получим:

$$u_{icp}(t) = \frac{8}{\pi^2} \sum_k \sum_n \frac{1}{n^2} \cos^2 n \frac{\pi}{6} \int_0^t i_{dcp}(t-\tau) \times \\ \times \cos m\omega\tau z_k(\tau) d\tau. \quad (26)$$

Переходя к изображению по Лапласу, получим:

$$u_{icp}(p) = \frac{6}{\pi^2} \sum_k \sum_n \frac{1}{n^2} \operatorname{Re} Z_k(p + nj\omega) I_{dcp}(p). \quad (27)$$

Подстановка (27) в (22) дает:

$$u_{dcp}(p) Z_d(p) + \frac{6}{\pi^2} \sum_k \sum_n \frac{1}{n^2} \operatorname{Re} Z_k(p + nj\omega) = E(p), \quad (28)$$

$$k = a, b, c.$$

Полученное уравнение является общим результирующим уравнением относительно усредненного значения тока дросселя. В отличие от результирующего уравнения по мгновенному значению тока дросселя [Л. 4 и 5] уравнение (28) не является конечно-разностным уравнением, а представляет собой обыкновенное операторное уравнение. Решая его, получаем:

$$I_{dcp}(p) = \frac{E(p)}{Z_d(p) + \frac{6}{\pi^2} \sum_k \sum_n \frac{1}{n^2} \operatorname{Re} Z_k(p + nj\omega)}. \quad (29)$$

Если учесть только основной член ряда, то из (29) найдем:

$$I_{dcp}(p) = \frac{E(p)}{Z_d(p) + \frac{6}{\pi^2} [\operatorname{Re} Z_a(p + j\omega) + \operatorname{Re} Z_b(p + j\omega) + \operatorname{Re} Z_c(p + j\omega)]}. \quad (30)$$

При симметричной нагрузке

$$I_{dcp}(p) = \frac{E(p)}{Z_d(p) + \frac{18}{\pi^2} \operatorname{Re} Z_{cp}(p + j\omega)}. \quad (31)$$

Полученные выражения (29)—(31) полностью совпадают с первыми (основными) членами общего решения для мгновенных значений, полученного в [Л. 4 и 5].

Зная операторное выражение для усредненного значения тока дросселя, можно найти оригинал, т. е. выражение тока дросселя во временной области $i_{dcp}(t)$.

По аналитическим выражениям усредненного значения тока дросселя как в комплексной (операторной), так и во временной области, нетрудно найти выражения остальных искомых величин по уравнениям (18) и (21). Действительно, используя только первые гармоники коммутационных функций для токов нагрузки из (18), имеем:

$$i_k(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} i_{dcp}(t) \sin(\omega t - \varphi_k), \quad k=a, b, c;$$

$$\varphi_a = 0; \varphi_b = \frac{2\pi}{3}; \varphi_c = \frac{4\pi}{3}. \quad (32)$$

В операторной форме уравнения (32) имеют следующий вид [Л. 10 и 11]:

$$I_k(p) = \frac{\sqrt{3}}{j\pi} [A_k I_{dcp}(p - j\omega) - B_k I_{dcp}(p + j\omega)],$$

$$k=a, b, c, \quad (33)$$

где

$$A_a = B_a = 1; A_b = B_c = a^2; A_c = B_b = a; a = e^{j\frac{2\pi}{3}}.$$

Зная токи $I_k(p)$, с помощью (19) легко найдутся напряжения нагрузки.

После нахождения аналитического выражения тока дросселя нетрудно найти электрическую схему замещения трехфазного автономного инвертора тока, которая представлена на рис. 6 (для симметричной нагрузки).

Из выражения для тока дросселя (использовав предельную теорему) можно получить значение тока дросселя в установившемся режиме (для практически реализуемых схем предел оригиналов от (30) и (31) существует).

Действительно, имея в виду, что $E(p) = E/p$, из (30) получаем:

$$I_{dcp} = \lim_{t \rightarrow \infty} i_{dcp}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p I_{dcp}(p) =$$

$$= \frac{E}{R_d + \frac{6}{\pi^2} Z_a \cos \beta_a + Z_b \cos \beta_b + Z_c \cos \beta_c},$$

где

$$Z_k \cos \beta_k = \operatorname{Re} Z_k(j\omega), \quad k=a, b, c;$$

β_k — угол сдвига между током и напряжением в каждой фазе нагрузки.

При симметричной нагрузке получаем известное выражение:

$$I_{dcp} = \frac{E}{R_d + \frac{18}{\pi^2} Z_\Phi \cos \beta}.$$

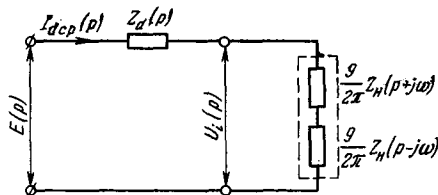


Рис. 6. Эквивалентная электрическая схема замещения трехфазного автономного инвертора.

Для иллюстрации использования полученных результатов при исследовании переходных процессов в автономных инверторах, а также для оценки точности расчетов рассмотрим некоторые примеры. Результаты расчетов этих примеров сравниваются с точными решениями (с осциллограммами), полученными с помощью физического моделирования автономных инверторов с применением АВМ. Рассмотрим примеры расчета переходных процессов при пуске однофазного автономного инвертора (пример 1) и трехфазного автономного инвертора (пример 2) для случая, когда нагрузка состоит из параллельно включенных R, L, C (см. рис. 1, 3), частота выходного напряжения $f=50$ гц.

Параметры схем для обоих примеров приведены в табл. 1.

Таблица 1

Номер примера	$E, \text{ в}$	$R, \text{ ом}$	$L_d, \text{ гн}$	$L, \text{ гн}$	$C, \text{ ф}$	$\beta, \text{ град}$
1	200	10	$53 \cdot 10^{-3}$	$53 \cdot 10^{-4}$	$21,8 \cdot 10^{-4}$	40
2	200	10	$5 \cdot 10^{-2}$	$15 \cdot 10^{-3}$	$7,5 \cdot 10^{-4}$	20

Для обоих примеров операторное сопротивление нагрузки имеет следующий вид:

$$Z(p) = \frac{p}{Cp^2 + \frac{1}{R}p + \frac{1}{L}}. \quad (34)$$

Заменяем в (34) p на $(p + j\omega)$ и находим вещественную часть этого выражения:

$$\operatorname{Re} Z(p + j\omega) = \frac{Cp^3 + gp^2 + mp + n}{a_1p^4 + a_2p^3 + a_3p^2 + a_4p + a_5}, \quad (35)$$

где

$$g = \frac{1}{R}; a_1 = C^2; a_2 = 2gC; a_3 = g^2 + \frac{2C}{L} + 2\omega^2 C^2;$$

$$a_4 = 2g \frac{1}{L} + 2\omega^2 gC; a_5 = \left(\frac{1}{L} - \omega^2 C \right) + \omega^2 g^2;$$

$$m = \omega^2 C + \frac{1}{L}; n = \omega^2 g.$$

Если подставить (35) в (15) и (31) и учесть, что

$$E(p) = \frac{E}{p}; Z_d(p) = pL_d,$$

то получим:

$$I_{dcp}(p) = \frac{E}{L_d} \frac{a_1p^4 + a_2p^3 + a_3p^2 + a_4p + a_5}{p(b_1p^5 + b_2p^4 + b_3p^3 + b_4p^2 + b_5p + b_6)}, \quad (36)$$

где для однофазного инвертора (пример 1) $a_1 = b_1; a_2 = b_2;$

$$b_3 = a_3 + \frac{8C}{\pi^2 L_d}; b_4 = a_4 + \frac{8g}{\pi^2 L_d}; b_5 = a_5 + \frac{8m}{\pi^2 L_d};$$

$$b_6 = \frac{8n}{\pi^2 L_d};$$

для трехфазного инвертора (пример 2) $a_1 = b_1; a_2 = b_2;$

$$b_3 = a_3 + \frac{18C}{\pi^2 L_d}; b_4 = a_4 + \frac{18g}{\pi^2 L_d}; b_5 = a_5 + \frac{18m}{\pi^2 L_d};$$

$$b_6 = \frac{18n}{\pi^2 L_d}.$$

Значения всех коэффициентов для обоих примеров приведены в табл. 2.

Из табл. 2 видно, что коэффициентами a_1, a_2 из-за их относительной малости можно пренебречь. Тогда выражение (36) можно переписать так:

$$I_{dcp}(p) = G \frac{p^2 + \Phi_1 p + \Phi_2}{p(p^3 + Bp^2 + Cp + D)}. \quad (37)$$

Оригинал от (37) имеет следующий вид [Л. 10 и 11]:

$$i_{dcp}(t) = Ne^{p_1 t} \sin(\omega_1 t + \varphi) + Me^{p_2 t} + I_{dcp. \text{уст}}, \quad (38)$$

где $p_1 \pm j\omega_1; p_2$ — корни характеристического уравнения.

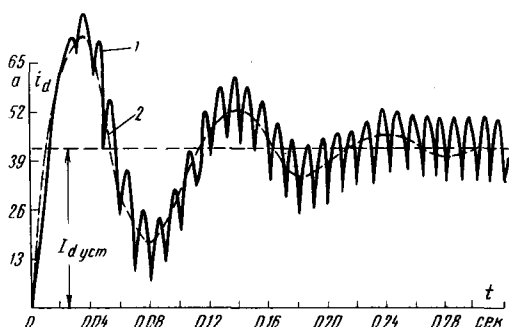
Значения всех параметров выражения (32) и (33) приведены в табл. 3.

Таблица 2

Номер примера	a_2	a_3	a_4	a_5	b_3	b_4	b_5	b_6
1	$48 \cdot 10^{-7}$	$44 \cdot 10^{-5}$	1,8	80,8	$16,9 \cdot 10^2$	1,8	82,3	$78,6 \cdot 10^2$
2	$56 \cdot 10^{-8}$	$15 \cdot 10^{-5}$	0,2	28,3	$10,8 \cdot 10^2$	0,25	31,9	$61,8 \cdot 10^2$
								$15,2 \cdot 10^4$ $36 \cdot 10^4$

Таблица 3

Номер примера	G	Φ_1	Φ_2	B	C	D	N	M	P_2	P_1	ω_1	φ , рад	$I_{дуст}$, а
1	$37 \cdot 10^2$	46	$9,5 \cdot 10^2$	46	$43,6 \cdot 10^2$	$83,7 \cdot 10^3$	54,5	-19,5	-11,9	-21,8	60,8	-0,43	42,2
2	$35,6 \cdot 10^2$	125	$49 \cdot 10^2$	$1,3 \cdot 10^2$	$24,9 \cdot 10^2$	$1,5 \cdot 10^6$	24,5	-1,9	-29	-69,7	$1,4 \cdot 10^2$	-0,43	12,11

Рис. 7. Кривые переходных процессов для тока дросселя при пуске однофазного автономного инвертора.
1 — осциллограммы; 2 — расчетная кривая.

Кривые переходных процессов, полученных по выражению (33) приведены на рис. 7 (для примера 1) и на рис. 8 (для примера 2). Для удобства сравнения точности расчетов здесь же приведены кривые соответствующих осциллограмм.

Зная токи дросселя в комплексной (или операторной) форме и во временной области с помощью выше приведенных уравнений, нетрудно найти остальные искомые величины для обоих примеров.

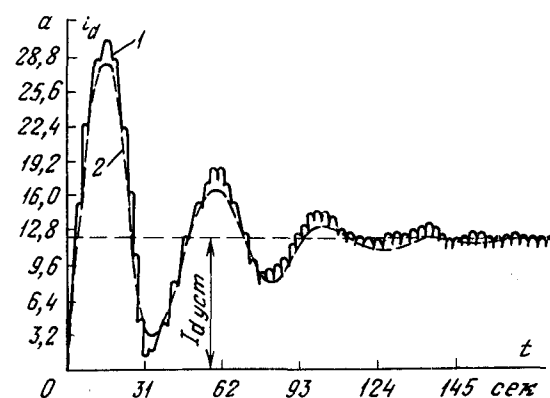
При нахождении значений параметров, приведенных в табл. 1—3, была использована ЦВМ «Мир».

Выводы. 1. Аналитический спектрально-операторный метод, основанный на применении коммутационных функций в виде рядов Фурье с применением преобразования Лапласа, позволяет найти аналитические выражения искомых величин по усредненным значениям.

2. Общее результирующее уравнение по усредненному значению тока дросселя, в отличие от уравнения по мгновенному значению, не является конечно-разностным уравнением, а представляет собой простое операторное уравнение.

3. Выражения искомых величин с усредненными переменными совпадают с первыми приближениями, полученными ранее по мгновенным значениям, т. е. совпадают с выражениями, которые получаются при учете только первого члена общего решения. В общем случае учет только первых гармоник коммутационных функций при расчете по мгновенным значениям практически означает расчет переходных процессов по усредненным параметрам.

4. Решения, полученные по усредненным величинам, а также схемы замещения инверторов практически удобны и, как показывает сравнение ре-

Рис. 8. Кривые переходных процессов для тока дросселя при пуске трехфазного автономного инвертора.
1 — осциллограммы; 2 — расчетная кривая.

зультатов расчета с точными решениями, дают достаточно высокую точность для исследования переходных процессов в преобразовательных схемах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Schilling W. Die Berechnung der elektrischen verhältnisse in einphasigen selbsterregten wechsellrichtern.—Arch. f. E — Technik, 1933, XXVII, S. 22—34.
- Булгаков А. А. Основы динамики управляемых вентиляционных систем. М., «Наука», 1963.
- Мерабишвили П. Ф. Операторный метод расчета переходных процессов в однофазных автономных инверторах.—«Электричество», 1970, № 5.
- Мерабишвили П. Ф., Забровский С. Г., Слученко Е. И. Аналитический метод исследования установившихся и переходных процессов в автономных инверторах.—АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 6.
- Мерабишвили П. Ф. Использование операторного метода для расчета установившихся и переходных процессов в трехфазных автономных инверторах.—«Электричество», 1972, № 2.
- Толстов Ю. Г. К анализу переходного процесса автономного инвертора тока.—Изд. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 4.
- Лутидзе Ш. И. Основы теории электрических машин с управляемым полупроводниковым коммутатором. М., «Наука», 1968.
- Филиппов Е. Нелинейная электротехника. Пер. с нем. М., «Энергия», 1968.
- Бедерсон А. А., Мельников О. Н. Расчет переходных процессов в электрических цепях при импульсном воздействии методом средних параметров.—«Электричество», 1972, № 2.
- Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования. Пер. с нем. М., 1971.
- Гарднер М. Ф., Бэрнс Дж. Л. Переходные процессы в линейных системах. Пер. с англ. Физматгиз, 1968.

[29.3.1973]

Взаимодействие тиристорно-импульсных систем следящего рекуперативно-реостатного торможения поездов метрополитена с контактной сетью

Доктор техн. наук, проф. И. С. ЕФРЕМОВ, инж. В. К. ПУРИКОВ

Московский энергетический институт

Особенность следящего рекуперативно-реостатного торможения электроподвижного состава заключается в том, что избыток электроэнергии, выделяемой при торможении поезда, поступает в специальные тормозные реостаты. Эти реостаты начинают с помощью тиристорных импульсно подключаться после того, как напряжение на фильтровом конденсаторе достигнет некоторой определенной величины. Таким образом ограничивается верхний предел напряжения для обеспечения безопасной работы вспомогательного электрооборудования поездов метрополитена.

Как известно, тяговая сеть метрополитена состоит из питающих кабельных линий, контактной сети (контактного рельса), рельсовой и отсасывающей сетей. Контактный рельс каждого пути разделен на участки, получающие питание от двух смежных подстанций.

На рис. 1 представлена схема замещения одного из участков тяговой сети со следующими допущениями: э. д. с. холостого хода тяговых подстанций E_0 одинаковы, так же как и их внутренние сопротивления r_i ; сопротивления R'_1 и R'_3 включают в себя также сопротивления питающих и отсасывающих кабелей; сопротивления в схеме замещения рис. 1 берутся с учетом числа вагонов электропоездов; пульсациями напряжения на фильтровых конденсаторах поездов, а также пульсациями токов рекуперации и потребителя пренебрегаем.

Первое допущение определяется характеристиками выпрямительных агрегатов тяговых подстанций, последнее — наличием фильтровых устройств на электрическом подвижном составе (ЭПС), оборудованном импульсными системами регулирования напряжения и поля тяговых электродвигателей (ТЭД).

Анализ схем тяговой сети различных линий московского метрополитена и графиков движения поездов на них показывает, что данная схема замещения рис. 1 охватывает большинство возможных случаев рекуперации электрической энергии

поездами. На некоторых старых линиях, где расстояния между подстанциями велики, сопротивления питающих и отсасывающих кабелей значительны. Наиболее частым явлением будет рекуперация электрической энергии тормозящимся поездом на соседний поезд, находящийся в движении на этом же секционированном участке.

На новых линиях, где тяговые подстанции находятся на каждой станции и соединяются с контактной сетью короткими отрезками кабелей, наиболее распространенным будет случай рекуперации через шины тяговой подстанции. В момент включения рекуперативного торможения на фильтровом конденсаторе уже есть напряжение, равное напряжению на шинах тяговой подстанции, так как в этот момент поезд находится около поста переключения, поэтому эта близлежащая подстанция выключается из схемы замещения рис. 1.

Допущения об отсутствии пульсаций напряжения и тока дают возможность заменить импульсные системы поездов, как показано на рис. 1. Источниками э. д. с. заменены средние составляющие напряжения на фильтровых конденсаторах поезда — потребителя U_Π и тормозящегося поезда U_Φ , а источники тока I_Π и I_Φ замещают соответственно средние токи рекуперации и потребления этих поездов.

На основе полученной схемы замещения (рис. 1) можно определить режим работы тиристорно-импульсной системы (ТИС) поездов с учетом их взаимного влияния, а также определить нагрузки тяговых подстанций при применении систем следящего рекуперативно-реостатного торможения. Последний вопрос имеет немаловажное значение для определения в дальнейшем нагрузок инверторов на тяговых подстанциях, установка которых, как показывают расчеты, позволит довести величину экономии электроэнергии, расходуемой на тягу электропоездов на метрополитене, до 30%.

Рассмотрим следующие возможные случаи взаимодействия импульсных систем ЭПС.

Взаимодействие тиристорно-импульсных регуляторов напряжения (ТИРН). Для обеспечения безопасной работы вспомогательного оборудования ЭПС примем, что уровень напряжения на фильтровом конденсаторе тормозящегося поезда, при котором включаются в работу тормозные реостаты,

$$U_{\Phi, д} = E_0. \quad (1)$$

Процессы взаимодействия систем описываются уравнениями:

$$I_\Pi = I_{\Pi 1} + I_{\Pi 2} + I_\Pi; \quad (2)$$

$$I_\Pi = m(1 - \lambda_\Pi) I_0; \quad (3)$$

$$I_\Pi = m \lambda I_0; \quad (4)$$

$$U_\Pi = U_\Phi - (I_\Pi + I_{\Pi 1}) R_2; \quad (5)$$

$$U_\Pi = E_0 - I_{\Pi 2} R_3; \quad (6)$$

$$U_\Phi = E_0 - I_{\Pi 1} R_1, \quad (7)$$

где $R_1 = R'_1 + r_i$ — суммарное активное сопротивление питающих и отсасывающих кабелей и отрезка

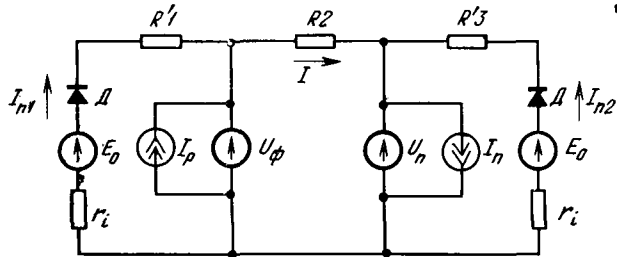


Рис. 1. Схема замещения участка электротяговой сети метрополитена.

E_0 — э. д. с. холостого хода тяговой подстанции; r_i — внутреннее сопротивление тяговой подстанции; R'_1, R'_2, R'_3 — сопротивления участков контактной и рельсовой сетей; U_Φ, U_Π — напряжения на конденсаторах фильтров соответственно тормозящегося и пускающегося поездов; I_Π, I_Φ — токи соответственно рекуперирующего и пускающегося поездов; D — выпрямительный мост тяговой подстанции.

контактного рельса и рельсового пути для первой подстанции; $R_3 = R'_3 + r_i$ — то же для второй подстанции; m — число фаз импульсного регулятора; λ_p, λ — коэффициенты заполнения основного регулятора соответственно тормозящегося поезда и поезда в тяговом режиме; I_0, I'_0 — уставки тягов якорей соответственно тормозящегося поезда и поезда в тяговом режиме; R_2 — сопротивление участка контактной сети между поездами.

Коэффициент заполнения ТИРН поезда в пусковом режиме определяется из выражения:

$$\lambda = \frac{C\Phi V_{\pi} + I'_0 r}{U_{\pi}}, \quad (8)$$

где $C\Phi V_{\pi}$ — суммарная э. д. с. последовательной цепи электродвигателей одной фазы ТИРН; r — суммарное активное сопротивление этой же цепи.

Решение приведенной системы уравнений относительно напряжения на фильтровом конденсаторе тормозящегося поезда U_{ϕ} с учетом выражения (8) будет иметь вид:

$$U_{\phi} = \frac{a}{2} + \sqrt{\frac{a^2}{4} - \frac{m I'_0 (C\Phi V_{\pi} + I'_0 r) R_1^2 R_3 + m^2 \times}{(R_1 + R_2) (R_1 + R_2 + R_3)} \times (1 - \lambda_p)^2 I_0^2 R_1^2 R_2 (R_2 + R_3) + m I_0 (1 - \lambda_p) E_0 [R_1 R_2 (R_1 + R_2 + 2R_2 + 2R_3)] + E_0^2 [R_2^2 (R_1 + R_2 + R_3)]}, \quad (9)$$

где

$$a = \frac{m_i^2 (1 - \lambda_p) I_0 [R_1^2 R_2 + (R_2 + R_3) (R_1 + 2R_2) R_1]}{(R_1 + R_2) (R_1 + R_2 + R_3)} + \frac{E_0 [R_1 (R_1 + R_3) + (R_1 + 2R_3) R_2 + 2R_2 (R_1 + R_3)]}{(R_1 + R_2) (R_1 + R_2 + R_3)}. \quad (10)$$

Параметры элементов электрической схемы следящего рекуперативного торможения подбираются таким образом, чтобы обеспечить ограничение напряжения в контактной сети на уровне, допустимом по условиям безопасной эксплуатации вспомогательного электрооборудования ЭПС метрополитена. Учитывая принятые допущения, можно считать, что после того, как напряжение на фильтровом конденсаторе тормозящегося поезда достигнет величины срабатывания защитного устройства, оно остается при дальнейшем уменьшении тока потребителя неизменным. Это достигается тем, что ТИС с уменьшением потребления выделяемой электроэнергии отдает все большую часть этой энергии в тормозные реостаты.

На рис. 2 представлена диаграмма состояния ТИС тормозящегося поезда.

В правой части диаграммы согласно равенству (9) нанесен ряд зависимостей напряжения на фильтровом конденсаторе тормозящегося поезда U_{ϕ} от скорости поезда-потребителя (или, что то же, от $C\Phi V_{\pi}$) для различных значений коэффициента заполнения основного регулятора λ_p того же поезда. Зависимости, изображенные в левой части диаграммы рис. 2, характеризуют электрическую схему торможения подвижного состава. В общем случае уравнение рекуперативного торможения импульсной системы с двигателями последовательного воз-

буждения имеет вид:

$$\lambda_p = 1 - \frac{C\Phi V - I_0 r}{U_{\phi}}, \quad (11)$$

где $C\Phi V$ — суммарная э. д. с. последовательной цепи электродвигателей одной фазы импульсного регулятора тормозящегося поезда.

В левой части диаграммы рис. 2 нанесены зависимости напряжения U_{ϕ} на конденсаторе фильтра тормозящегося поезда от коэффициента заполнения его основного регулятора λ_p для различных значений $C\Phi V$ этого же поезда, построенные с помощью выражения (11).

Диаграмма рис. 2 дает возможность определить мгновенное состояние взаимодействующих ТИС при условии, что известны лишь скорости обоих поездов (или, что то же, э. д. с. их электродвигателей). Для примера пунктиром на диаграмме показано, как определить напряжение на фильтровом конденсаторе тормозящегося поезда и коэффициент заполнения его импульсного регулятора напряжения при $C\Phi V = 200$ в и $C\Phi V_{\pi} = 600$ в. Из рисунка видно, что при этих значениях э. д. с. электродвигателей напряжение $U_{\phi} = 886$ в и коэффициент $\lambda_p = 0,88$. Диаграмма (рис. 2) строится для определенных значений сопротивлений R_1, R_2 и R_3 , которые в процессе движения поездов изменяются, и, следовательно, их значения являются мгновенными для каждого данного момента. Анализ графиков движения показывает, что сопротивление R_2 за время работы регуляторов изменяется незначительно и этим изменением в расчетах можно пренебречь. Сопротивления же R_1 и R_3 сильно влияют на результаты расчетов, поэтому необходимо для определения реальных режимов работы регуляторов делать расчеты ряда мгновенных значений схем.

Для поезда, находящегося в тяговом режиме, могут быть построены с помощью зависимостей (9) и уравнений (2) — (7) аналогичные диаграммы, дающие возможность определить напряжение на токоприемнике поезда U_{π} и коэффициент заполнения его регулятора напряжения λ .

Диаграмма рис. 2, как и все последующие численные примеры, рассчитывалась для двухфазной ТИС, оборудованной следящей системой рекуперации и имеющей ТЭД типа ДК 108; система при-

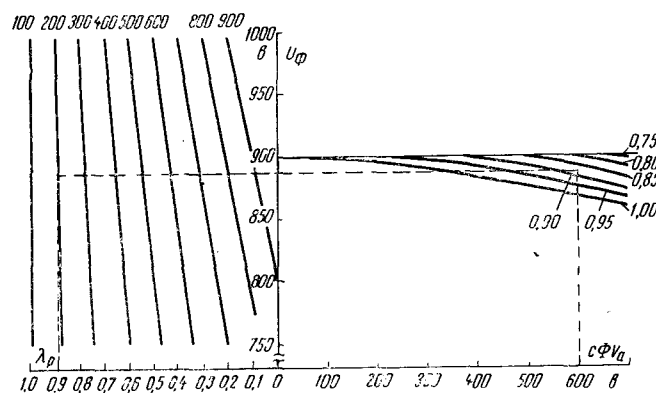


Рис. 2. Диаграмма состояния импульсной системы тормозящегося поезда при работе импульсных регуляторов напряжения на обоих поездах.

меняется в настоящее время на вагонах метрополитена типа Е. Значения сопротивлений $R_1=0,23 \text{ ом}$, $R_2=0,34 \text{ ом}$ и $R_3=0,25 \text{ ом}$ взяты для мгновенного значения схемы на одном из участков Горьковской линии московского метрополитена.

Взаимодействие ТИРН тормозящегося поезда и регулятора поля (ТИРП) на поезде в тяговом режиме. В случае, когда на поезде-потребителе работает ТИРП, процессы в схеме замещения рис. 1 описываются системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} I_{\pi} &= I_{\pi 1} + I_{\pi 2} + I_p; \\ I_p &= m(1 - \lambda_p) I_0; \\ I_{\pi} &= m I'_0; \\ U_{\pi} &= U_{\phi} - (I_p + I_{\pi 1}) R_2; \\ U_{\pi} &= E_0 - I_{\pi 2} R_2; \\ U_{\phi} &= E_0 - I_{\pi 1} R_1; \\ U_{\pi} &= C \Phi V_{\pi} + I'_0 r. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Решая эту систему относительно λ_p и I_{π} , получаем зависимость напряжения на фильтровом конденсаторе от тока потребителя (движение поезда происходит при ослабленном поле):

$$U_{\phi} = \frac{m I_0 (1 - \lambda_p) (R_1 R_3 + R_2 R_1) - I_{\pi} R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3} + E_0. \quad (13)$$

На рис. 3 построена диаграмма, аналогичная диаграмме рис. 2, с той лишь разницей, что в правой части нанесены зависимости напряжения U_{ϕ} от тока потребителя I_{π} для различных значений коэффициента заполнения λ_p регулятора напряжения тормозящегося поезда.

При работе регулятора поля тормозящегося поезда ток потребителя определяется по уравнению системы (12) и является величиной постоянной. На автоматической характеристике ток потребителя уменьшается. С помощью диаграммы рис. 3 можно и в этом случае определить коэффициент заполнения λ_p и напряжение U_{ϕ} .

Как и в первом случае, так и в рассматриваемом при достижении напряжения на фильтровом конденсаторе значения $U_{\phi, \text{д}}$ дальнейшее определение коэффициента заполнения λ_p можно провести с помощью (11). Правильно пользования диаграммами рис. 2 и 3 одинаковы.

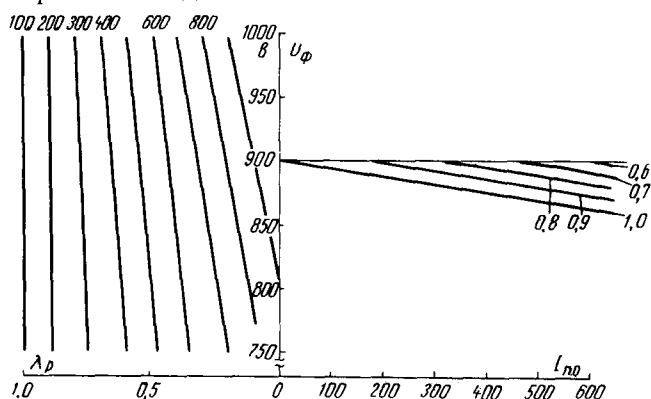


Рис. 3. Диаграмма состояния импульсной системы тормозящегося поезда при работе регулятора поля на поезде-потребителе.

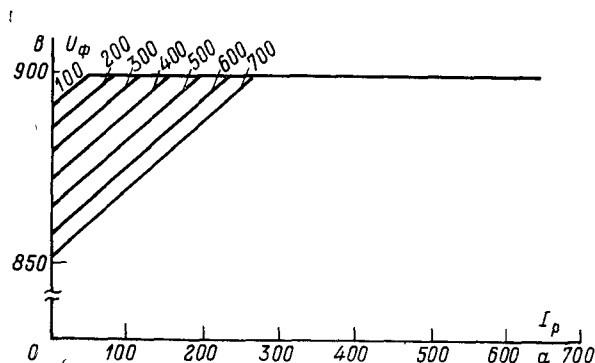


Рис. 4. Диаграмма состояния импульсной системы тормозящегося поезда при работе регулятора поля на обоих поездах.

Взаимодействие ТИРП электропоездов. В случае взаимодействия регуляторов поля электропоездов из выражения (13) находим:

$$U_{\phi} = \frac{I_p (R_1 R_2 + R_2 R_1) - I_{\pi} R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3} + E_0.$$

На рис. 4 изображена диаграмма, по которой, зная уставки токов электродвигателей, можно определить напряжение U_{ϕ} .

При движении по автоматическим характеристикам напряжение определяется по известным значениям токов I_p и I_{π} . Из диаграммы рис. 3 видно, например, что вследствие большого расстояния до поезда-потребителя ($R_2=0,34 \text{ ом}$ соответствует примерно 1,5 км контактного рельса и рельсового пути) на данном перегоне энергия тормозящегося поезда при токах $I_p > 260 \text{ а}$ полностью передана быть не может, так как напряжение на фильтровом конденсаторе U_{ϕ} достигает при больших токах предельного допустимого значения.

Взаимодействие ТИРП тормозящегося поезда и ТИРН на поезде в тяговом режиме. Выражение для определения напряжения на фильтровом конденсаторе:

$$U_{\phi} = \frac{b}{2} + \sqrt{\frac{b^2}{4} - \frac{m I'_0 (C \Phi V_1 + I'_0 r) R_1^2 R_3 + I_p^2 R_1^2 R_2}{(R_1 + R_2) (R_1 + R_2 + R_3)}} \times \frac{(R_2 + R_3)}{(R_1 + R_2) (R_1 + R_2 + R_3)} + \frac{I_p E_0 [R_1 R_2 (R_1 + 2R_2 + R_3)] + E_0^2 [R_2 (R_1 + R_2 + R_3)]}{(R_1 + R_2) (R_1 + R_2 + R_3)}, \quad (14)$$

где

$$b = \frac{I_p [R_1^2 R_2 + (R_2 + R_3) (R_1 + 2R_2) R_1] + E_0 R_1 (R_1 + R_3) + (R_1 + 2R_3) R_2 + 2R_2 (R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2) (R_1 + R_2 + R_3)}.$$

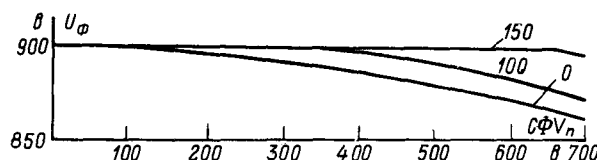


Рис. 5. Диаграмма состояния импульсной системы тормозящегося поезда при работе на нем регулятора поля, взаимодействующего с импульсным регулятором напряжения на поезде, находящемся в пусковом режиме.

На рис. 5 изображена диаграмма, показывающая зависимость напряжения на фильтровом конденсаторе U_f от скорости поезда-потребителя для различных значений тока рекуперации.

Изложенный метод подхода к анализу взаимодействия импульсных систем может быть применен и для случая, когда на тяговых подстанциях будут установлены инверторные агрегаты. При этом в системы уравнений каждого из рассмотренных случаев добавятся уравнения, характеризующие работу инверторных агрегатов.

С помощью уравнений (5)—(7), зная напряжения на фильтровых конденсаторах, нетрудно определить токи тяговых подстанций при наличии рекуперативного источника электроэнергии.

Таким образом, разработанная методика позволяет:

1. Определить состояние ТИС при данной скорости ЭПС и перейти с учетом сделанных допущений к анализу переходных квазиустановившихся процессов в самих ТИРН и ТИРП при условии, что длительность этих процессов много меньше постоянной времени изменения определенного состояния ТИС поездов.

2. Определить с помощью расчета нескольких мгновенных состояний ТИС поездов нагрузки тяговых подстанций за время взаимодействия ТИС с контактной сетью.

[16.10.1972]



УДК 621.316.54.06

Контактные и бесконтактные электрические аппараты

Доктор техн. наук, проф. О. Б. БРОН

Ленинград

Введение. В настоящее время непрерывно поступают сообщения о новых применениях полупроводниковых устройств. Расширяется и их использование в силовом аппаростроении. Контакты, как известно, являются слабым местом современных электрических аппаратов. Они ограничивают срок службы, снижают надежность работы, требуют приводных механизмов, нуждаются в уходе и т. д. Полупроводниковые устройства позволяют изготавливать бесконтактные аппараты, лишенные указанных недостатков. К тому же они обладают рядом ценных особенностей и позволяют осуществлять режимы, недоступные контактным аппаратам. Возникает даже вопрос, не произойдет ли в ближайшие годы замена всей контактной аппаратуры на бесконтактную.

В связи с этим целесообразно сопоставить особенности контактных и бесконтактных электрических аппаратов и охарактеризовать области рационального использования тех и других в силовых установках.

Тиристорные системы. На базе управляемых полупроводниковых вентилей — тиристоров создаются системы управлений электроприводами. Они обладают многими ценными особенностями.

Бесконтактные полупроводниковые устройства позволяют осуществлять плавное (без скачков) изменение тока, напряжения, частоты. На базе таких устройств создаются системы, производящие безреостатный пуск электродвигателей, изменение в широких пределах их оборотов, рекуперативное торможение и реверсирование. Здесь тиристорные системы оказываются более экономичными и гибкими, чем контактно-реостатные, к тому же они улучшают динамические характеристики электроприводов.

Полупроводниковые системы управления сочетают в себе две особенности: являются преобразователями электрической энергии и одновременно осуществляют процесс управления и регулирования. Они способны выполнять функции, которые обычно возлагаются на электромашинные агрегаты

(преобразователи) и на контактно-реостатную аппаратуру (управление).

Тиристорные системы позволяют изменять частоту. Это их важное свойство используется для так называемого частотного управления. Появилась возможность изменять в широких пределах число оборотов асинхронных короткозамкнутых двигателей. Этим достигается качественно новый эффект, позволяющий в ряде установок заменять двигатели постоянного тока более простыми и надежными асинхронными машинами.

Значительные изменения внесли полупроводниковые системы в процесс генерирования электроэнергии. Обычно применявшиеся в турбо- и гидрогенераторах возбудители постоянного тока теперь заменяются высокочастотными генераторами и полупроводниковыми вентилями. Такая система повышает быстродействие регулирования и форсирования возбуждения, необходимое для устойчивости энергетических систем. Перевод тиристоров в инверторный режим позволяет осуществлять гашение магнитного поля.

Тиристорные системы не имеют движущихся частей, работают практически бесшумно, требуют малой мощности для управления, удобно сочетаются с современными средствами автоматики и кибернетической техники.

Все это поднимает управление сложными электроприводами на более высокую ступень. При этом отпадает необходимость как в ряде электромашинных преобразователей, так и в различной контактно-реостатной аппаратуре.

Полупроводниковые коммутационные аппараты. Наряду с полупроводниковыми системами управления создаются бесконтактные аппараты, предназначенные для коммутации тока в электрических цепях. Бесконтактные аппараты позволяют производить коммутацию тока без электрической дуги и для переменного тока в наиболее выгодный момент времени — при прохождении тока через нуль.

Бесконтактные аппараты не имеют подвижных частей. Они позволяют осуществлять очень частые

коммутации тока (теоретически до 100 000 включений в час). К тому же срок службы этих аппаратов значительно выше, чем контактных. Здесь нет износа контактов, электрической дуги, механических повреждений, т. е. тех причин, которые ограничивают срок службы контактных аппаратов.

Бесконтактные полупроводниковые аппараты не обладают механической инерцией. Их электрическая инерция несравненно ниже, чем у контактных аппаратов. Поэтому они обладают быстродействием, недоступным контактным аппаратам.

В энергетических системах важное значение имеет вопрос об ограничении величины и продолжительности токов короткого замыкания. Тиристорные аппараты в режиме естественной коммутации позволяют отключать токи короткого замыкания за один полупериод.

Тиристорные выключатели, снабженные быстродействующей защитой с применением принудительной коммутации, могут отключать поврежденные участки за тысячные доли секунды. Это почти в 10 раз меньше того времени, которое может быть достигнуто контактными выключателями. За тысячные доли секунды ток короткого замыкания обычно успевает возрасти до величины, не на много превышающей ток перегрузки. Поэтому применение принудительной коммутации в тиристорных выключателях позволяет защищать от токов короткого замыкания не только потребители, но и сами тиристоры, так как они повреждаются при перегрузках [Л. 1 и 2].

Способность полупроводниковых аппаратов осуществлять процесс коммутации без электрической дуги представляет большую ценность для установок во взрыво- и пожароопасных помещениях, в частности в угольных шахтах. Отсутствие дуги здесь значительно повышает безопасность работы.

На основе полупроводниковых элементов создаются бесконтактные реле управления, которые обладают большим быстродействием, для своего срабатывания требуют небольшого сигнала, а главное допускают в широких пределах плавную регулировку характеристик.

Особенности полупроводниковых аппаратов, ограничивающие область их применения. Полупроводниковые аппараты имеют большой остаточный ток. Они не создают полного разрыва цепи, и ими нельзя заменить контактные аппараты в тех случаях, когда недопустима гальваническая связь между разъединяемыми цепями. По этой причине, например, наталкивается на трудности использование в угольных шахтах бездуговых полупроводниковых выключателей.

У контактных аппаратов отношение сопротивления при разомкнутом и замкнутом положении контактов составляет 10^{10} — 10^{14} , а соответствующее отношение полупроводниковых диодов 10^4 — 10^7 . Это вынуждает в целях безопасности последовательно с полупроводниковым аппаратом включать контактный выключатель, осуществляющий надежное разъединение участков цепи и создающий видимый глазом ее разрыв.

Полупроводниковые аппараты при номинальном токе имеют значительно большее падение напряжения (приблизительно в 50 раз), чем контактные.

Это вызывает появление больших потерь энергии и вынуждает применять искусственные методы охлаждения как отдельных аппаратов, так и комплексного устройства, увеличивать габариты систем.

Проблемы искусственного охлаждения возникают и для контактных аппаратов. Однако это происходит при очень больших номинальных токах, измеряемых многими тысячами и даже десятками тысяч ампер. В полупроводниковых устройствах искусственные методы охлаждения нужны при значительно меньших токах (начиная со 100 а и выше).

Полупроводниковые аппараты допускают в 1000 раз меньшую длительность перегрузки по току, чем контактные. Они особенно плохо противостоят перегрузкам, сопровождающимся быстрым ростом тока. В этих условиях *pn*-структура подвергается резкому импульсному нагреванию. Все тепло здесь выделяется в ограниченном объеме, и при больших значениях di/dt наступает тепловой пробой. Он может произойти уже при температуре *pn*-перехода около 200 °С [Л. 3].

Для сравнения отметим, что приваривание медных контактов, имеющих в десятки раз меньшее падение напряжения, чем *pn*-переход, происходит при температуре контактной площадки 1083 °С.

В полупроводниковой технике для оценки описываемого свойства *pn*-перехода введено понятие импульсная стойкость. Во многих установках из-за низкой импульсной стойкости полупроводниковые приборы используются по номинальному току всего на 40—25% [Л. 4]. Низкая импульсная стойкость и перегрузочная способность вынуждают в ряде случаев защищать полупроводниковое устройство сверхбыстродействующей контактной аппаратурой (быстродействующие автоматы, предохранители, короткозамыкатели). В силовом аппарате возникла новая проблема: защита полупроводниковых устройств от перегрузок и коротких замыканий.

Полупроводниковые аппараты допускают значительно меньшие (в 3—10 раз) перенапряжения, чем контактные. Они особенно плохо противостоят быстрому росту напряжений. В связи с этим в ряде установок приходится принимать специальные меры защиты. Они осложняют применение полупроводниковых аппаратов и снижают эффективность их использования.

Полупроводниковые аппараты подвержены процессу старения. Со временем меняются характеристики их элементов. Особенно быстро этот процесс протекает в течение начального периода эксплуатации [Л. 5]. В связи с этим для получения стабильных характеристик приходится применять искусственное старение тиристоров.

Несмотря на это различие в характеристиках одинаковых полупроводниковых вентилях все же остается и достигает заметной величины. Это особенно неблагоприятно сказывается на комплектации полупроводниковых устройств, содержащих параллельные вентили. Токи между ними распределяются неравномерно и приходится снижать их нагрузку. Снижение номинального тока здесь иногда достигает 50% [Л. 6].

Характеристики pn -переходов сильно зависят от температуры. Для получения стабильных характеристик полупроводниковых устройств приходится применять различные методы температурной компенсации, усложняющие системы. К тому же эта компенсация оказывается действенной только в определенном диапазоне температур.

Многократные импульсные воздействия создают в полупроводниковых элементах необратимые изменения. В связи с этим срок службы тиристорных ограничен и определяется, в частности, допустимым для них числом циклов импульсов.

Полупроводниковые аппараты во время коммутации создают значительные радиопомехи. Эти помехи особенно велики в режимах, сопровождающихся срезом волны тока и повторяющихся 50 или 100 раз в секунду. Такие режимы имеют место во многих полупроводниковых преобразователях и при импульсном управлении. Наличие радиопомех приводит к необходимости применять устройства для их подавления, усложняющие установки.

Полупроводниковые преобразовательные устройства, работающие со срезом волны, сильно искажают кривые тока и напряжения в питающей их сети, что приводит к появлению высших гармоник и добавочным потерям энергии. Применение разного рода сглаживающих устройств требует дополнительных затрат и увеличивает габариты устройств.

Если коммутация переменного тока производится контактными аппаратами, то симметрия относительно земли не имеет никакого значения. В полупроводниковых выключателях это становится одной из проблем. При наличии асимметрии задача может быть решена искусственным смещением рабочей точки. Однако появление внезапной асимметрии нарушает работу системы.

На современном уровне технического развития габариты и стоимость полупроводниковых высоковольтных аппаратов значительно выше, чем контактных. Большие габариты здесь обусловлены в основном тепловыми потерями в тиристорах, которые в десятки раз превосходят потери в контактных аппаратах, и необходимостью применения в соответствии с этим средств охлаждения. Большая стоимость управляемых полупроводниковых устройств связана с использованием весьма дорогих и дефицитных материалов исключительной чистоты: кремния, германия и др.

Общее представление о габаритах полупроводниковых автоматических выключателей по сравнению с контактными могут дать следующие величины, приводимые в качестве примера.

При номинальных токах от 160 до 600 а переход к бесконтактным выключателям с принудительным

воздушным охлаждением вызывает увеличение объема аппаратов от 6 до 13 раз. Однако бесконтактные системы, применяемые в качестве выключателей, могут выполнять и функции станций управления. В этом случае занимаемый ими объем увеличивается от 1,5 до 3,5 раз по сравнению с соответствующей контактной аппаратурой. Применение водяного охлаждения может существенно снизить габариты рассматриваемых устройств.

Указанные выше свойства полупроводниковых элементов, ограничивающие область их применения, вытекают из особенностей основных процессов, протекающих в pn -переходах. Эти переходы представляют собой контактные системы с малой теплоемкостью, большим переходным сопротивлением в прямом направлении, ограниченном электрической прочностью в обратном направлении и значительным остаточным током.

Комбинированные включающие аппараты. Особенности бесконтактных аппаратов, связанные с их высокой стоимостью, большими габаритами, большими тепловыми потерями, малой перегрузочной способностью, чувствительностью к перенапряжениям и т. д. привели к возникновению комбинированных устройств.

Комбинированными называют устройства, в которых полупроводниковые системы сочетаются с элементами контактных аппаратов. В настоящее время можно указать три схемы таких сочетаний. Первая из них имеет целью улучшение защитных характеристик выключателей. Здесь аппарат сохраняет свою контактную и дугогасительную системы, а функции управления возлагаются на тиристорный расцепитель. Вторая из них имеет целью осуществление бездуговой коммутации при малых тепловых потерях в стационарном режиме. Аппарат сохраняет свои главные контакты, а дугогасительная система заменяется тиристорным устройством. Наконец, третья система представляет собой тиристорный выключатель, в котором сохраняется дугогасительная система, ограничивающая перенапряжения во время коммутации. На рис. 1—3 приведены схемы комбинированных выключателей.

Полупроводниковые расцепители (рис. 1). В автоматических выключателях, осуществляющих защиту установок от перегрузок и коротких замыканий, долгие годы применялись электромагнитные и биметаллические расцепители. В настоящее время в установках с повышенными требованиями к характеристикам защиты их сменяют бесконтактные

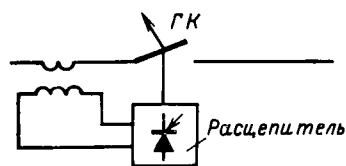


Рис. 1. Контактный выключатель с полупроводниковым расцепителем.

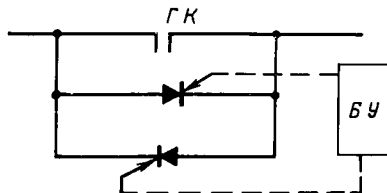


Рис. 2. Контактор с бездуговой коммутацией.

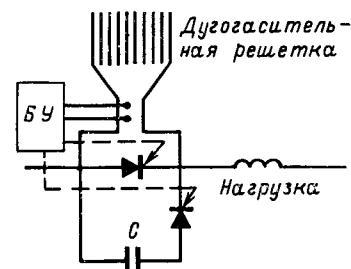


Рис. 3. Тиристорный выключатель с дуговой защитой от перенапряжений. ГК — главные контакты; БУ — блок управления.

полупроводниковые расцепители, которые обладают высокой стабильностью и позволяют регулировать в широких пределах номинальные токи, токи срабатывания, выдержки времени как в зоне перегрузки, так и при коротких замыканиях. Регулируемость и стабильность выдержек времени в зоне короткого замыкания позволяет уменьшить временные ступени в системе селективной защиты и благодаря этому повысить термическую защищенность установок.

Применение бесконтактных систем позволяет резко сократить номенклатуру расцепителей, а следовательно, и автоматических выключателей. Однако имеются характеристики, по которым полупроводниковые расцепители уступают тепловым. Они не учитывают предшествующего теплового состояния защищаемых объектов и поэтому при многократных перегрузках могут допускать их чрезмерный перегрев.

Комбинированные аппараты с бездуговой коммутацией (рис. 2). В этих аппаратах сохранены главные контакты, параллельно которым включается тиристорное устройство. Это устройство работает только во время процесса коммутации и при включении вводится в действие раньше, чем замкнутся главные контакты и начинает проходить ток. Падение напряжения на тиристорном устройстве невелико, поэтому оно предохраняет главные контакты от электрического износа во время вибрации в процессе включения. Однако, когда главные контакты замкнутся, ток через полупроводниковое устройство практически не протекает, так как оно шунтируется главными контактами.

Во время отключения размыкание главных контактов приводит к протеканию тока через полупроводниковое устройство, которое и осуществляет разрыв цепи в момент прохождения тока через нуль. Поскольку падение напряжения на тиристорах не превосходит нескольких вольт (3—5 в), электрическая дуга на контактах не возникает, и их износ обусловлен только механическими причинами и мостиковой эрозией. Система блок-контактов может разомкнуть цепь полупроводникового устройства после завершения процесса отключения и этим осуществить полный разрыв цепи. Полупроводниковая система работает кратковременно — только во время включения и отключения тока.

Эта система позволяет избежать ряда недостатков как контактной, так и полупроводниковой бесконтактной систем, сохранив их основные достоинства. Аппараты с бездуговой коммутацией обладают (так же как и контактные системы) незначительными потерями энергии во включенном положении. Их стоимость и габариты значительно меньше, чем у бесконтактных тиристорных систем.

Вместе с тем, благодаря применению дополнительных тиристорных блоков аппарат приобретает характеристики, свойственные бесконтактной аппаратуре; бездуговую коммутацию с разрывом цепи в момент прохождения тока через нуль, повышенную износостойчивость, повышенную пожаро- и взрывобезопасность.

В настоящее время разработаны контакторы с бездуговой коммутацией. Износостойчивость контактов в этих аппаратах в 5—10 раз повышена

по сравнению с тем, что могут дать лучшие образцы контактной аппаратуры. Это приводит к снижению эксплуатационных расходов на ремонт и смену изношенных частей в электроприводах с тяжелым режимом работы.

Существуют, однако, обстоятельства, сдерживающие широкое применение этих перспективных аппаратов. Они дороже обычных контакторов. Надежность работы тиристорной приставки снижается из-за следующих обстоятельств.

1. При отключении индуктивной нагрузки возникают перенапряжения, воздействующие на тиристоры. Приходится принимать меры для их защиты.

2. При сквозных токах короткого замыкания возможен отброс главных контактов электродинамическими силами, и тогда полный ток короткого замыкания проходит через тиристоры. Необходимы меры защиты и здесь.

3. Существующие в настоящее время тиристоры обладают недостаточной циклоустойчивостью для обеспечения большой частоты включений и отключений пусковых токов контактором. Отказ какого-либо из элементов тиристорной приставки ведет к аварии, связанной со сгоранием основных частей аппарата. Поэтому для повышения надежности в ряде конструкций рекомендуется наряду с тиристорной приставкой в контакторах сохранять обычную дугогасительную систему.

4. Возникновение посторонних пленок на главных контактах может вызвать появление большого длительного тока в тиристорах, на что они не рассчитаны.

Все это усложняет описанные аппараты. Однако основные достоинства (бездуговая коммутация, малые тепловые потери, высокая износостойчивость) делают их использование в установках с тяжелыми режимами работы и в пожаро- и взрывоопасных помещениях весьма эффективным.

Комбинированные аппараты с дуговой защитой от перенапряжений (рис. 3). Эта система предназначена для отключения относительно больших постоянных токов в индуктивных цепях. Параллельно тиристорному устройству, прерывающему ток, включается дугогасительная решетка, в которой дуга возбуждается управляемым разрядником. В этой системе осуществляется быстрое отключение тока с заранее заданными по величине перенапряжениями [Л. 7].

Высокая стоимость и большие габариты ограничивают область использования тиристорных и комбинированных выключателей.

Контактные аппараты. Применение бесконтактных аппаратов несомненно будет расширяться, и тем быстрее, чем скорее будут изживаться присущие им недостатки. Однако в настоящее время нет основания утверждать, что контактная аппаратура не будет развиваться. Безусловно ошибочным является утверждение, что она в основном будет заменена бесконтактной. Причиной этого являются особые свойства контактной аппаратуры, которые делают ее во многих областях незаменимой. Основным здесь является: малое сопротивление в замкнутом состоянии, практически бесконечное в разомкнутом, большая мощность управления в еди-

нице объема, большая устойчивость по отношению к перегрузкам и перенапряжениям, невысокая стоимость и т. д.

По этой причине в последние десятилетия, несмотря на развитие полупроводниковой техники, значительно возрос интерес к электрическим контактам и контактным материалам. Увеличилось число работ по физике явлений, по контактной аппаратуре, контактным материалам. Регулярно в разных странах проводятся международные и национальные конференции и совещания, посвященные физике и технике электрических контактов. Значительно возросло число лиц и организаций, заинтересованных в развитии контактной техники. Идет процесс творческого соревнования двух направлений.

Большим достижением контактной техники последних лет является быстрое расширение использования герметизированных контактов — герконов. Они свободны от возникновения на контактах посторонних пленок, создают высокое сопротивление в разомкнутом состоянии, имеют малые габариты, небольшую потребляемую мощность, невысокую стоимость. Полупроводниковые аппараты плохо работают в многополюсных системах. Герконы же позволяют создавать хорошую изоляцию не только между разошедшимися контактами, но и между линиями многополюсных систем. Герконы сначала применялись только в слаботочной технике в противовес бесконтактным реле, так как лучше противостояли помехам.

В настоящее время их начинают применять и в силовой технике для управления небольшими электродвигателями. Все это расширяет использование герконов и делает их применение во многих случаях предпочтительнее перед тиристорами. Известно, что в США одну из телефонных станций пришлось перевести с полупроводниковых схем на герконы из-за большого уровня паразитных токов.

Несомненно большим достижением является создание полупроводниковой аппаратуры с бездуговой коммутацией. Однако значительный прогресс в этой области имеет и контактная техника. Для осуществления бездуговой коммутации в контакторах применены контакты, управляемые электродинамическими силами и производящие отключение в момент прохождения тока через нуль [Л. 8]. В высоковольтных установках эти функции выполняют так называемые синхронные выключатели.

Новые перспективы в низковольтном аппарато-строении открывает использование вакуумных дугогасительных камер. Их применение в контакторах позволяет создавать малогабаритные недорогие аппараты с бездуговой коммутацией, могущие заменять во многих случаях полупроводниковые устройства [Л. 9].

Применение новых электродинамических устройств в автоматических выключателях значительно повысило их быстродействие и токоограничивающую способность. Найдены способы сочетания в одном аппарате таких противоположных характеристик, как токоограничивающая способность и селективность защиты.

В результате изучения физики процессов эрозии созданы материалы, значительно повышающие

износоустойчивость контактных систем. Особое место здесь занимают металлокерамические композиции на основе мелкодисперсных структур.

В настоящее время наблюдается значительный рост производства силовых электрических аппаратов. Этот рост будет убыстряться в ближайшие годы.

Общее представление о месте силовых полупроводниковых аппаратов и объеме их выпуска могут дать следующие величины. По прогнозам развития силовых низковольтных аппаратов можно ожидать, что к 1990 г. бесконтактные аппараты составят 4,3%, комбинированные — 3,7% от общего выпуска всей аппаратуры. Удельный же вес выпуска герконов достигнет 20,9%.

Как показывают расчеты, попытка заменить только одни магнитные пускатели неконтактными или комбинированными аппаратами потребовала бы дополнительных расходов, равных десятикратной стоимости выпуска всех низковольтных аппаратов в стране.

Области использования контактной и неконтактной аппаратуры. Бесконтактные аппараты будут получать все большее применение в сложных регулируемых электроприводах, в устройствах защиты и управления, где требуется большое быстродействие, в синхронных выключателях, прерывающих ток в момент его прохождения через нуль, в расцепителях силовых выключателей и реле управления для осуществления требуемых защитных характеристик.

Комбинированные аппараты с бездуговой коммутацией получают распространение в установках с большой частотой работы и большим числом включений и отключений. Важной областью их использования являются установки во взрыво- и пожароопасных помещениях.

Контактная аппаратура — это основная аппаратура массового применения: пусковая, регулировочная, защитная; аппаратура распределения электрической энергии, многоамперные и высоковольтные выключатели, короткозамыкатели, предохранители. Это новая аппаратура, возникшая в связи с необходимостью защиты полупроводниковых устройств и т. д.

Вывод. Современные полупроводниковые устройства обладают многими ценными особенностями. Однако они не могут всюду заменить контактные аппараты, а только расширяют и обогащают возможности осуществления коммутационных процессов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Могилевский Г. В., Гребеник Г. В., Лифар Л. В. Распределительный пункт с бесконтактными автоматическими выключателями. — «Электротехническая промышленность. Аппараты низкого напряжения», 1970, вып. 3, с. 16—17.
2. Тиристорное коммутационно-защитное устройство с принудительной коммутацией. — «Электротехническая промышленность. Аппараты низкого напряжения», 1970, вып. 2, с. 21—25. Авт.: А. А. Поскребка, В. М. Тараскин, А. А. Федоскин, В. И. Филимонов.
3. О тепловом пробое кремниевых *pn*-переходов. — В кн.: Некоторые вопросы производства и применения средств силовых преобразовательной техники в народном хозяйстве. Ч. II. М., Информэлектро, 1970, с. 12—81. Авт.: И. Н. Магден, Л. Е. Радченко, А. Л. Рвачев, В. С. Челноков.

4. Чесноков Ю. А., Евсеев Ю. А. Оценка импульсной стойкости полупроводниковых приборов методом неразрушающих испытаний. В кн.: Некоторые вопросы производства и применения средств сильноточной преобразовательной техники в народном хозяйстве. Ч. II. М., Информэлектро, 1970, с. 3—12.

5. Сахаров Ю. В., Максудов Ю. М. Исследование надежности тиристоров в зависимости от воздействия различных факторов и определение ускорения времени приработки. — В кн.: Некоторые вопросы производства и применения средств сильноточной преобразовательной техники в народном хозяйстве. Ч. II. М., Информэлектро, 1970, с. 119—126.

6. Некрасов О. А., Мугинштейн Л. А. Допустимая нагрузка

кремниевых вентилях при последовательно-параллельном включении. — «Электричество», 1972, № 5, с. 75—80.

7. Онуфриенко Ю. И., Шкловский И. Г. Защита мощных полупроводниковых преобразователей. — «Электротехника», 1972, № 10.

8. Таев И. С. Бездуговой аппарат управления, построенный на электромагнитном принципе. Труды Московского энергетического института. 1972, вып. 1/13.

9. Низковольтные вакуумные контакторы. — «Электротехническая промышленность. Аппараты низкого напряжения», 1970, вып. 2. Авт.: В. А. Булгаков, Н. Н. Номитков, Д. П. Солопихин и др.

[13.3.1973]

УДК 621.318.1.029.4

Некоторые применения магнитодиэлектриков в низкочастотной технике

В. А. ТРОИЦКИЙ

Институт электросварки им. Е. О. Патона АН УССР

Небольшие потери от вихревых токов обеспечили магнитодиэлектрикам довольно широкое применение в радиотехнике, однако при относительно низких частотах они в настоящее время почти не применяются. В то же время использование магнитодиэлектриков может существенно изменить отдельные технологические процессы производства электрических машин и аппаратов, повысить их технико-экономические показатели.

При этом находят новые решения проблемы экранирования потоков рассеяния, уменьшения основных и добавочных потерь, увеличения магнитной проводимости индуктивно связанных контуров, улучшения картины магнитного поля, совершенствования отдельных технологических операций, стабилизации индуктивности от технологических и эксплуатационных изменений воздушных зазоров, увеличения удельных показателей электрических машин, уменьшения вибраций и шумов электрических машин и аппаратов.

Основным недостатком магнитодиэлектрика является его низкая магнитная проницаемость, которая весьма тяжело доводится до худших значений магнитной проницаемости других ферромагнетиков. Поэтому применимость этого материала определяется его особыми качествами: технологичностью, изотропностью, адгезией практически ко всем электротехническим материалам.

В отдельных конструктивных вариантах высокая магнитная проницаемость этого материала μ_n даже вредна так же, как недопустимы и произвольные низкие значения этой величины. Необходимо знать, как реагирует преобразуемое устройство на величину магнитной проницаемости μ_n .

Для магнитопроводов, частично или полностью изготовленных из магнитодиэлектриков, необходима максимально возможная магнитная проницаемость. В этих случаях должен быть решен вопрос, чему равно граничное, минимально допустимое, значение магнитной проницаемости μ_r . Значение μ_r меньше которого магнитная проницаемость недопустима, определяется магнитной проводимостью заменяемого магнитопровода и действительной стоимостью изделия после преобразования. Ниже приведен пример расчета μ_r для магнитопроводов трансформаторов (реакторов), состоящих из стали и магнитодиэлектриков.

Определенную группу образуют варианты использования магнитодиэлектриков, для которых высокая проницаемость вредна. В этих случаях надо опасаться того, чтобы воплощенная в устройстве магнитная проницаемость μ_n не ухудшила изделия. Например, очень высокая проницаемость магнитодиэлектрика, использованного для магнитных клиньев, может значительно повысить реактивное сопротивление электрической машины. Действительные стоимости до и после преобразования определяют граничное значение μ_r , превышение которого нецелесообразно.

При фиксированных значениях геометрических размеров и заданном индуктивном сопротивлении рассеяния или тока намагничивания вариации значений μ_n недопустимы, магнитная проницаемость магнитодиэлектрика должна быть строго определенной. Ниже будет показано, что при заполнении воздушных зазоров «линейных» магнитопроводов магнитная проницаемость μ_n фиксирована индуктивностью и размером заменяемого зазора.

При решении вопроса о целесообразности замены одного конструктивного решения другим, например с использованием магнитодиэлектрика, необходимо сравнить варианты по: 1) вероятностям безотказной работы $R(t)$ для длительных интервалов времени; 2) удельным показателям, отнесенным к единице веса, объема или мощности; 3) действительной стоимости, учитывающей потери, полные затраты на изготовление и эксплуатацию.

Очевидно, если рассматриваемое преобразование допускает вариации значения магнитной проницаемости, то сравнение по п. 1, 2 и 3 должно быть произведено при разных значениях магнитной проницаемости μ_n , т. е. при разных составах этого материала и удельных давлениях его прессования.

Решающим для изделий общепромышленного назначения является (при близких прочих показателях п. 1 и 2) сравнение их по действительным стоимостям. Умелое использование преимуществ магнитодиэлектриков перед другими ферромагнетиками, включая ферриты, должно обеспечить снижение действительной стоимости изделия. Такими преимуществами являются: способность магнитодиэлектрика работать в сильных магнитных полях без насыщения ($\mu_n \approx \text{const}$), малая стоимость, технологичность, хорошие механические качества, бли-

зость к технологическим приемам, распространенным в электротехнической промышленности.

Комбинированный или полностью изготовленный из магнитоэлектрика магнитопровод обладает новым потреблением реактивной мощности. Поэтому действительная стоимость при преобразовании конструкции должна содержать составляющую C_i , учитывающую стоимость устройств, связанных с потреблением и компенсацией реактивной мощности:

$$C_{\mu} = C_m + C_{\kappa} + C_i + \Sigma'p, \quad (1)$$

где C_m , C_{κ} и $\Sigma'p$ — стоимости материалов, изготовления и приведенных потерь [Л. 1].

Для комбинированных магнитопроводов (рис. 1 и 2), основной магнитный поток которых проходит последовательно по стали и магнитоэлектрику, неравенство $C_{\mu} < C$ будет выполняться только в случае, если: 1) контуры электрического тока (сечения обмоток) максимально заполнены сталью; 2) только внешняя часть магнитопровода, от размеров которой не зависят электрические потери, изготовлена частично или полностью из магнитоэлектрика; 3) магнитная проводимость не ниже магнитной проводимости преобразуемой конструкции; 4) элементы магнитопровода, выполняемые из электротехнической стали, изготовлены без отходов и простейших форм.

Для магнитопроводов, изготовленных полностью из магнитоэлектрика, уменьшаются стоимости C_m и C_{κ} , но сильно возрастают величины C_i и $\Sigma'p$. У комбинированных систем (рис. 1 и 2) магнитопроводов, построенных так, как это следует из п. 1—4, ограниченная магнитная проницаемость компенсируется уменьшением средних длин, увеличением сечения. Изотропность магнитоэлектрика позволяет придать внешней части магнитопровода такую форму, при которой объем и габаритные размеры не возрастают. В этом случае недостаточная проницаемость компенсируется тем, что удается сохранить прежними или даже увеличить общее значение магнитной проводимости, коэффициенты взаимной индукции первичных и вторичных контуров. Такие комбинированные магнитные системы

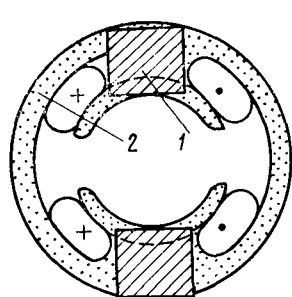


Рис. 1. Магнитопровод статора электрической машины из стали (1) и магнитоэлектрика (2).

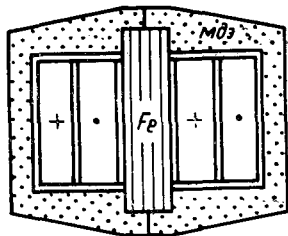


Рис. 2. Трансформатор (реактор) с магнитопроводом из стали (1) и магнитоэлектрика (2).

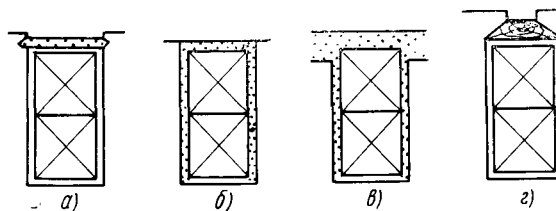


Рис. 3. Варианты закрепления обмотки в пазу. а — с помощью магнитного клина; б — капсулированием обмотки; в — изготовлением части зубцовой зоны из магнитоэлектрика; г — с помощью деревянного клина.

благодаря их значительной технологичности и малой стоимости должны получить широкое применение.

Аналогично из основного критерия $C_{\mu} < C$ могут быть сформулированы принципы и для прочих преобразований конструкций.

Эффективность магнитных клиньев (рис. 3) широко известна и показана, например, в работах [Л. 2—9]. Магнитное закрытие или капсулирование (рис. 3, б) жидким магнитоэлектриком открытых пазов весьма эффективно и в настоящее время получает практическое применение для электрических машин малой мощности. При этом повышается надежность, уменьшается высота зубцовой зоны при сохранении заданного уровня пазового рассеяния.

Картина магнитного поля в воздушном зазоре машины приблизится к идеальной, если капсулирование совместить с изготовлением из этого материала части зубцовой зоны (рис. 3, в). Такое решение эффективно при относительно большой магнитной проницаемости магнитоэлектрика. При этом на 10—30% уменьшается общая высота зубцовой зоны, на 2—3% возрастает к. п. д., снижаются потери от зубцовых гармоник. При достаточной проницаемости можно добиться некоторого снижения и тока намагничивания [Л. 3].

До настоящего времени не получили серьезного развития идеи активного использования зубцовой зоны лобовых соединений и объединения с помощью этого материала корпуса электрической машины с магнитопроводом. На рис. 4 схематически изображено сечение статора и несколько вариантов использования в его конструкции магнитоэлектриков. При объединении статора и корпуса электрической машины недостаточная магнитная проницаемость магнитоэлектрика компенсируется объемом. Магнитная проводимость спинки такого статора не ниже, чем у обычной машины, а общие

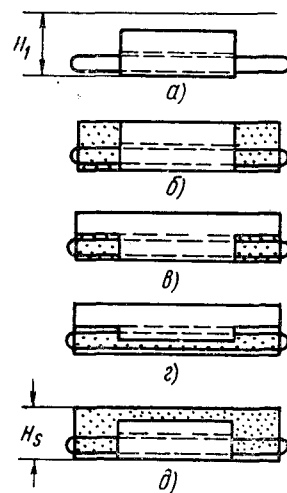


Рис. 4. Сечение статора электрической машины. а — без магнитоэлектрика; б и в — при активном использовании лобовых соединений; г — при изготовлении зубцовой зоны частично из магнитоэлектрика; д — при объединении спинки статора и корпуса.

размеры ее меньше: $H_3 < H_1$. Целесообразность преобразований б—г на рис. 4 следует из того, что мощность электрической машины определяется электромагнитными нагрузками B_0 и A :

$$P = knB_0AD^2l_{Fe} \quad (2)$$

скоростью n и объемом D^2l_{Fe} . Полная длина машины по оси $l = l_{Fe} + 2f_1$, где l_{Fe} — набор пакета, f_1 — вылет лобовых соединений; при малой полярности и большом диаметре D может быть больше, чем набор пакета l_{Fe} в несколько раз. У таких машин потенциально существует возможность с помощью магнитоэлектрика значительно повысить полезный объем D^2l_{Fe} и соответственно мощность. В этом случае статор электрической машины будет выглядеть, как показано на рис. 4.

Преобразования по рис. 4, как и некоторые другие варианты использования магнитоэлектрика, возможны только в случае, если увеличиваются напряжение на виток и магнитный поток. Иначе возрастает реактивное сопротивление $x = \omega^2 G$ машины, уменьшается ее круговая диаграмма и вторичная мощность. С ростом удельной мощности увеличился тепловой поток, а условия для охлаждения обмоток ухудшились. Разность удельных мощностей

$$\Delta G = \frac{\Delta P_\mu}{G_\mu} - \frac{P}{G} \frac{\Delta G_\mu}{G_\mu}, \quad (3)$$

где ΔP_μ , ΔG_μ — приращение мощности P и массы $G_\mu = G + \Delta G_\mu$, получается в пользу преобразований конструкции, так как масса растет медленнее, чем мощность. Особенно значительно возрастает мощность, отнесенная к полному объему, поскольку последний должен измениться мало. Удельная стоимость C_μ/G_μ (руб/кг) может как возрасти, так и уменьшиться (при массовом производстве).

Во всех случаях чем меньше мощность устройства и выше частота питающей сети, тем перспективнее применение магнитоэлектриков, поскольку с ростом частоты потери в стали растут значительно быстрее, чем в магнитоэлектрике.

Весьма заманчиво изготавливать магнитопроводы микромашин, при производстве которых в настоящее время 70% стали идет в отходы, полностью из магнитоэлектрика. В нескольких организациях Таллина, Москвы, Оренбурга, Ташкента созданы такие машины, для чего были использованы значительные удельные давления (5—6 т/см²) и достигнута относительная магнитная проницаемость порядка $\frac{\mu_r}{\mu_0} = 200$. Однако при этом у магнитоэ-

лектрика на основе порошков ПЖ (С), восстановленных из прокатной окалины (наиболее дешевого и перспективного материала), удельные потери в 4 раза больше, чем у стали. Анализ действительной стоимости (1) с учетом возросшего потребления реактивной мощности показывает, что при частоте 50 гц комбинированные магнитопроводы, например по рис. 1 и 2, значительно более перспективны, чем прессуемые полностью из магнитоэ-

лектрика. При низких частотах магнитоэлектрик не заменит сталь.

В трансформаторах, реакторах, функциональных преобразователях, индукторах, как и в электрических машинах, при низкой частоте перспективны:

- 1) комбинированные магнитопроводы (рис. 1 и 2);
- 2) экранирование полей рассеяния (рис. 6);
- 3) соединение отдельных частей магнитопровода с помощью магнитоэлектрика (рис. 7);
- 4) объединение корпуса с магнитопроводом (рис. 2).

На рис. 2 изображен трансформатор (реактор) с магнитопроводом, внешняя часть которого выполнена из магнитоэлектрика, а контур электрического тока заполнен пакетом из стали, штампуемым практически без отходов. Рассчитаем для такого трансформатора граничное значение магнитной проницаемости μ_r , меньше которой проницаемости нежелательны. Потребляемый из сети ток намагничивания такого трансформатора равен:

$$I_\mu = \frac{H_{Fe}}{\omega_1} \left(l_{Fe} + l_\mu \frac{S_{Fe}}{S_\mu} \frac{\mu_{Fe}}{\mu_\mu} \right), \quad (4)$$

$$I_\mu = \frac{1}{U_1} (k_{т.р} k_{т.з} G_{Fe} + q_\mu G_\mu), \quad (5)$$

где l_{Fe} , l_μ , S_{Fe} , S_μ — средние длины и сечения частей магнитопровода, изготовленных из стали и магнитоэлектрика; μ_{Fe} , μ_μ , H_{Fe} — соответствующие магнитные проницаемости и напряженность; G_{Fe} , G_μ , q_{Fe} , q_μ — массы и удельные намагничивающие мощности; $k_{т.р}$, $k_{т.з}$ — эмпирические численные коэффициенты [Л. 10]; U_1 — напряжение, подведенное к первичной обмотке.

Из формулы (4) получим:

$$\mu_r = \mu_{Fe} \frac{l_\mu \frac{S_{Fe}}{S_\mu}}{\frac{H_{Fe}}{\omega_1} - l_{Fe}}. \quad (6)$$

Отсюда следует, что тем меньше может быть допущена магнитная проницаемость μ_r , чем меньше отношение квадрата средней длины l_μ^2 и объема V_μ занятого магнитоэлектриком:

$$\frac{l_\mu^2}{S_\mu} = \frac{l_\mu^2}{V_\mu}.$$

Для того чтобы сравнить магнитопроводы, приравняем вторые слагаемые суммы (4), записанные для комбинированного сердечника и магнитопровода, выполненного полностью из стали. После преобразований получим:

$$\mu_r = \mu_{Fe} \frac{l_\mu^2}{V_\mu} \frac{V_{Fe}}{l_{Fe}^2}, \quad (7)$$

где l_{Fe} , V_{Fe} — средняя длина и объем частей магнитопровода из стали, в которых заменен материал.

Отсюда следует, что особенно эффективно уменьшение средней длины, которая вошла в формулу (7) в квадрате. На рис. 2 изображена конструкция, у

которой $l_{Fe} \approx l_{\mu}$, но $V_{\mu}/V_{Fe} \approx 5$, поэтому $\mu_r = \frac{1}{5} \mu_{Fe}$, что является вполне осуществимой величиной.

Очевидно, проницаемость μ_r в каждом конкретном случае будет получаться разная. Так, если пренебречь вентиляционными каналами, которых может и не быть, то для броневой магнитной системы, сечение среднего стержня которой равно c^2 , а ширина окна b :

$$\mu_r \approx \mu_{Fe} \frac{c}{\pi(0,75c + b)} \quad (8)$$

Рассмотренный пример идеализирован. Здесь считалось, что $l_{\mu} = l_{Fe}$, удельная магнитная проводимость во всех сечениях части магнитопровода, выполненной из магнитодиэлектрика, постоянна. Соблюдение последнего условия усложняет переход от стали к магнитодиэлектрику.

У массовых трансформаторов малой мощности обычно относительно велики воздушные зазоры, отверстия и влияние характера обработки. Учесть эти обстоятельства можно, выполняя расчет реактивной мощности с учетом большого [Л. 10] числа эмпирических коэффициентов:

$$Q_x = f(k_{Fe}, k_{т.ш}, k_{т.л}, k_{т.з}, k_{т.р}, k'_{т.у}, k''_{т.у}, q_{с.я}, q_3).$$

Пренебрегаем коэффициентами $k_{т.з}$, $k_{т.ш}$, $k_{т.л}$, значения которых для трансформаторов малой мощности близки к единице, будем считать, что при отсутствии отжига $k_{т.з} = 1,6$, а коэффициент, учитывающий увеличение удельной мощности в углах магнитопроводов, шихтуемых впереплет, будет равен $k_{т.у} = 8,9$. Коэффициент $k_{т.о}$, учитывающий отверстия в магнитопроводе, равен 1,7. При этих условиях мощность намагничивания внешней части броневого магнитопровода, выполненного из стали, равна:

$$O_x = k_{т.з} k_{т.р} k_{т.о} \left(q_c G_c + q_a G_a - 4q_a G''_a + 4 \frac{q_c + q_a}{2} k_{т.у} G''_u \right) + \sum_1^n q_3 G_3, \quad (9)$$

где G — масса стали; G_a — масса металла, находящегося в углах, в которых изменяется направление магнитного потока; q_3 — удельная намагничивающая мощность зоны сопряжения стержней.

Подставляя численные значения коэффициентов и полагая $q_a = q_c = q_{Fe} \longleftrightarrow$, $n=4$, $G_c + G_a = G_{Fe}$, $G''_a/G_{Fe} \approx 0,25$, получим, что токи намагничивания трансформаторов с комбинированным сердечником и магнитопроводом из шихтованной стали будут равны, если масса магнитодиэлектрика, имеющего удельную мощность намагничивания q_{μ} , не превышает значения:

$$G_{\mu} \leq 30,6 G_{Fe} \frac{q_{Fe}}{q_{\mu}} + 4 S_{Fe} \frac{q_3}{q_{\mu}} \quad (10)$$

Аналогичные условия могут быть сформулированы и для потерь, удельные значения которых при равных индукциях у магнитодиэлектрика могут

быть значительно больше, чем у стали. Величина их зависит от качества порошка; при частоте 50 гц они являются преимущественно (на 98%) гистерезисными.

Аналитические выражения для потерь мало надежны. Они почти не учитывают особенностей конструкции магнитопровода. Поэтому так же, как и для токов намагничивания, потери удобно рассчитывать, пользуясь удельными табличными данными. Для однофазного броневых трансформатора, магнитопровод которого изготовлен из стали марки Э330, потери холостого хода [Л. 10] равны:

$$P_x = k_{п.я} k_{п.ш} k_{п.л} [k_{п.з} k_{п.р} p_{Fe} (G_{Fe} - G''_a + k_{п.у} G_a) + \Sigma p_3 n_3 l_3] \quad (11)$$

Подставляя численные значения коэффициентов $k_{п.я} k_{п.ш} k_{п.л} = 1,08 \cdot 1,02 \cdot 1,0 = 1,1$; $k_{п.з} k_{п.р} = 1,07 \cdot 1,08 = 1,15$; $k_{п.у} = 1,85$ и $G''_a/G_{Fe} = 0,25$, получим массу магнитодиэлектрика, превышение которой приведет к увеличению потерь и слагаемого $\Sigma' p$ в формуле (1):

$$G_{\mu} \leq 1,54 \frac{p_{Fe}}{p_{\mu}} G_{Fe} + 4,4 \frac{p_3}{p_{\mu}} S_{Fe}, \quad (12)$$

где p_{Fe} , p_{μ} — удельные потери в стали и магнитодиэлектрике.

Здесь $p_{\mu} < p_{Fe}$, так как сечение внешней части, изготовленной из магнитодиэлектрика, значительно больше сечения стали (индукция в магнитодиэлектрике во столько же раз меньше, чем в стали).

Применяется большое число различных типов реакторов и трансформаторов (рис. 5), в магнитопроводы которых вводятся воздушные зазоры. Обычно эти зазоры невелики, поэтому индуктивное сопротивление подобных устройств сильно зависит от технологических отклонений. Можно показать, что эффективная магнитная проницаемость μ магнитопровода с зазором δ_{μ} , заполненным магнитодиэлектриком с проницаемостью μ_n , может быть выражена зависимостью:

$$\mu = \frac{\mu_{Fe}}{1 + \frac{\mu_{Fe}}{\mu_n} \frac{\delta_{\mu}}{l}}, \quad (13)$$

где μ_{Fe} — проницаемость стали; l — средняя длина силовой линии.

При равных абсолютных значениях тепловых и технологических отклонений μ в случае заполнения зазора магнитодиэлектриком подвержена значительно меньшим отклонениям $d\mu/\mu$, чем при отсуствии этого материала в зазоре [Л. 11]:

$$\frac{d\mu}{\mu} = - \frac{d \left(\frac{\delta_{\mu,0}}{l} \right)}{\frac{\mu_{n,0}}{\mu_{Fe}} + \frac{\delta_{\mu,0}}{l}}, \quad (14)$$

где $\left(\frac{d\mu}{\mu} \right)_n$, $\left(\frac{d\mu}{\mu} \right)_0$ — относительные изменения эф-

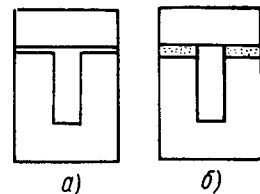


Рис. 5. Магнитопровод трансформатора с зазором.

а — воздушный зазор;
б — зазор заполнен магнитодиэлектриком.

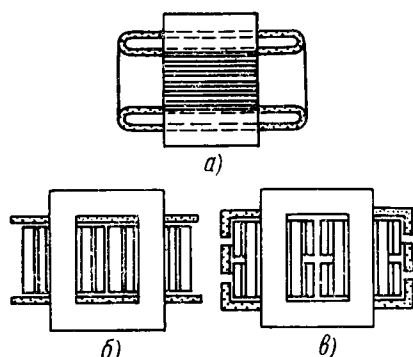


Рис. 6. Некоторые варианты экранирования потоков рассеяния.
а — в электрических машинах; б и в — в трансформаторах (реакторах).

эффективной магнитной проницаемости при заполнении и при отсутствии магнитоэлектрика в зазоре, который в первом случае равен δ_μ , во втором — δ_0 .

Очевидно, при равных индуктивных сопротивлениях зазор δ_μ больше δ_0 :

$$\delta_\mu = \delta_0 \frac{\mu_n}{\mu_0} \cdot \frac{\mu_{Fe} - \mu_0}{\mu_{Fe} - \mu_n}.$$

Таким образом, относительное изменение индуктивного сопротивления может быть уменьшено на порядок и более.

С помощью магнитоэлектриков можно по-новому решить вопросы экранирования потоков рассеяния, закрывая этим материалом сплошные металлические конструкции, создавая экраны сложной формы (рис. 6).

Магнитоэлектрик весьма эффективен для соединения отдельных элементов магнитопровода, собираемых встык (рис. 7, в). При этом уменьшаются потери по сравнению с шихтовкой «в переплет» (рис. 7, а).

Известно большое число различных вариантов сложных магнитопроводов функциональных преобразователей перемещений в электрические величины, разнообразных индукторов и дугогасительных устройств, разных специальных электрических машин, преобразование которых с использованием изложенных принципов построения комбинированных магнитопроводов даст значительный эффект.

Выводы. 1. Применение магнитоэлектриков в электрических устройствах промышленной частоты позволяет усовершенствовать технологию их производства, увеличить заполнение геометрически сплошных контуров электрического тока магнитным материалом, повысить магнитную проводимость магнитопроводов, увеличить взаимную индукцию электрических цепей.

2. Увеличение основного магнитного потока, снижение местных насыщений и потерь позволяет увеличить удельную мощность устройств.

3. У комбинированных магнитопроводов контуры электрических токов должны заполняться

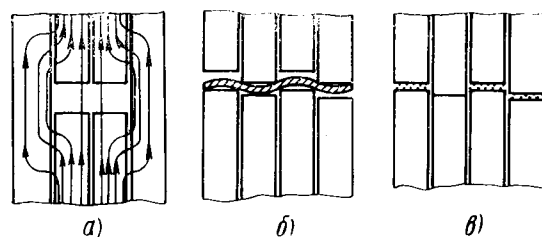


Рис. 7. Способы соединения отдельных элементов магнитопровода.
а — шихтованный; б — стыковой; в — склеенный с помощью магнитоэлектрика.

сталью, а внешнюю часть целесообразно выполнять из магнитоэлектрика.

4. При близких значениях удельных показателей и равной надежности основным критерием применения нового конструктивного решения является снижение действительной стоимости изделия.

5. При промышленной частоте магнитоэлектрик не в состоянии вытеснить другие ферромагнетики, обладающие более высокой магнитной проницаемостью.

6. С помощью магнитоэлектрика по-новому решаются вопросы экранирования потоков рассеяния и изготовления сложных магнитопроводов трансформаторов, реакторов и т. п. устройств.

7. Необходимая величина магнитной проницаемости магнитоэлектрика зависит от геометрии заменяемого магнитопровода, и в каждом конкретном случае допустимое ее значение может быть значительно меньше магнитной проницаемости стали.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Постников И. М. Проектирование электрических машин. Киев, Гостехиздат, 1960.
2. Адаменко А. И., Троицкий В. А., Яковлев А. И. Применение магнитоэлектриков в электрических машинах. — «Электротехника», 1971, № 3.
3. Троицкий В. А. Магнитоэлектрики в конструкции электрических машин. Ташкент, «Наука», 1965.
4. Альтман А. Б., Гладышев П. А., Растанов Н. Д. Металлокерамические материалы для магнитных клиньев. — «Электротехника», 1966, № 2.
5. Коломийцев Л. Ф., Ротыч Р. В., Секретов Д. И. Определение коэффициента воздушного зазора при магнитном клине. «Изв. вузов. Электромеханика», 1966, № 2.
6. Ролик А. И., Яковлев А. И. Электрические машины с магнитоэлектрическими клиньями. — «Электротехника», 1968, № 11.
7. Ролик А. И., Шпилько Г. И., Яковлев А. И. Влияние состава полезного порошка при магнитокапсулировании газов на показатели асинхронного электродвигателя. — «Электропромышленность», 1969, № 341.
8. О влиянии магнитоэлектрических клиньев на вибрацию электрических машин. — «Вибротехника», 1969, № 3. Авт.: А. И. Борисенко, Р. А. Дашевский, А. И. Ролик, А. И. Яковлев.
9. Ролик А. И., Яковлев А. И. Электрические машины с магнитоэлектрическими клиньями. — «Проблемы технической электродинамики», 1971, № 27.
10. Тихомиров П. М. Расчет трансформаторов. М., «Энергия», 1968.
11. Завадский В. А., Троицкий В. А. Применение магнитоэлектриков в зазорах сварочных трансформаторов и дросселей. — «Автоматическая сварка», 1971, № 12.

[15.2.1973]



Диэлектрическая проницаемость дисперсной системы в переходном процессе установления электрического поля

М. А. КАРАПЕТЯН

Ереванский политехнический институт имени Карла Маркса

Исследование электрического поля в дисперсных системах при учете диэлектрических проницаемостей и удельных электропроводностей веществ компонентов показало [Л. 1—5], что в данной неоднородной среде поле устанавливается после переходного процесса. Этот переходный процесс обусловлен структурной поляризацией, приводящей к накоплению связанных и свободных зарядов на граничных поверхностях «иностранное включение — среда».

Если накопление связанных поляризованных зарядов на поверхностях включений происходит практически мгновенно (в момент наложения на систему внешнего электрического поля), то накопление свободных зарядов может длиться сотни и даже тысячи секунд. Таким образом, переходный процесс установления поля в неоднородных средах обусловлен структурной поляризацией свободных зарядов.

Диэлектрическая проницаемость однородного вещества определяется поляризованным зарядом, накопленным на граничных поверхностях у электродов. В случае неоднородных сред диэлектрическая проницаемость определяется не только поляризованным зарядом, накопленным на граничной поверхности «вещество — электрод», но и зарядами структурной поляризации. Отсюда ясно, что диэлектрическая проницаемость дисперсной системы устанавливается после переходного процесса, обусловленного структурной поляризацией свободных зарядов.

Поскольку в первый момент ($t=0$) наложения внешнего электрического поля в неоднородной среде происходит поляризация только связанных зарядов, то диэлектрическая проницаемость дисперсной системы ϵ при $t=0$ будет определяться исключительно диэлектрическими проницаемостями веществ компонентов (ϵ_i). В дальнейшем ($t>0$) ϵ системы будет определяться не только ϵ_i , но и удельными электропроводностями γ_i веществ компонентов.

Определение переходных функций диэлектрических проницаемостей $\epsilon(t)$ неоднородных материалов имеет важное значение для автоматического контроля качества продукции, производимых поточным методом (бумаг, картонов, текстильных тканей, вязкого и штапельного волокна, нефтепродуктов и т. д.). Промежуток времени, в течение которого материал проходит через электрическое поле датчика, может оказаться недостаточным для завершения структурной поляризации. Следовательно, датчик реагирует не на установившееся значение диэлектрической проницаемости $\epsilon(\infty)$ материала, а на некоторое переходное значение $\epsilon(t)$, усредненное в поле, в зависимости от размеров электродов и скорости перемещения материала.

Существование зависимости результата измерения ϵ неоднородного материала от скорости его перемещения и размеров электродов известно на практике. Аналитический расчет этой зависимости возможен при известной функции $\epsilon(t)$.

В статье определяются функции $\epsilon(t)$ для дисперсных систем при постоянном и синусоидальном полях.

Абсолютную диэлектрическую проницаемость монодисперсной системы можно определить по выражению:

$$\epsilon = \epsilon_2 + k_a \quad (1)$$

где ϵ_2 — абсолютная диэлектрическая проницаемость дисперсионной среды; k_a — абсолютная диэлектрическая восприимчивость включений:

$$k_a = \frac{P_a}{E_0} = \nu \frac{P}{E_0} \quad (2)$$

Здесь P_a — поляризованность включений системы при внешнем однородном поле напряженностью E_0 ; P — электрический момент поляризованного включения; ν — число включений в единице объема дисперсной системы.

Исследование электрического поля в дисперсных системах [Л. 1—5] осуществлено методом, позволяющим в качестве промежуточного этапа рассчитать переходное значение электрического момента поляризованных включений $p(t)$ с учетом дипольного взаимодействия между ними. Таким образом, пользуясь выражениями (1), (2) и результатами расчета $p(t)$ в отмеченных выше работах, легко определяют переходные значения диэлектрических проницаемостей $\epsilon(t)$ дисперсных систем.

Диэлектрическая проницаемость монодисперсной системы с эллипсоидальными включениями. В случае внешнего постоянного поля с напряженностью E_0 имеем:

$$p(t) = \frac{4\pi}{3} \epsilon_2 abc [(m-n)e^{-t/\tau} + n] E_0 \quad (3)$$

В (3) a, b, c — полуоси эллипсоида (ось $2a$ эллипсоида совпадает по направлению с вектором \vec{E}_0); τ — постоянная времени установления поля в системе:

$$\left. \begin{aligned} \tau &= \frac{\epsilon_2 + (\epsilon_1 - \epsilon_2)(1-f)N_a}{\gamma_2 + (\gamma_1 - \gamma_2)(1-f)N_a}; \\ m &= \frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{\epsilon_2 + (\epsilon_1 - \epsilon_2)(1-f)N_a}; \\ n &= \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{\gamma_2 + (\gamma_1 - \gamma_2)(1-f)N_a}; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

ϵ_1, ϵ_2 и γ_1, γ_2 — абсолютные диэлектрические проницаемости и удельные электропроводности веществ включений и среды соответственно; f — объемная концентрация включений; N_a — коэффициент деполаризации эллипсоида вдоль оси $2a$.

Совместным решением (1) — (3) получим:

$$\epsilon(t) = \epsilon_2 \{1 + f(m-n)e^{-t/\tau} + n\}. \quad (5)$$

Для граничных значений $\epsilon(t)$ имеем: при $t=0$

$$\epsilon(0) = \epsilon_2 \left[1 + f \frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{\epsilon_2 + (\epsilon_1 - \epsilon_2)(1-f)N_a} \right]; \quad (6)$$

при $t = \infty$

$$\varepsilon(\infty) = \varepsilon_2 \left[1 + f \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{\gamma_2 + (\gamma_1 - \gamma_2)(1-f)N_a} \right]. \quad (7)$$

Удельная электропроводность дисперсной системы

$$\gamma = \gamma_2 \left[1 + f \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{\gamma_2 + (\gamma_1 - \gamma_2)(1-f)N_a} \right]. \quad (8)$$

Выражение (6) совпадает с формулой А. В. Нетушила [Л. 6]. В частном случае сферических включений ($N_a = 1/3$) выражение (6) совпадает с формулой Лоренц-Лорентца [Л. 6]. Однако формулы А. В. Нетушила и Лоренц-Лорентца предложены для расчета ε системы в установившемся режиме.

Зависимость $\varepsilon(t)$ для двух различных дисперсных систем со сферическими включениями представлена на рис. 1. В первом случае $\varepsilon_1 < \varepsilon_2$, $\gamma_1 < \gamma_2$, $\rho(t) < 0$ и $\varepsilon < \varepsilon_2$. Поскольку $\gamma_1/\gamma_2 < \varepsilon_1/\varepsilon_2$, то $\varepsilon(\infty) < \varepsilon(0)$. Во втором случае $\varepsilon_1 > \varepsilon_2$, $\gamma_1 > \gamma_2$, $\varepsilon > \varepsilon_2$ и $\varepsilon(\infty) > \varepsilon(0)$.

Таким образом, формулы А. В. Нетушила и Лоренц-Лорентца не могут быть использованы в установившемся режиме постоянного поля.

Зависимость $\varepsilon(0)$ и $\varepsilon(\infty)$ от коэффициента деполяризации N_a приведена на рис. 2. С удлинением полупроводящих включений (с уменьшением N_a) вдоль поля $\varepsilon(0)$ изменяется (увеличивается) слабо, тогда как $\varepsilon(\infty)$ растет очень резко. Различие в характерах зависимостей $\varepsilon(0)$ и $\varepsilon(\infty)$ от N_a обусловлено существованием неравенства для полупроводящих включений в диэлектрической среде: $\gamma_1/\gamma_2 \gg \varepsilon_1/\varepsilon_2$.

В случае внешнего однородного синусоидального поля $E_0(t) = E_{0m} \sin(\omega t + \psi_c) \longleftrightarrow$ имеем:

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_2 \left[1 + fn \sqrt{\frac{1 + \omega^2 \theta^2}{1 + \omega^2 \tau^2}} \frac{\sin(\omega t + \psi_c - \alpha)}{\sin(\omega t + \psi_c)} - \frac{fm(\tau - \theta)e^{-t/\tau} \sin(\psi_c - \vartheta_1)}{\theta \sqrt{1 + \omega^2 \tau^2} \sin(\omega t + \psi_c)} \right], \quad (9)$$

где

$$\theta = \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{\gamma_1 - \gamma_2}, \quad \alpha = \arctg \omega \frac{\tau - \theta}{1 + \omega^2 \tau^2}, \quad \vartheta = \arctg \omega \tau. \quad (10)$$

В установившемся режиме получим:

$$\dot{\rho} = \frac{4\pi}{3} \varepsilon_2 abc \frac{1 + j\omega\theta}{1 + j\omega\tau} E_0; \quad (11)$$

$$\tilde{\varepsilon} = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon_2 \left(1 + fn \frac{1 + j\omega^2 \theta \tau}{1 + j\omega^2 \tau^2} \right) - j\omega \varepsilon_2 fn \frac{\tau - n}{1 + \omega^2 \tau^2}. \quad (12)$$

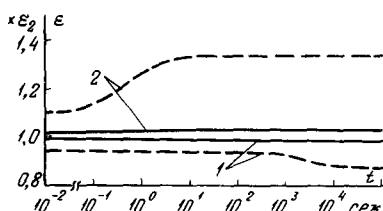


Рис. 1. Переходное значение диэлектрической проницаемости дисперсной системы при внешнем постоянном поле.

1 — при $\varepsilon_1 = \varepsilon_0$, $\varepsilon_2 = 2\varepsilon_0$; $\gamma_1 = 10^{-15}$ с.м.м./м., $\gamma_2 = 10^{-14}$ с.м.м./м.; 2 — при $\varepsilon_1 = 5\varepsilon_0$, $\varepsilon_2 = 2\varepsilon_0$; $\gamma_1 = 10^{-10}$ с.м.м./м., $\gamma_2 = 10^{-12}$ с.м.м./м.; — — — $f = 0,01$; — — — — $f = 0,1$.

В случае систем с диэлектрическими включениями (среда всегда принимается диэлектрической) $\tau \approx \theta \gg 1$ сек, поэтому

$$\varepsilon = \varepsilon' = \varepsilon_2 \left(1 + fn \frac{\theta}{\tau} \right) = \varepsilon_2 (1 + fm) = \varepsilon(0), \quad (13)$$

т. е. диэлектрическая проницаемость неоднородного диэлектрика с инородными диэлектрическими включениями определяется только значениями ε_i компонентов.

В случае систем с проводящими или полупроводящими включениями $\tau \approx \theta \ll 1$ сек. При сравнительно низких частотах внешнего синусоидального поля $\omega\theta \tau \ll 1$ сек и

$$\varepsilon = \varepsilon' = \varepsilon_2 (1 + fn) = \varepsilon(\infty). \quad (14)$$

Это значит, что диэлектрическая проницаемость ε неоднородного диэлектрика с проводящими и полупроводящими включениями определяется диэлектрической проницаемостью диэлектрика и удельными электропроводностями веществ компонентов.

Частотная зависимость ε диэлектрика с полупроводящими включениями эллипсоидальной формы (вытянутых по направлению поля) представлена на рис. 3. Если при низких частотах $\varepsilon = \varepsilon(\infty)$, то, начиная с угловой частоты $\omega = 10^4$ 1/сек и выше, $\varepsilon = \varepsilon(0)$.

Таким образом, граничные значения временной функции $\varepsilon(t)$ при постоянном поле $\varepsilon(0)$ и $\varepsilon(\infty)$ являются и предельными значениями для частотной зависимости $\varepsilon(\omega)$ при синусоидальном поле: $\varepsilon_{\omega=0} = \varepsilon(\infty)$ и $\varepsilon_{\omega=\infty} = \varepsilon(0)$.

В качестве примера рассчитаем диэлектрическую проницаемость непропитанных и пропитанных электроизоляционных бумаг различных плотностей. Ознакомление с технологией изготовления и исследованиями [Л. 7 и 8] микроструктуры электроизоляционных бумаг и картонов приводит к выводу, что последние могут быть смоделированы дисперсной системой, где средой является воздух (случай непропитанных бумаг) или пропитывающий состав, а включениями — волокна клетчатки.

По данным [Л. 7 и 8] о средних размерах волокон клетчатки в бумаге последние могут быть аппроксимированы цилиндрами эллиптического сечения. Ось цилиндра и

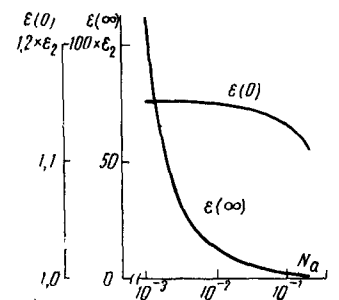


Рис. 2. Зависимость $\varepsilon(0)$ и $\varepsilon(\infty)$ дисперсной системы от формы эллипсоидальных включений при $\varepsilon_1 = 5\varepsilon_0$, $\varepsilon_2 = 2\varepsilon_0$; $\gamma_1 = 10^{-8}$ с.м.м./м., $\gamma_2 = 10^{-13}$ с.м.м./м.; $f = 0,1$.

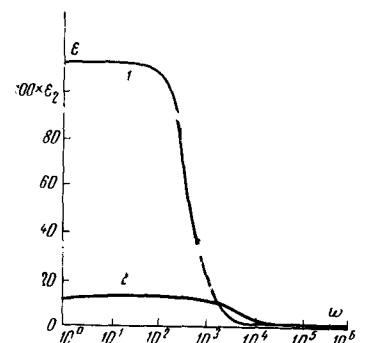


Рис. 3. Зависимость диэлектрической проницаемости дисперсной системы с вытянутыми эллипсоидальными включениями от частоты при $\varepsilon_1 = 5\varepsilon_0$, $\varepsilon_2 = 2\varepsilon_0$; $\gamma_1 = 10^{-5}$ с.м.м./м., $\gamma_2 \ll \gamma_1$; $f = 0,1$.

1 — $N_a = 0,001$; 2 — $N_a = 0,01$.

ось 2с эллипса поперечного сечения параллельны поверхности листа бумаги, а ось 2а эллипса (поперечного сечения) перпендикулярна плоскости листа бумаги и совпадает по направлению с внешним электрическим полем.

Аппроксимирующий волокна клетчатки цилиндр с эллиптическим сечением может быть рассмотрен как частный случай трехосного эллипсоида, полуось b которого бесконечно удлинена. Выражение для коэффициента деполяризации трехосного эллипсоида вдоль оси 2а

$$N_a = \frac{abc}{2} \int_0^\infty \frac{ds}{V(s+a^2)^3(s+b^2)(s+c^2)} \quad (15)$$

в этом частном случае весьма упрощается:

$$N_a = \frac{c}{a+c}. \quad (16)$$

Согласно данным [Л. 7 и 8] между размерами полуосей эллипса поперечного сечения клетчатки существует связь: $c \approx 8a$. Следовательно, $N_a = 0,89$. Концентрацию включений (клетчатки) в бумаге можно определить по отношению плотности бумаги ρ_6 к плотности клетчатки ρ_K ($\rho_K = 1,55 \text{ г/см}^3$): $f = \rho_6/\rho_K$.

Поскольку воздух, масло и клетчатка являются хорошими диэлектриками, то согласно (13) и (6) диэлектрическую проницаемость непропитанных и пропитанных бумаг следует рассчитывать по формуле:

$$\varepsilon = \varepsilon_2 \left[1 + \frac{\rho_6}{\rho_K} \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{\varepsilon_2 + (\varepsilon_1 - \varepsilon_2)(1 - \rho_6/\rho_K) 0,89} \right]. \quad (17)$$

В случае непропитанных бумаг $\varepsilon_1 = 6,5\varepsilon_0$, $\varepsilon_2 = \varepsilon_0$. Для пропитанных бумаг $\varepsilon_1 = 6,5\varepsilon_0$, $\varepsilon_2 = 2,2\varepsilon_0$. Результаты расчета ε приведены в таблице. Там же для сравнения приведены экспериментальные результаты по Сакамото и Йосида, взятые из [Л. 8 и 9].

Из таблицы следует, что расчетные значения ε хорошо согласуются с экспериментальными данными. Точность предложенного расчета ε бумаг намного выше, чем в [Л. 7—9], где максимальные расхождения расчетных и экспериментальных результатов достигают 15—40%.

Выражение (6) было использовано и для расчета диэлектрической проницаемости эпоксидных компаундов марок Д-1—Д-4 с кварцевым наполни-

телем сферической формы. Результаты расчета сравнивались со справочными (экспериментальными) данными. Совпадение результатов весьма хорошее: $\varepsilon_{\text{расч}} = (3,96-4,1)\varepsilon_0$, $\varepsilon_{\text{экс}} = (3,95-4,2)\varepsilon_0$.

Диэлектрическая проницаемость дисперсной системы с эллипсоидальными включениями двух типов. Диэлектрическую проницаемость системы в этом случае следует рассчитывать по выражению:

$$\varepsilon = \varepsilon_3 + k_{a1} + k_{a2} = \varepsilon_3 + v_1 \frac{p_1}{E_0} + v_2 \frac{p_2}{E_0}, \quad (18)$$

где ε_3 — абсолютная диэлектрическая проницаемость дисперсионной среды; v_1 и v_2 — плотности включений первого и второго типов в системе; p_1 и p_2 — электрические моменты эллипсоидальных включений первого и второго типов.

Подставив выражения для $p_1(t)$ и $p_2(t)$ из [Л. 5] проницаемости системы при постоянном однородном поле получим:

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_3 \left[1 + D_1 + D_2 + \frac{2}{3} D + (B + F) e^{-t/\tau_1} + (C + G) e^{-t/\tau_2} \right]. \quad (19)$$

Здесь

$$D_1 = f_1 n_1; D_2 = f_2 n_2; D = D_1 D_2; \\ C = D \frac{(\tau_2 - \theta_1)(\tau - \theta_2)}{\tau_2(\tau_1 - \tau_2)}; F = D \frac{(\tau_1 - \theta_1)(\tau_1 - \theta_2)}{\tau_1(\tau_2 - \tau_1)};$$

$$B = F - D_1 \frac{\tau_1 - \theta_1}{\tau_1}; G = C - D_2 \frac{\tau_2 - \theta_2}{\tau_2};$$

$$\tau_1 = \frac{\varepsilon_3 + (\varepsilon_1 - \varepsilon_3)(1 - f_1) N_{a1}}{\gamma_3 + (\gamma_1 - \gamma_3)(1 - f_1) N_{a1}};$$

$$\tau_2 = \frac{\varepsilon_3 + (\varepsilon_2 - \varepsilon_3)(1 - f_2) N_{a2}}{\gamma_3 + (\gamma_2 - \gamma_3)(1 - f_2) N_{a2}};$$

$$n_1 = \frac{\gamma_1 - \gamma_3}{\gamma_3 + (\gamma_1 - \gamma_3)(1 - f_1) N_{a1}};$$

$$n_2 = \frac{\gamma_2 - \gamma_3}{\gamma_3 + (\gamma_2 - \gamma_3)(1 - f_2) N_{a2}};$$

$$\theta_1 = \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_3}{\gamma_1 - \gamma_3}; \theta_2 = \frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_3}{\gamma_2 - \gamma_3};$$

(20)

ε_1 , ε_2 , ε_3 и γ_1 , γ_2 , γ_3 — абсолютные диэлектрические проницаемости и удельные электропроводности веществ включений первого, второго типов и среды соответственно; f_1 и f_2 — объемные концентрации включений первого и второго типов.

Из (19) легко получить граничные значения $\varepsilon(t)$ при $t=0$ и $t=\infty$:

$$\varepsilon(0) = \varepsilon_3 \left(1 + D_1 + D_2 + \frac{2}{3} D + B + C + G + F \right) = \\ = \varepsilon_3 \left(1 + D'_1 + D'_2 + \frac{2}{3} D' \right), \quad (21)$$

где

$$D'_1 = f_1 m_1; D'_2 = f_2 m_2; D' = D'_1 D'_2; \\ m_1 = \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_3}{\varepsilon_3 + (\varepsilon_1 - \varepsilon_3)(1 - f_1) N_{a1}}; \\ m_2 = \frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_3}{\varepsilon_3 + (\varepsilon_2 - \varepsilon_3)(1 - f_2) N_{a2}}; \quad (22)$$

Параметры	Плотность бумаги, г/см ³						
	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2
Концентрация клетчатки $f = \rho_6/\rho_K$	0,40	0,45	0,52	0,58	0,64	0,71	0,77
Значение $\varepsilon/\varepsilon_0$ по Сакомото и Йосида для непропитанных бумаг	1,52	1,66	1,88	2,11	2,34	2,60	2,93
Расчетные значения $\varepsilon/\varepsilon_0$ для непропитанных бумаг	1,53	1,67	1,84	2,06	2,29	2,61	3,02
$\frac{\varepsilon_{\text{расч}} - \varepsilon_{\text{экс}}}{\varepsilon_{\text{экс}}} 100\%$	+0,66	+0,63	-2,12	-2,37	-2,13	+0,38	+3,07
Значение $\varepsilon/\varepsilon_0$ по Сакомото и Йосида для пропитанных бумаг	3,10	3,30	3,55	3,85	4,15	4,50	4,80
Расчетные значения $\varepsilon/\varepsilon_0$ для пропитанных бумаг	3,00	3,20	3,41	3,64	3,94	4,25	4,59
$\frac{\varepsilon_{\text{расч}} - \varepsilon_{\text{экс}}}{\varepsilon_{\text{экс}}} 100\%$	-3,22	-3,03	-3,94	-5,76	-5,06	-5,55	-4,37

$$\varepsilon(\infty) = \varepsilon_s \left(1 + D_1 + D_2 + \frac{2}{3} D \right). \quad (23)$$

Удельная электропроводность системы

$$\gamma = \gamma_s \left(1 + D_1 + D_2 + \frac{2}{3} D \right). \quad (24)$$

В установившемся синусоидальном режиме имеем:

$$\varepsilon = \varepsilon' = \varepsilon_s \left[1 + D_1 \frac{1 + \omega^2 \theta_1 \tau_1}{1 + \omega^2 \tau_1^2} + D_2 \frac{1 + \omega^2 \theta_2 \tau_2}{1 + \omega^2 \tau_2^2} + \frac{2}{3} D \frac{(1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2)(1 - \omega^2 \theta_1 \theta_2) + \omega^2 (\tau_1 + \tau_2)(\theta_1 + \theta_2)}{(1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2)^2 + \omega^2 (\tau_1 + \tau_2)} \right]. \quad (25)$$

В случае неоднородного диэлектрика с диэлектрическими включениями двух типов $\tau_i \approx \theta_i \gg 1$ сек и

$$\varepsilon = \varepsilon_s \left(1 + D'_1 + D'_2 + \frac{2}{3} D' \right) = \varepsilon(0). \quad (26)$$

Приведенные выше формулы могут быть применены для расчета диэлектрической проницаемости эпиксидных компаундов, содержащих наряду с наполнителем пузырьки газа или трансформаторного масла с пузырьками газа и частицами волокнистых материалов и т. д. Однако ниже рассматривается пример из области, весьма далекой от электроизоляционной техники.

Быстрое измерение или автоматический контроль жирности молока в последнее время стало актуальным вопросом не только для молочных заводов, но и для крупных животно-водческих ферм.

Экспериментальные исследования показали, что контролируемым параметром жирности вполне может стать электропроводность молока, измеренная при высоких частотах (во избежание электролиза молока). В этой связи аналитический расчет удельной электропроводности молока имеет важное практическое значение (например, для градуировки разработанных приборов, измеряющих жирность молока).

В упрощенном виде молоко может быть представлено в виде дисперсной системы со сферическими включениями из белка и жира, с объемными концентрациями f_1 и f_2 соответственно. Дисперсионной средой является водный раствор молочного сахара, минеральных и органических солей и имеет удельную электропроводность $\gamma_3 = 0,5$ см/м. Удельные электропроводности включений намного меньше по сравнению с γ_3 .

Учитывая высокую проводимость дисперсионной среды, можно констатировать, что τ_i и θ_i [см. выражение (20)] в случае молока имеют величину порядка 10^{-10} — 10^{-11} сек. Согласно (25) вплоть до угловых частот $\omega = 10^9$ 1/сек диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = \varepsilon(\infty)$ [по (23)]. Следовательно, удельная электропроводность молока до отмеченных частот определяется выражением (24).

Уравнение (24) с учетом (20) и соотношения между удельными проводимостями среды и включений преобразуется к виду:

$$\gamma = \gamma_s \frac{4 + f_1 f_2 - 4(f_1 + f_2)}{(2 + f_1)(2 + f_2)} \approx 4\gamma_s \frac{1 - (f_1 + f_2)}{(2 + f_1)(2 + f_2)}. \quad (27)$$

Считая концентрацию белков постоянной и равной 4% ($f_1 = 0,04 = \text{const}$), была рассчитана удельная электропроводность γ при изменении жирности молока от 1 до 10% ($f_2 = 0,01$ — $0,1$). Оказалось, что при этом удельная электропроводность молока меняется в пределах от 0,925 до 0,805 у. Расчетные значения γ хорошо согласуются с экспериментальными данными, полученными В. И. Столбовым. Расхождение данных не превышает +3%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Карапетян М. А., Арамян М. А. Электрическое поле в дисперсной системе со сферическими включениями. — *Изв. АН Арм. ССР. Физика*, 1971, № 6.
2. Карапетян М. А. Перераспределение постоянного поля в дисперсной системе с эллипсоидальными включениями. — *«Электричество»*, 1971, № 10, с. 57—59.
3. Карапетян М. А., Арамян М. А. Синусоидальное поле в дисперсной системе со сферическими включениями. Сборник научных трудов Ереванского политехнического института, 1971, вып. III, т. 32.
4. Карапетян М. А. Синусоидальное поле в дисперсной системе с эллипсоидальными включениями. — *Изв. АН Арм. ССР. Физика*, 1972, № 4.
5. Карапетян М. А. Исследование электрического поля в дисперсной системе с эллипсоидальными включениями двух типов. — *«Электричество»*, 1972, № 11, с. 72—75.
6. Высоочастотный нагрев диэлектриков и полупроводников. Госэнергоиздат, 1959. Авт.: А. В. Негушил, Б. Я. Жуховицкий, В. Н. Кудин, Е. П. Паринго.
7. Ванин Б. В. Теоретическая модель электротехнического картона, связывающая его электрические свойства со структурой. В кн.: Пробой диэлектриков и полупроводников. М., «Энергия», 1964.
8. Ванин Б. В. О связи между электрическими свойствами электрокартона и его структуры. Труды ВНИИЭ, 1961, вып. 11.
9. Брагин С. М. Диэлектрические характеристики (ε и $\tan \delta$) пропитанной кабельной бумаги в зависимости от свойств компонентов (бумага — масло). В кн.: Физика диэлектриков. Труды второй всесоюзной конференции. Изд. АН СССР, 1960.

[5.1.1973]



УДК 621.372.001.24

Анализ электрических цепей методом полиномиального приближения

Н. К. КРУГ
Москва

В теоретической электротехнике при изучении цепей синусоидального тока классическим методом исследования функции одного параметра является метод анализа геометрического места точек на комплексной плоскости (круговые диаграммы). Выражение, например, входной проводимости Y как функции одного параметра z_1 записывается параметрическим уравнением окружности:

$$Y = \frac{m_1 + n_1 z_1 + j(m_2 + n_2 z_1)}{m_3 + n_3 z_1 + j(m_4 + n_4 z_1)}$$

или

$$Y = M + \frac{N}{1 + \frac{z_1}{z_{2k}} e^{i\psi}}, \quad (1)$$

где коэффициенты m_k, n_k — действительные, а M и N — комплексные числа.

Из (1) очевидно, что функция Y регулярна относительно переменного параметра z_1 . Следовательно, при изменении z_1 в ограниченных пределах ($z_1 =$

$=z_{10}+\Delta z_1$) зависимость проводимости Y от параметра z_1 может быть записана рядом Тейлора:

$$Y(z_1) = Y(z_{10}) + \frac{dY}{dz_1}(z_1 - z_{10}) + \frac{1}{2!} \frac{d^2Y}{dz_1^2}(z_1 - z_{10})^2 + \dots$$

$$z_1 = z_{10}; \quad z_1 = z_{10}.$$

Аналогичные рассуждения справедливы для двух и большего числа параметров. Если функция Y регулярна относительно каждого параметра и эти параметры меняются в ограниченном диапазоне каждый ($z_1 = z_{10} \pm \Delta z_1$; $z_2 = z_{20} \pm \Delta z_2$; $z_3 = z_{30} \pm \Delta z_3$), то функция Y может быть записана, например, для двух параметров [Л. 1]:

$$Y(z_1, z_2) = \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} C_{pq} (z_1 - z_{10})^p (z_2 - z_{20})^q, \quad (2)$$

где

$$C_{pq} = \frac{1}{p!q!} \frac{\partial^{p+q} Y(z_1, z_2)}{\partial z_1^p \partial z_2^q} \text{ при } z_1 = z_{10}, \quad z_2 = z_{20}.$$

При анализе электрических цепей со многими параметрами часто затруднительно и трудоемко получить выражение для производных исследуемых функций. В тех случаях, когда параметры задаются не своими детерминированными значениями, а своими пределами, то производные вообще нельзя определить и переход к приращениям является единственно правильным. Даже при отсутствии аналитической связи исследуемой функции от параметров возможно определение приращений.

Переходя в (2) от производных к приращениям и вводя нормированные параметры $z'_k = \frac{z_k - z_{k0}}{\Delta z_k}$, получаем:

$$Y = a_0 + a_1 z'_1 + a_2 z'_2 + \dots + a_k z'_k + a_{12} z'_1 z'_2 + \dots + a_{kl} z'_k z'_l + a_{11} z'^2_1 + \dots + a_{kk} z'^2_k. \quad (3)$$

Здесь Y — исследуемая функция от параметров z_1, z_2, \dots, z_k ; факторы z'_1, z'_2, \dots, z'_k — однозначно связаны с параметрами и могут меняться в пределах ± 1 каждый.

Уравнение (3), связывающее в явном виде исследуемую функцию с параметрами z_1, z_2, \dots, z_k , дает нам возможность ответить на многие вопросы анализа и синтеза сложных электрических цепей: как влияет каждый параметр на исследуемую функцию (уменьшает или увеличивает) и в какой степени; можно ли сформулировать допуски на параметры и т. д. Уравнение (3) позволяет также решать задачи выбора оптимальных значений параметров [Л. 2 и 3].

В различных отраслях техники [Л. 4 и 5] все шире внедряются методы, основанные на представлении исследуемых функций в виде полиномиального разложения уравнения (3).

Методика определения коэффициентов a_0, a_k, a_{kl}, \dots в (3) разработана в теории планирования эксперимента [Л. 6]. По этой методике необходимо проводить эксперимент (расчет) по строго определенной матрице планирования. Не останавливаясь на теоретических выкладках, основанных на методе наименьших квадратов, приведем для примера в табл. 1 полный факторный эксперимент (ПФЭ) для трех параметров. Используемая методика по-

Таблица 1

i	z'_1	z'_2	z'_3	Y_i
1	+1	+1	+1	Y_1
2	+1	-1	-1	Y_2
3	-1	+1	-1	Y_3
4	-1	-1	+1	Y_4
5	+1	+1	-1	Y_5
6	+1	-1	+1	Y_6
7	-1	+1	+1	Y_7
8	-1	-1	-1	Y_8

зволяет на основании восьми опытов (расчетов) определить среднее значение функции a_0 , усредненные оценки коэффициентов (вклады) при первых степенях $z'_k(a_1, a_2, a_3)$ и взаимосвязи $a_{kl}(a_{12}, a_{23}, a_{13})$.

Коэффициенты уравнения (3) рассчитываются по выражениям:
среднее значение

$$a_0 = \frac{\sum_{i=1}^N Y_i}{N}; \quad (4)$$

вклад k -го параметра

$$a_k = \frac{\sum_{i=1}^N Y_i z'_{ik}}{N}; \quad (5)$$

вклад взаимосвязи

$$a_{kl} = \frac{\sum_{i=1}^N Y_i z'_{ik} z'_{il}}{N}, \quad (6)$$

где i — номер строки в табл. 1; z'_{ik} — значение k -го параметра в i -й строке, принимающего значение ± 1 ; N — количество строк в табл. 1 ($N=8$).

Коэффициенты полиномиального уравнения. Дадим геометрическое толкование отдельных слагаемых полиномиального уравнения на конкретном примере. На рис. 1 приведена схема RLC цепи с номинальными значениями $x_L = 10 \text{ ом}$; $x_C = 20 \text{ ом}$; $r = 10 \text{ ом}$.

Рассмотрим влияние изменения параметров x_L и r ($x_C = 20 \pm 40 \text{ ом}$; $r = 10 \pm 2 \text{ ом}$) на величину входной проводимости $Y(x_C, r) = 9 - jb$.

В табл. 2 дана матрица планирования ПФЭ для определения коэффициентов a_0, a_1, a_2, a_{12} . В табл. 2 под $z'_1 = 1$ подразумевается $x_C = 24 \text{ ом}$, а под $z'_1 = -1$ значение $x_C = 16 \text{ ом}$. Аналогично фактор $z'_2 = \pm 1$ соответствует значениям сопротивления r , равным 12 и 8 ом. В 4-м и 5-м столбцах табл. 2 даны активные g и реактивные b составляющие входной проводимости.

Таблица 2

i	z'_1	z'_2	g_i	b_i
1	+1	+1	0,0815	0,0436
2	+1	-1	0,0657	0,0691
3	-1	+1	0,0998	0,055
4	-1	-1	0,0726	0,077

Подставляя в (4)–(6) значения активных g и реактивных b проводимостей, получаем:

$$\left. \begin{aligned} g &= 0,0799 - 0,0062z'_1 + 0,0106z'_2 - \\ &\quad - 0,0028z'_1z'_2, \text{ 1/ом;} \\ b &= 0,0608 - 0,0048z'_1 - 0,0119z'_2, \text{ 1/ом.} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

(Входную проводимость Y можно было бы представить модулем и аргументом $Y = ye^{-j\psi}$ и получить уравнение (7) для y и ψ).

На комплексной плоскости входной проводимости (рис. 2) отмечены характерные точки и геометрические места точек.

Точка m_0 соответствует проводимости Y_0 при средних значениях параметров $x_c = 20$, $r = 10$ ом:

$$Y_0 = g_0 - jb_0 = (0,08 - j0,06), \text{ 1/ом.}$$

Дуги m_1m_3 и m_2m_4 характеризуют изменение x_c в пределах от 16 до 24 ом соответственно при $r = 12$ и 8 ом. Дуги m_1m_2 и m_3m_4 характеризуют изменение r в пределах от 8 до 12 ом соответственно при $x_c = 24$ и 16 ом. Точки m_1 , m_2 , m_3 , m_4 соответствуют строкам 1, 2, 3, 4 табл. 2.

Из (4)–(6) видно, что a_0 — среднее значение исследуемой функции. Это значение может не совпадать с проводимостью Y_0 , соответствующей средним значениям параметров: $x_c = 20$, $r = 10$, $x_L = 10$ ом.

Величина a_1 характеризует влияние емкостного сопротивления при его изменении от 16 до 24 ом и может рассматриваться как среднее значение двух полухорд (одна хорда m_1m_3 соответствует значению $r = 12$ ом, а другая m_2m_4 — значению $r = 8$ ом):

$$a_1 = \frac{\frac{m_1m_3}{2} + \frac{m_2m_4}{2}}{2}.$$

Аналогично вклад активного сопротивления a_2 может рассматриваться так же, как среднее значение двух полухорд m_1m_2 и m_3m_4 :

$$a_2 = \frac{\frac{m_1m_2}{2} + \frac{m_3m_4}{2}}{2}.$$

Коэффициент взаимосвязи a_{12} может быть представлен как половина отрезка k_2k_1 , где k_1 — середина диагональной прямой m_3m_2 , а k_2 — середина диа-

гональной прямой m_1m_4 :

$$a_{12} = \frac{\frac{m_1 + m_4}{2} + \frac{m_3 + m_2}{2}}{2}.$$

Точка k_2 соответствует среднему значению проводимости для двух значений функции, когда параметры принимают самые большие ($z'_1 = 1$, $z'_2 = 1$) и самые меньшие ($z'_1 = -1$, $z'_2 = -1$) значения. Точка k_1 соответствует среднему значению входной проводимости, когда один из параметров принимает самое большое значение, а другой — самое малое ($z'_1 = 1$, $z'_2 = -1$ и $z'_1 = -1$, $z'_2 = +1$). Величина a_{12} характеризует несимметрию площадки $m_1m_3m_4m_2$.

Как очевидно, вклады a_h и a_{hl} зависят в первую очередь от величины шага изменения параметров. Как видно из рис. 2, имеем:

$$|a_0| > |a_h|; |a_0| > |a_{hl}|; |a_h| |a_l| > |a_{hl}|^2.$$

Во многих случаях, как показывают исследования, коэффициенты a_{hl} малы и могут быть опущены. Это имеет место, когда мала разность (по сравнению с a_0) между средним значением функции a_0 и значением функции при средних значениях параметров Y_0 . В этом же случае тем более могут быть опущены коэффициенты a_{hk} в (3).

При анализе электрических цепей всегда можно выбрать шаги изменения параметров таким образом, чтобы отрезки дуг на круговой диаграмме можно было бы заменить хордами. Однако следует иметь в виду, что влияние k -го параметра может быть учтено вкладом a_k только, если величина a_k превышает погрешность расчета. Для увеличения точности оценки влияния k -го параметра, казалось бы, надо увеличивать шаги изменения параметра, однако это увеличение вызывает удлинение дуги на круговой диаграмме, и может стать вопрос о переходе к планированию 2-го порядка, что приведет к значительным добавочным вычислениям. При анализе электрических цепей представляют интерес условия, позволяющие рассматривать только линейные члены полиномиального уравнения (3).

Условия достаточности линейного приближения. Утверждение достаточности описания исследуемой функции линейным приближением равносильно утверждению возможности замены дуг окружности на круговой диаграмме соответствующими хордами. В этом случае средняя точка на дуге может быть заменена средней точкой, лежащей на хорде.

На рис. 3 представлена круговая диаграмма изменения функции в зависимости от одного параметра. На прямой kN переменного параметра x отложены сопротивления x (отрезок kN_0), $x + \Delta x$ (отрезок kn_1) и $x - \Delta x$ (отрезок kn_2). Этим значениям параметра соответствуют на круговой диаграмме точки m_0 , m_1 и m_2 .

Введем следующие обозначения:

ψ — угол, характеризующий рабочую дугу круговой диаграммы при изменении x от 0 до ∞ ;

α — угол, характеризующий дугу круговой диаграммы при изменении x от x до $x + \Delta x$.

z_{2k} — модуль внутреннего сопротивления схемы, соответствующий отрезку 0_1k (предельной хорде круговой диаграммы).

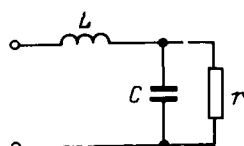


Рис. 1.

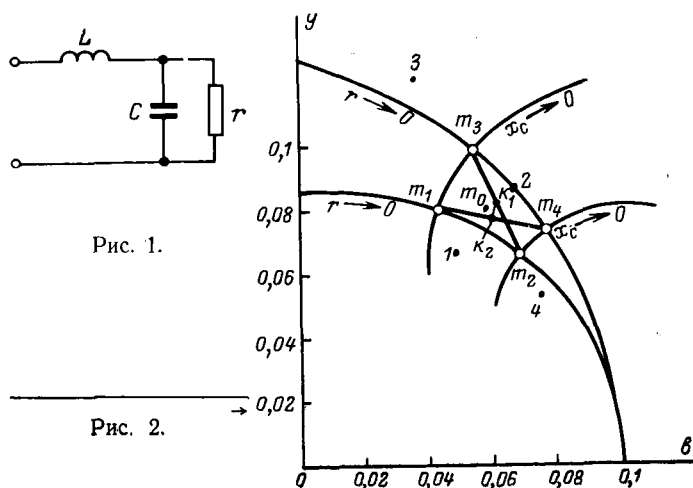


Рис. 2.

Возможность замены дуги $m_1 m_2$ хордой определяется разницей между отрезком Om_3 и радиусом окружности Om_0 . Эта разница в первую очередь определяется углом α .

Путем несложных алгебраических преобразований (рис. 3) можно найти соотношение между относительным изменением переменного параметра $\Delta x/x$, углом α и характеристиками круговой диаграммы:

$$\frac{\Delta x}{x} = \frac{z_{2k}^2 + x^2 + 2z_{2k}x \cos \psi}{z_{2k}x \sin \psi - x(x + z_{2k} \cos \psi) \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}} \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}. \quad (8)$$

Определив участок, в котором величина $m_1 m_2$ максимальна для заданных значений $\Delta x/x$, из (8) находим:

$$\frac{\Delta x}{x} = 2 \frac{\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}}{\operatorname{tg} \frac{\psi}{2}} + \frac{\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}}{\operatorname{tg} \frac{\psi}{2} - \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} (1 + \operatorname{tg}^2 \frac{\psi}{2})}. \quad (9)$$

По (9) можно определить допустимые пределы изменения параметра $\Delta x/x$, задавая допустимыми значениями α . Выражение (9) может рассматриваться как условие допустимой вариации для каждого параметра при линейной аппроксимации исследуемой функции нескольких параметров. Например, для двух параметров при этом условии фигура ($m_1 m_2 m_4 m_3$) на рис. 2 близка к параллелограмму и коэффициент a_{12} равен нулю, центр параллелограмма совпадает со средним значением функции.

Задавая 5%-ной точностью ($\cos \alpha = 0,95$), можно утверждать, что все электрические цепи, содержащие rC или rL -элементы ($\psi < \pi/2$), можно исследовать с помощью линейного приближения полиномиальных уравнений при изменении параметров в пределах до 40%.

При исследовании резонансных цепей с помощью уравнений линейного приближения допустимы меньшие пределы изменения параметров, например, для $\psi = 135^\circ$ и $\cos \alpha = 0,95$ значения $\Delta x/x$ могут лежать в пределах 15—20%.

Полиномиальная линейная аппроксимация исследуемой функции от нескольких переменных. Как уже отмечалось, при исследовании электрических цепей возможно использовать линейную аппроксимацию полиномиального уравнения. В этом случае для определения коэффициентов разложения a_k в отличие от метода полного факторного эксперимента [Л. 4] можно использовать дробный факторный эксперимент (ДФЭ). Количество расчетов при ДФЭ значительно сокращается по сравнению с ПФЭ при исследовании функции от трех и более переменных. Например, при трех переменных возможно

ограничиться четырьмя расчетами в отличие от восьми при ПФЭ.

Рассмотрим рекомендуемую методику для схемы рис. 1 с тремя изменяющимися параметрами: $x_C = 20 \pm 4$ ом (z'_1); $r = 10 \pm 2$ ом (z'_2) и $x_L = 10 \pm 2$ ом (z'_3). Каждый параметр менялся в пределах 20% и согласно предыдущим заключениям справедлива линейная аппроксимация исследуемой функции.

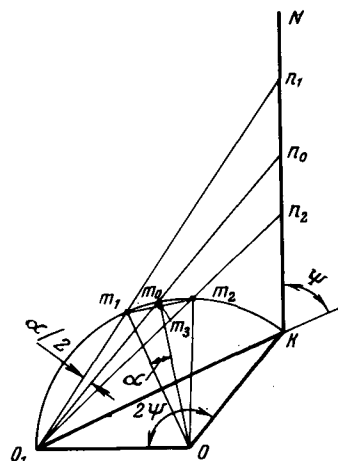


Рис. 3.

В табл. 3 приведена матрица планирования ДФЭ, позволяющая определить среднее значение входной проводимости a_0 и вклады a_k . В двух правых столбцах подсчитаны активные и реактивные значения проводимостей.

Подсчитав по (5) и (6) коэффициенты, находим:

$$\left. \begin{aligned} g &= 0,0817 - 0,0053z'_1 + 0,011z'_2 - 0,02z'_3, \text{ 1/ом;} \\ b &= 0,057 - 0,014z'_2 + 0,005z'_3, \text{ 1/ом.} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Анализ выражения (10) указывает на то, что среднее значение проводимости $Y = (0,0818 - j0,057)$ близко к значению проводимости $Y_0 = (0,08 - j0,06)$ 1/ом при средних значениях параметров, и поэтому линейная аппроксимация достаточна.

Из (10) также видно, что на активную проводимость больше всего влияет индуктивное сопротивление, а на реактивную проводимость — активное сопротивление. Изменение сопротивления емкости на 20% не сказывается на реактивную проводимость.

Даже на таком простом примере очевидно преимущество и удобство применения полиномиальной линейной аппроксимации исследуемой функции от изменяемых параметров. Это преимущество не только в простоте получения коэффициентов a_k , но и в том, что вклады являются усредненными оценками и характеризуют влияние данного параметра на искомую функцию в некоторой области изменения всех параметров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Смирнов В. И. Курс высшей математики. Ч. III, 1946
2. Круг Н. К. Метод математического планирования многофакторных расчетов при синтезе электрических цепей. М., «Наука», 1966.
3. Копылов И. П., Ильинский Н. Ф., Кузнецов Н. Л. О применении методов планирования эксперимента к задачам анализа и синтеза электрических машин. — «Электричество», 1970, № 2, с. 24—27.
4. Проблемы планирования эксперимента. Под ред. Г. К. Круг. М., «Наука», 1969.
5. Математическое описание и оптимизация многофакторных процессов. — «Труды Московского энергетического института. 1960, вып. XVII.
6. Налимов В. В., Чернова Н. А. Статистические методы планирования экстремальных экспериментов. М., «Наука», 1965.

Таблица 3

Номера расчета точек на рис. 2	z'_1	z'_2	z'_3	$g, \text{ 1/ом}$	$b, \text{ 1/ом}$
1	+1	+1	+1	0,0667	0,05
2	+1	—1	—1	0,0865	0,0672
3	—1	+1	—1	0,12	0,035
4	—1	—1	+1	0,054	0,0743



Об отрицательном импульсном разряде в промежутке «стержень—стержень на плоскости»

Кандидаты техн. наук Э. М. БАЗЕЛЯН, О. В. ВОЛКОВА,
доктор техн. наук, проф. В. И. ЛЕВИТОВ, канд. техн. наук И. Г. ПУЛАВСКАЯ
Москва

Отрицательный разряд в длинных воздушных промежутках изучен значительно меньше, чем положительный. Между тем знание его особенностей и характеристик необходимо для решения ряда прикладных задач и, в первую очередь, задач молниезащиты, поскольку большинство разрядов молнии развивается от отрицательного облака.

Исследовался промежуток «стержень—стержень на плоскости» длиной $S=6$ м (S —расстояние от верхнего электрода до плоскости). Высота заземленного электрода h составляла 0,15 м. Горизонтальное смещение оси заземленного электрода относительно оси высоковольтного электрода r было равно 2 м. Заземленный электрод заканчивался сферой диаметром 12,5 см. Размеры промежутка при экспериментах сохранялись неизменными, поскольку основная задача состояла в выяснении влияния крутизны фронта действующего напряжения. Опыты осуществлялись при длительности фронта 1,5; 20; 125 мксек. Длина импульса составляла 3500 мксек.

В экспериментах определялись разрядные характеристики промежутка, изучалась оптическая картина разряда, и особое внимание было уделено изучению условий развития встречного разряда, с которым, вероятно, связан выбор точки поражения.

Измерения напряженности электрического поля у вершины заземленного электрода выполнялись с помощью секционированного электрода [Л. 1]. Для оптических исследований развития разряда применялся эзограф с усилением света, оснащенный трубкой с сурьмяно-цезиевым катодом и стеклянными входными объективами серии «Юпитер». Высота ориентировки определялась для каждой формы импульса статистической обработкой не менее 200 фотографий канала искры по методике, изложенной в [Л. 2].

При определении разрядных характеристик промежутка находились вероятности пробоя P в зависимости от амплитуды действующего напряжения. Вероятностные зависимости строились не менее, чем по трем точкам. Количество опытов на точку колебалось от 50 до 150.

В таблице приведены 50%-ные разрядные напряжения и стандарты распределения для исследованного промежутка.

Форма действующего напряжения, мксек	50%-ное разрядное напряжение, кв	Стандарт распределения, %	Атмосферные условия		
			Давление, мм рт. ст.	Температура, °С	Влажность, г/м³
1,5/3500	3 270	5,2	742	26	11,0
20/3500	2 540	9,0	750	24	10,0
125/3500	2 640	4,2	745	23	11,5

Характерно, что импульсу с фронтом 20 мксек соответствует минимальное 50%-ное разрядное напряжение и наибольший стандарт распределения (9%) разрядных напряжений, а предразрядному времени приблизительно 20 мксек—наименьшие фактически зарегистрированные разрядные напряжения.

Процесс формирования искры можно разделить на две фазы: начальную, от момента возникновения зоны ионизации до пересечения ею межэлектродного расстояния, и сквозную, которая следует за начальной.

Внизнаправленный газоразрядный процесс начинает регистрироваться эзографом с появления ярко светящейся стримерной зоны (рис. 1 и 2), которая распространяется в на-

правлении заземленного электрода в виде отдельных ветвей, как это и наблюдалось ранее для более коротких промежутков [Л. 3 и 4]. Скорость продвижения стримерной зоны снижается по мере внедрения заряда в глубь промежутка и по мере увеличения фронта импульса напряжения. Ниже приведены усредненные значения скорости первого метра траектории $v_{ст.нач}$ и средние скорости для всей начальной фазы $v_{ст.ср}$ при различных значениях $t_{ф}$:

$t_{ф}$, мксек	$v_{ст.нач}$, см/сек	$v_{ст.ср}$, см/сек
1,5	108	$(4,5-2,0) \cdot 10^7$
20	$3 \cdot 10^7$	$1,5 \cdot 10^7$
125	$8 \cdot 10^6$	$6 \cdot 10^6$

Одновременно с развитием стримерной зоны происходит формирование канала лидера. У отрицательно непрерывного лидера, так же как у положительного, в начале развития яркое свечение характерно только для головки (рис. 1 и 2). Средняя скорость головки канала лидера в начальной фазе разряда практически не зависит от формы действующего импульса и составляет $(2-5) \cdot 10^6$ см/сек. Однако путь, пройденный каналом лидера в начальной фазе, существенно зависит от длины фронта импульса и составляет примерно 0,05; 0,12; 0,45 соответственно для импульсов с фронтом 1,5; 20; 125 мксек.

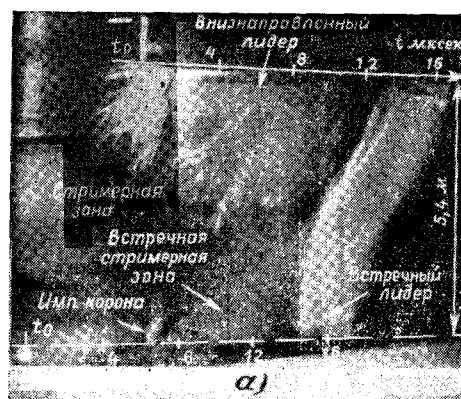


Рис. 1. Развитие разряда в промежутке «стержень—стержень на плоскости» при напряжении с длительностью фронта $t_{ф}=1,5$ мксек.

а—эзограмма разряда; б—осциллограмма напряжения на заземленном стержне до появления встречного разряда.

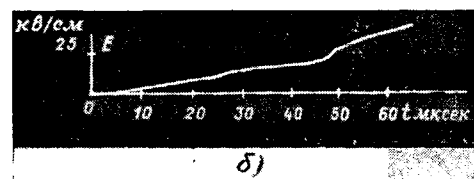
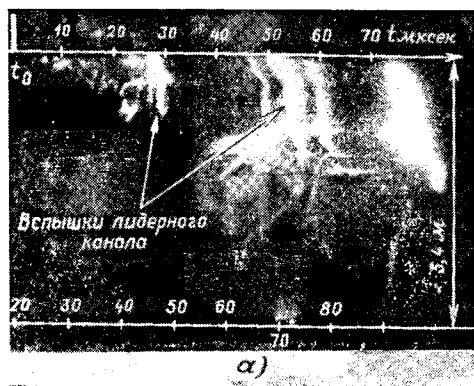


Рис. 2. Развитие разряда в промежутке «стержень — стержень на плоскости» при напряжении с длительностью фронта $\tau_{\phi} = 125$ мксек.

а — зопограмма разряда; б — осциллограмма напряженности на заземленном стержне до появления встречного разряда.

Рост напряженности электрического поля у вершины заземленного электрода происходит в значительной мере из-за удлинения канала и стримерной зоны внизнаправленного лидера. Это можно заключить из рис. 3, где построена средняя кривая изменения во времени напряженности E на заземленном электроде при воздействии импульса напряжения с длительностью фронта 1,5 мксек. Через 1,5 мксек, когда напряжение на промежутке поднялось до $0,95 U_{\max}$, напряженность у поверхности заземленного шара, по крайней мере, вдвое ниже своего максимального значения. Подтверждением сильной зависимости E от внизнаправленных разрядных процессов служат также синхронные регистрации развития разряда и напряженности при $\tau_{\phi} = 125$ мксек, где хорошо заметны ступени на осциллограмме напряженности в момент интенсивных всплесков лидерного канала (рис. 2,б).

На рис. 4 нанесены значения напряженности на заземленном шаре E , измеренные при различном положении границы стримерной зоны внизнаправленного лидера ($l_{c.з.}$). По полученному полю точек проведены усредненные кривые E ($l_{c.з.}$).

При всех исследованных длительностях фронта напряженность плавно, с нарастающей скоростью увеличивалась по мере продвижения стримерной зоны к заземленному электроду. Однако при импульсах напряжения с $\tau_{\phi} = 125$ мксек для достижения заданной напряженности граница стримерной зоны должна пересечь большую часть промежутка и ближе подойти к заземленному электроду чем при крутых импульсах. Это указывает на меньшую величину избыточного разряда, локализованного на концах ветвей стримерной зоны отрицательного лидера, развивающегося при пологом импульсе напряжения.

Для всех исследованных длительностей фронта встречный разряд начинается при практически одинаковой напряженности поля на вершине заземленного электрода (см. значения E_k ниже). Феноменологически развитие встречного разряда не отличается от развития положительной длинной искры в начальной фазе ее формирования. Вслед за элементом импульсной короны начинается развитие встречного положительного лидера, канал и стримерная зона которого хорошо различимы на зопограммах (рис. 1 и 2).

Для различных длительностей фронта ниже приведены средние значения начальной напряженности E_k , избыточного заряда положительной короны q_k , скоростей движения канала встречного лидера $v_{л+}$ и его стримерной зоны $v_{c.з.}$, времени развития встречного разряда до соприкосновения стримерных

зон лидеров t_b и избыточного объемного заряда, внедренного в промежуток встречным разрядом за это время q_+ .

τ_{ϕ} , мксек	E_k , кВ/см	q_k , мкК	$v_{л+}$, см/сек	$v_{c.з.}$, см/сек	t_b , мксек	q_+ , мкК
1,5	33,5	2,0	$5 \cdot 10^6$	$4,3 \cdot 10^7$	6,0	9,5
20	31,5	2,0	$4 \cdot 10^6$	$4,0 \cdot 10^7$	4,8	8,5
125	35,5	2,0	$7 \cdot 10^6$	$4,4 \cdot 10^7$	2,8	8,5

Важно отметить, что в отличие от внизнаправленного процесса параметры встречного разряда практически не зависят от длительности фронта импульса напряжения. Наблюдается только сокращение времени t_b при пологих импульсах, которое связано с более близким положением границы стримерной зоны внизнаправленного лидера к заземленному электроду в момент возникновения встречного разряда.

Независимость параметров встречного разряда от длительности фронта импульса напряжения, вероятно, характерна только для промежутков с малой высотой заземленного электрода, когда изменение напряженности у поверхности электрода определяется объемным зарядом внизнаправленного лидера, который практически не успевает измениться за малое время формирования встречного разряда.

Сквозная фаза разряда начинается встречей стримерных зон внизнаправленного и встречного лидеров. Положение точки встречи зависит от длительности фронта импульса напряжения. Значения расстояния от высоковольтного электрода до точки встречи l_b при различных τ_{ϕ} показаны ниже (там же приведена длина каналов внизнаправленного $l_{л-}$ и встречного $l_{л+}$ лидеров, измеренная в момент перехода от начальной к сквозной фазе):

τ_{ϕ} , мксек	$l_{c.}$, м	$l_{л-}$, м	$l_{л+}$, м
1,5	2,90	0,35	0,25
20	3,50	0,70	0,20
125	4,15	2,35	0,25

В момент встречи, как это уже отмечалось в [Л. 3], в промежутке возникает тонкая ярко светящаяся нить, которая с большой скоростью ($v > 10^8$ см/сек) удлиняется от точки встречи к высоковольтному и заземленному электродам (рис. 1). Интенсивность свечения в промежутке резко возрастает, и оно охватывает все межэлектродное пространство.

Для сквозной фазы независимо от длительности фронта импульса характерно непрерывное развитие каналов внизна-

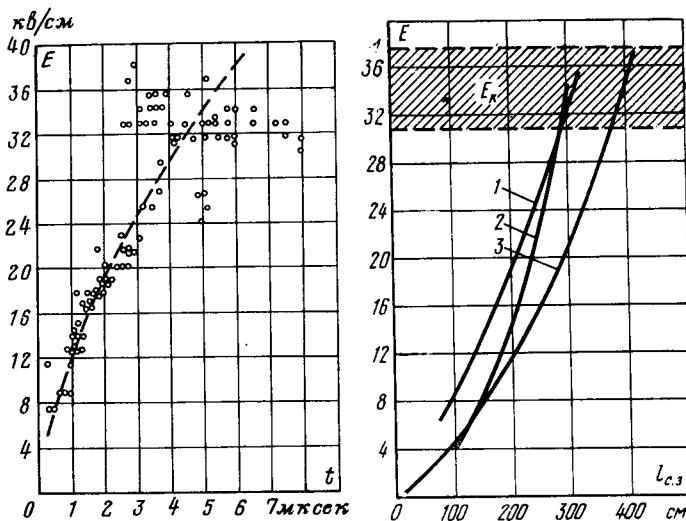


Рис. 3. Изменение напряженности на вершине заземленного электрода во время развития разряда при напряжении с $\tau_{\phi} = 1,5$ мксек.

Рис. 4. Зависимость напряженности на вершине заземленного электрода от положения границы стримерной зоны внизнаправленного лидера.

1 — $\tau_{\phi} = 1,5$ мксек; 2 — $\tau_{\phi} = 20$ мксек; 3 — $\tau_{\phi} = 125$ мксек.

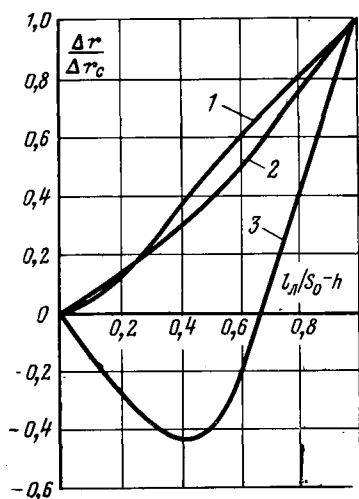


Рис. 5. К определению высоты ориентировки отрицательной искры.

снижение вероятности поражения от $\Phi_c = 0,95$ до $0,58$ при 100% вероятности пробоя. Для положительной искры подобное изменение Φ_c связывают с уменьшением высоты ориентировки при пологих импульсах напряжения [Л. 2]. Исследования отрицательного разряда дают дополнительный материал для оценок такой взаимосвязи и пригодности понятия высоты ориентировки для характеристики процесса ориентации искрового канала.

Высота ориентировки отрицательной искры определялась на основе статистической обработки траекторий разряда [Л. 2]. Эта методика сводится к нахождению точки отклонения усредненной по многим разрядам траектории искры от вертикальной оси промежутка. В такой идеализированной форме методика применима только в случае полной симметрии исходного промежутка «стержень — плоскость». В условиях высоковольтного зала ВЭИ симметрия поля промежутка «стержень — плоскость» была нарушена вследствие влияния стен зала и заземленного оборудования.

Во время испытаний заземленный электрод был расположен таким образом, что отклонения траекторий за счет начальной несимметрии поля и из-за заземленного электрода были направлены в противоположные стороны.

В этом случае начало ориентировки устанавливалось по уменьшению модуля производной $d\left(\frac{\Delta r}{\Delta r_c}\right) / d(l_{л.к}/S - h)$ и последующему изменению ее знака (Δr — отклонение траектории от вертикальной оси; Δr_c — среднее отклонение траектории на уровне вершины заземленного электрода). Кривые $\Delta r/\Delta r_c = f(l_{л.к}/S - h)$ показаны на рис. 5. При напряжениях с длительностью фронта $1,5$ и 20 мксек эти кривые (соответственно 1 и 2 на рис. 5) мало отличаются друг от друга и близки к прямой, исходящей из начала координат под углом в 45° . Такой результат означает, что процесс ориентировки искры начинается в ранней фазе разряда, при малой длине канала внизнаправленного лидера. Можно полагать, что величина критической длины лидера $l_{л.кр.}$, с которой начинается ориентировка, будет не больше $0,15 S$, а высота ориентировки $H_0 = S - l_{л.кр.}$ не меньше $(0,85 - 0,9) S$.

Переход к пологому импульсу напряжения резко меняет характер кривой $\Delta r/\Delta r_c = f(l_{л.к}/S - h)$ (кривая 3 на рис. 5). Критическая длина лидера может быть здесь оценена как $l_{л.кр.} = (0,3 - 0,4) S$, а соответствующая высота ориентировки — $H_0 = (0,6 - 0,7) S$.

правленного и встречного лидеров, причем по сравнению с начальной фазой скорость их развития резко возрастает и в среднем не ниже $(5 - 10) 10^7$ см/сек.

Полученные материалы позволяют заключить, что в исследованном промежутке изменение длительности фронта импульса сказывается в основном на параметрах внизнаправленного газоразрядного процесса в начальной фазе искры и практически не влияет ни на встречный разряд, ни на формирование лидерных каналов в сквозной фазе.

Вероятность поражения заземленного стержня отрицательной искрой, так же как и положительной, зависит от длительности фронта импульса напряжения. Увеличение τ_f от $1,5$ до 125 мксек влечет за собой

Таким образом, высота ориентировки отрицательной искры, так же как и положительной, снижается с увеличением длительности фронта импульса напряжения.

Исследования положительной искры показали, что начало процесса ориентировки совпадает с переходом к сквозной фазе разряда, в которой начинается формирование встречного лидера [Л. 2]. Можно полагать, что подобная картина имеет место и для отрицательной искры, что видно из приведенных ниже данных, где помимо критической длины лидера приведены длины внизнаправленного лидера $l_{л.к.}$, измеренные в момент возникновения встречного разряда и в момент установления сквозной фазы $l_{л.н.}$:

τ_f , мксек	$l_{л.к.}/S$	$l_{л.н.}/S$	$l_{л.к.}/S$
1,5	0,1—0,15	0,06	0,035
20	0,1—0,15	0,12	0,08
125	0,3—0,4	0,39	0,38

За исключением $\tau_f = 1,5$ мксек, где измеряемые величины лежат на грани разрешения эзографа, обе длины $l_{л.н.}$ и $l_{л.к.}$ близки к $l_{л.кр.}$ для исследуемого промежутка. Это не позволяет отнести начало ориентировки к одной из упомянутых стадий разряда, однако можно утверждать, что процесс ориентировки отрицательной искры проходит во время развития встречного лидера.

Приведенные результаты дают некоторые основания для предположения о единой качественной стороне процесса ориентировки положительной и отрицательной искры.

Во-первых, нельзя указать принципиальных различий в формировании канала внизнаправленного лидера. Непрерывное движение лидера при крутом фронте, наличие всплеск канала для пологих импульсов, резкое увеличение скорости непрерывного лидера в сквозной фазе, — все это в одинаковой мере характерно как для положительного, так и отрицательного разряда. Во-вторых, ориентировка положительной и отрицательной искры инициируется одним и тем же разрядным явлением: начало ориентировки близко к моменту установления сквозной фазы или к моменту возникновения встречного лидера. Высота ориентировки искры в исследованных промежутках при любой полярности снижается с увеличением длительности фронта импульса от $1,5$ до 125 мксек.

Тот же характер зависимости относится и к вероятности поражения искрой возвышающегося электрода. Наконец, при пологих импульсах напряжения, даже в относительно небольших по сравнению с молнией промежутках, можно говорить о сближении абсолютных значений параметров, характеризующих процесс ориентировки положительной и отрицательной искры. Например, при пологих импульсах напряжения для положительной искры при $S = 6$ м высота ориентировки $H_0 = 0,6 S$. Эта величина равна верхнему пределу оценок значений H_0 для отрицательного разряда в данной работе.

На основании изложенного можно полагать, что различие процессов ориентировки положительной и отрицательной искры не является принципиальным и носит скорее количественный характер. Причину этих различий, по-видимому, нужно связывать с различными условиями формирования встречного разряда от вершины заземленных сооружений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Базелян Э. М. Измерение объемного заряда в начальных стадиях положительной длинной искры. — ЖТФ, 1964, т. XXXIV, вып. 3, с. 474—483.
2. Базелян Э. М., Садыкова Е. А. Ориентировка длинной искры. — «Электричество», 1970, № 10, с. 63—67.
3. Стекольников И. С., Шкилев А. В. Новые материалы о развитии отрицательной искры и ее сопоставление с молнией. — «Доклады АН СССР», т. 145, 1962, № 4, с. 782—785.
4. Стекольников И. С., Шкилев А. В. Исследование механизма отрицательной искры. — «Доклады АН СССР», т. 151, 1963, № 5, с. 1085—1088.

[20.10.1972]



Электрическая прочность маслобарьерной изоляции при воздействии коммутационных импульсов различной формы

Канд. техн. наук В. М. ЧОРНОГОТСКИЙ, инж. А. Ф. МАКСИМЦОВ

Всесоюзный институт трансформаторостроения

В статье приведены результаты исследования модели, воспроизводящей конструкцию маслобарьерной изоляции обмотки трансформатора с вводом в середину. Исследования проведены при воздействии медленно затухающего колебательного импульса частотой 230 гц, аperiodических импульсов отрицательной полярности длительностью 2 и 11 мсек, аperiodического импульса длительностью 2 мсек, наложенного на переменное напряжение частотой 225 гц, и одноименного напряжения промышленной частоты. Такой набор импульсов позволяет оценить влияние формы импульса (затухающий колебательный и аperiodический), длительности импульса (2 и 11 мсек) и предварительно приложенного переменного напряжения (аperiodический импульс 2 мсек, наложенный и не наложенный на переменное напряжение). Результаты испытаний при воздействии напряжения 50 гц в течение одной минуты позволяют оценить также коэффициенты импульса.

Испытуемая модель состояла из наружной обмотки 1 и внутреннего изолированного электрода 2 (рис. 1). Испытуемая часть модели — масляный канал размером 8 мм между цилиндром из электрокартона 3 и обмоткой. Канал образован рейкой 4, прошивающей прокладку 5 между катушками. Канал между катушками обмотки в средней части равен 8 мм. Электрическая прочность у края обмотки повышена за счет увеличения расстояния от обмотки до внутреннего электрода, дополнительного изолирования ряда катушек, уменьшения каналов между катушками и применения емкостного кольца. Модели изготавливались из деталей, применяемых в трансформаторном производстве, проходили термовакуумную обработку и заливку маслом под вакуумом с соблюдением норм заводской технологии. Влагосодержание твердой изоляции моделей в процессе испытаний составляло 0,4—1,1%. Испытания проводились в масле электрической прочностью 70—80 кВ в стандартном маслоробойнике с полусферическими электродами. Влагосодержание масла не превышало 20 г/т. Во время всех опытов масло заливалось в испытательный бак из одной и той же емкости объемом около 100 т, что обеспечивало неизменность качества масла.

Схемы испытательных установок, генерирующих коммутационные импульсы амплитудой до 600 кВ, приведены на рис. 2. Принцип работы установок (рис. 2, а, в и г) основан на заряде конденсатора от зарядного устройства ЗУ. В заданный момент синхронизирующее устройство СУ подает короткий импульс на сетку мощного управляемого вентиля В. При переходе тока разряда конденсатора C_1 через нуль вентиль В отключает конденсатор C_1 от остальной части схемы. В зависимости от параметров остальной части схемы (см. табл. 1) образуется затухающий колебательный импульс (рис. 2, а) или аperiodический импульс 2 мсек (рис. 2, в). В схеме рис. 2, г аperiodический импульс образуется на реакторе L_1 . Поскольку L_1 включен последовательно с генератором Г переменного

напряжения 225 гц, на испытуемый образец О воздействует сумма переменного и импульсного напряжений. Синхронизирующее устройство СУ обеспечивает заданный по отношению к переменному напряжению момент начала коммутационного импульса. Промежуточный трансформатор ПТ с регулируемым коэффициентом трансформации и специальный испытательный трансформатор ИТ предназначены для повышения напряжения до заданного уровня. Принцип работы схемы рис. 2, б основан на подключении испытательного трансформатора ИТ к возбужденному генератору 50 гц в течение примерно одного полупериода. Подключение осуществляется мощным вентилем В, запускаемым коротким импульсом, синхронизированным с определенной фазой напряжения генератора. Подробное описание установок рис. 2, а и б приведено в [Л. 1].

Таблица 1

Импульс	Рис.- сунк	C_1 , мкф	C_2 , мкф	L_1 , мгн	L_2 , мгн	R , ом	C_d , пф	C_n , мкф	r , ом
Колебательный, 230 гц	2, а	400	56	1,0	13,5	—	600	1,0	100
Аperiodический, 11 мсек	2, б	—	—	—	—	3	2 600	1,0	100
Аperiodический, 2 мсек	2, в	800	—	—	—	4	600	1,0	100
Аperiodический, 2 мсек, наложенный на переменное напряжение	2, г	800	—	3,2	—	4	600	1,0	100

Таблица 2

Импульс	t , мсек	t_n , мсек	$t_{0,9}$, мсек	K	Примечание
Колебательный, 230 гц	1,7	0,7	0,3	0,87	Отношение третьего и четвертого пика к амплитуде 0,79 и 0,62
Аperiodический, 11 мсек	11	3,5	3,0	0,56	—
Аperiodический, 2 мсек	2	0,5	0,3	0,53	—
Аperiodический, 2 мсек, наложенный на переменное напряжение	2	0,4	0,25	0,45—0,60	Частота переменного напряжения 225 гц

В табл. 2 приведены параметры импульсов: t — длительность импульса (время от начала импульса до первого перепада напряжения через нуль); t_n — время увеличения напряжения до амплитуды; $t_{0,9}$ — время превышения напряжением 90% амплитуды; K — отношение первого обратного пика к амплитуде импульса. Осциллограммы импульсов приведены на рис. 3.

Для измерения напряжения и интенсивности частичных разрядов применялась схема, состоящая из конденсатора высокого напряжения C_v , безындуктивного резистора r и конденсатора низкого напряжения C_n .

К точке 1 через фильтр верхних частот (с частотой среза около 50 кгц) подключался осциллограф, предназначенный для измерения интенсивности частичных разрядов. К точке 2 подключался осциллограф, предназначенный для измерения амплитуды и формы коммутационного импульса. Интенсивность частичных разрядов, амплитуда и форма коммутационного импульса измерялись с помощью осциллографов с запоминающей электронно-лучевой трубкой типа С1-29. При измерении интенсивности частичных разрядов выполнялись требования, предъявляемые к широкополосной схеме измерения при переменном напряжении. Схема измерения частичных разрядов градуировалась в соответствии с [Л. 2]. Минимальная устойчиво регистрируемая интенсивность частичных разрядов составляла 10^{-9} К. Амплитуда коммутационного импульса устанавливалась по результатам градуировки испытательной схемы шаровым разрядником диаметром 500 мм при подключенном испытуемом объекте. Погрешность измерения амплитуды напряжения оценивается в $\pm 3\%$. Напряжение понималось ступенями, отличающимися на 2—3%, начиная с 80% минимального повреждающего напряжения. Основные испытания выполнены с приложением трех импульсов на каждой

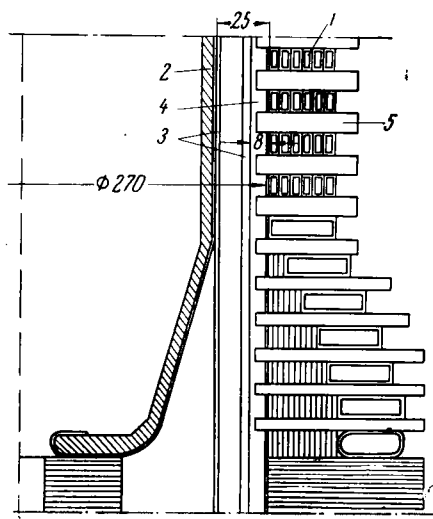


Рис. 1. Модель маслобарьерной изоляции.

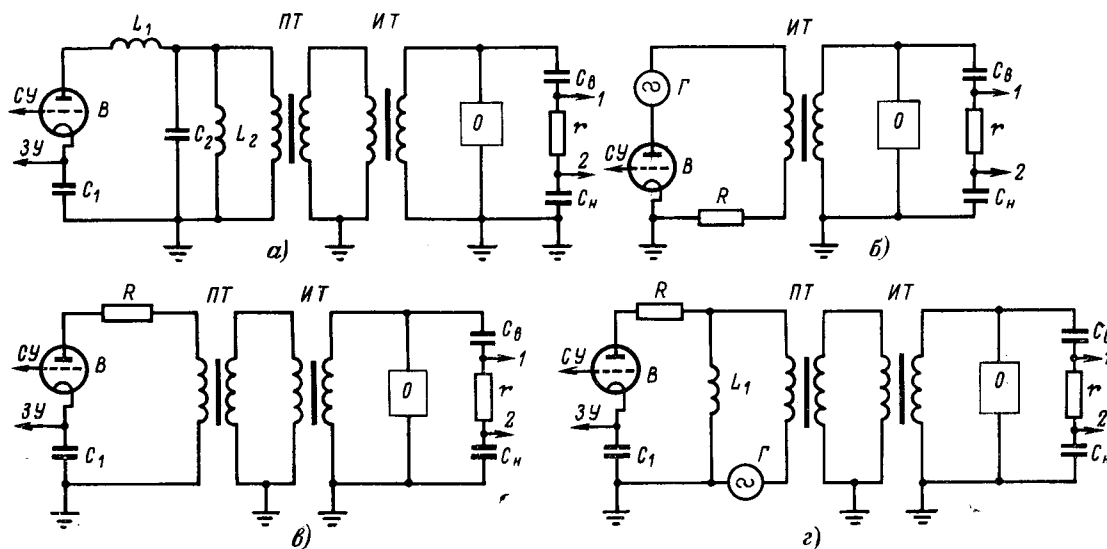


Рис. 2. Схемы испытательных установок.

ступени напряжения. Напряжение пробоя масляного канала определялось визуально (испытания проводились в прозрачном баке, и масляный канал у обмотки просматривался), а также по результатам измерения интенсивности частичных разрядов.

Напряженность в масляном канале у обмотки

$$E = k_1 k_2 \frac{U}{S},$$

где U — напряжение пробоя канала у обмотки; S — расстояние между электродами; k_1 — коэффициент, учитывающий цилиндричность электрического поля модели; k_2 — коэффициент, учитывающий наличие между электродами твердой изоляции;

$$k_1 = \frac{R_1/R}{1 - \frac{S}{2R_1}}, \quad k_2 = \frac{1}{1 - \frac{a_T}{S} \left(1 - \frac{\epsilon_m}{\epsilon_T}\right)}.$$

Здесь R — радиус внутреннего электрода; R_1 — радиус расчетной точки, расположенной в середине исследуемого масляного канала; a_T — суммарная толщина твердой изоляции; ϵ_T — диэлектрическая проницаемость твердой изоляции; ϵ_m — диэлектрическая проницаемость масла.

В табл. 3 приведены напряженности и интенсивности частичных разрядов при пробое масляного канала у обмотки при воздействии одноименного напряжения 50 гц и коммутационных импульсов различной формы. При каждом воздействии испытано от 10 до 13 моделей, поэтому оказалось возможным оценить среднеквадратичные отклонения напряженностей пробоя масляного канала. В табл. 3 приведена также характеристика повреждений, обнаруженных при разборке моделей после единичного пробоя масляного канала. При рассмотрении характеристик повреждений необходимо учитывать, что белые следы обычно исчезают в течение нескольких десятков минут.

Полученное в работе среднее значение напряженности пробоя масляного канала 8 мм при воздействии одноименного напряжения 50 гц составляло 92 кВ/см, что согласуется с данными [Л. 3]. Интенсивности частичных разрядов, измеренные при пробое масляного канала, составили от 10^{-7} до $4 \cdot 10^{-7}$ к.

Напряженности пробоя масляного канала у обмотки при воздействии аperiodических импульсов 2 и 11 мсек принадлежат к одной выборке, т. е. напряженность пробоя масляного канала у обмотки не зависит от длительности аperiodического импульса в пределах 2—11 мсек или от времени превышения 90% амплитуды в пределах 0,3—3 мсек.

Средняя напряженность пробоя масляного канала у обмотки при воздействии затухающего колебательного импульса на 6—8% ниже средней напряженности пробоя при воздействии аperiodических импульсов. Часть пробоев происходит на второй и даже на третьей полуволнах затухающего колебательного импульса (рис. 4).

Предварительно приложенное к модели переменное напряжение практически не повлияло на среднюю напряженность пробоя при воздействии аperiodического импульса (190 и 185 кВ/см), несмотря на большую амплитуду переменной составляющей. (Амплитуда переменной составляющей равнялась примерно 70% среднего одноименного пробивного напряжения; отношение суммарной амплитуды к неизменной амплитуде переменной составляющей в зависимости от напряженности при пробое колебалось в пределах от 1,55 до 2,2). В 8 случаях из 13 пробой масляного канала у обмотки при воздействии коммутационного импульса был «подхвачен» последующим переменным напряжением. В остальных случаях после пробоя масляного канала при выдержке переменного напряжения в течение 5 мин интенсивность частичных разрядов не изменялась по сравнению с их интенсивностью до воздействия коммутационного импульса.

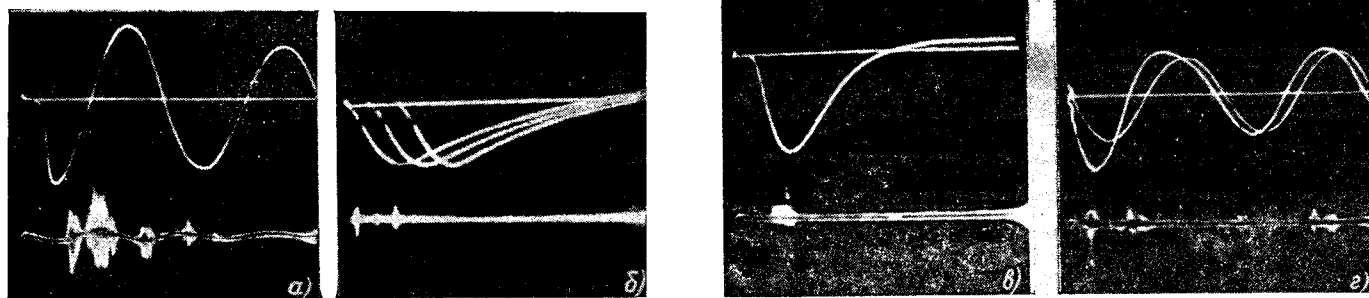


Рис. 3. Осциллограммы коммутационных импульсов и частичных разрядов.

Масштаб для напряжения (верх) — 140 кВ/см; для частичных разрядов (низ) — $7 \cdot 10^{-7}$ к/см; масштаб времени: а, г — 1 мсек/см; б — 0,5 мсек/см; в — 2 мсек/см.

На рис. 3,г осциллограммы импульсного и переменного напряжения совмещены.

Таблица 3

Импульс	Число испытанных моделей	Напряженность при пробое масляного канала у обмотки, кВ/см			Средне-квадратичное отклонение, %	Интенсивность частичных разрядов при пробое масляного канала у обмотки, 10^{-6} к			Число моделей, в которых при разборке			
		минимальная	средняя	максимальная		минимальная	средняя	максимальная	следы не обнаружены	найжены следы белого цвета	найжены следы черного цвета	обнаружены сквозной пробой модели
Одноминутное напряжение промышленной частоты	13	72	92	115	12,5	0,18	0,25	0,37	2	1	9	1
Затухающий колебательный, 230 Гц	12	155	175	196	7	0,25	1,6	2,1	—	9	3	—
Апериодический, 11 мсек	11	164	187	237	10	1,0	1,6	2,2	3	3	2	3
Апериодический, 2 мсек	10	168	190	240	10	0,3	1,1	2,8	2	—	4	4
Апериодический, 2 мсек, наложенный на переменное напряжение	13	150	185	214	10	0,2	1,0	1,6	1	4	2	6
Апериодический, 11 мсек (испытание по стодарной методике)	12	145	170	198	9	0,9	1,2	1,5	7	3	2	—

Интенсивность частичных разрядов при пробое масляного канала у обмотки под действием коммутационных импульсов составила от $2 \cdot 10^{-7}$ до $2,8 \cdot 10^{-6}$ к. Разброс измеренных интенсивностей частичных разрядов при пробое масляного канала под действием коммутационных импульсов больше, чем при одноминутном напряжении. Средняя их интенсивность при пробое масляного канала под действием коммутационного импульса в 4—8 раз превышает среднюю интенсивность при пробое масляного канала под действием одноминутного напряжения 50 Гц.

Единичный пробой масляного канала в большинстве случаев сопровождается возникновением белых и черных следов на прилегающем к обмотке цилиндру. Сопоставление напряженностей пробоя и соответствующих интенсивностей частичных разрядов позволяет предположить, что образование черных следов происходит при больших напряженностях, но при тех же интенсивностях частичных разрядов, как и образование белых следов. В некоторых опытах интенсивность частичных разрядов измерялась двумя осциллографами — одним, настроенным на наибольшую чувствительность, и другим, настроенным таким образом, чтобы измерить интенсивность при пробое масляного канала. Эти опыты показали, что интенсивность частичных разрядов до пробоя масляного канала не превышает уровня внешних помех 10^{-9} к. Одна серия опытов проведена при приложении ста апериодических импульсов длительностью

11 мсек (вместо трех) на каждой ступени напряжения. Снижение средней напряженности пробоя масляного канала у обмотки при испытании по стодарной методике по отношению к средней напряженности пробоя масляного канала при испытании по трехударной методике составляет примерно 9%. Это снижение связано с повышением вероятности пробоя масляного канала при увеличении числа импульсов на одной ступени напряжения от 3 до 100.

Коэффициенты импульса (отношение средней напряженности пробоя масляного канала у обмотки при коммутационном импульсе к средней напряженности пробоя масляного канала при одноминутном напряжении) равны: для апериодических импульсов 1,45; для медленно затухающего колебательного импульса 1,35. Коэффициент импульса при испытании по стодарной методике составляет 1,3. Эти величины близки к значениям, приведенным в [Л. 3—5].

Полученные в работе опытные данные могут быть использованы при выборе формы стандартного коммутационного импульса, при координации изоляции силовых трансформаторов с учетом воздействия коммутационных перенапряжений, а также при проектировании изоляции силовых трансформаторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Черноготский В. М. Методика испытания изоляции силовых трансформаторов воздействиями, имитирующими внутреннее перенапряжение. М., Информстандартэлектро. 1969, с. 53.
2. Рекомендации по измерениям частичных разрядов в силовых трансформаторах. — «Электротехника», 1967, № 9, с. 60—61.
3. Вопросы координации электрической прочности главной изоляции силовых трансформаторов высших классов напряжения. Доклад 12-06 на сессии СИГРЭ 1970 г. Трансформаторы. М., «Энергия», 1972, с. 64—72. Авт.: А. К. Лоханин, Т. И. Морозова, И. Д. Воеводин и др.
4. Морозова Т. И. Электрические характеристики изоляции мощных высоковольтных трансформаторов при воздействии типа коммутационных перенапряжений. — «Электричество», 1968, № 11, с. 58—61.
5. Электрические характеристики маслосольерной изоляции силовых трансформаторов. — «Электричество», 1968, № 7, с. 22—25. Авт.: Д. А. Каплан, Г. С. Кучинский, З. М. Белецкий и др.

[19.2.1973]

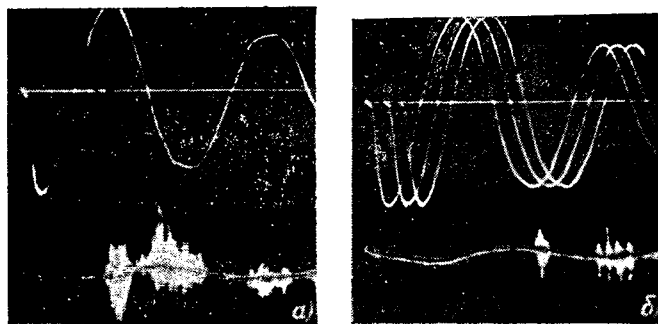


Рис. 4. Пробой масляного канала на второй (а) и на третьей (б) полуволнах затухающего колебательного импульса.

Масштабы: 1 мсек/см, 140 кВ/см, $7 \cdot 10^{-7}$ к/см.



Экранирующее влияние брони и оболочки силового кабеля

Инж. Б. Ф. ГОЛОСНОВ, канд. техн. наук В. В. ПЛАТОНОВ

Новочеркасский политехнический институт

Введение. Напряженность магнитного поля, измеряемая над кабелем при определении в нем места междупазного замыкания индукционным методом, может быть представлена в виде:

$$H = \frac{I_a a}{2\pi r^2} K_{\text{ср}} K_{\text{э}},$$

где I_a — ток, подаваемый в кабель от генератора звуковой частоты; a — расстояние между геометрическими центрами жил кабеля (в зависимости от сечения жил и номинального напряжения силовых кабелей типа АСБ это расстояние равно 8,5—19 мм); r — кратчайшее расстояние между осью кабеля и центром антенны; $K_{\text{ср}}$ — коэффициент, учитывающий ослабление поля вследствие скрутки жил кабеля и определяемый по [Л. 1]; $K_{\text{э}}$ — коэффициент, учитывающий ослабление поля металлическими оболочками силового кабеля.

Ниже дается оценка экранирующего действия оболочек силового кабеля.

Коэффициент экранирования определяют как отношение напряженности H_0 магнитного поля в некоторой области при наличии экранов к напряженности H магнитного поля в той же области при отсутствии экранов и неизменном токе в кабеле $K_{\text{э}} = H_0/H$. Коэффициент $K_{\text{э}}$ является комплексной величиной (при расчете наводимого в антенне э. д. с. используется его модуль).

При определении коэффициента экранирования необходимо учитывать не только затухание электромагнитной волны в металлических оболочках кабеля, но и взаимное электромагнитное влияние этих оболочек, смещение жил относительно оси кабеля, влияние скрутки жил кабеля, влияние коэффициента близости на распределение тока по сечению жил, соотношение между толщиной и радиусом экранирующих оболочек и т. д.

Для решения поставленной задачи воспользуемся исследованиями по экранированию в области высокочастотной техники и в технике связи [Л. 2 и 3].

Смещение жил относительно оси кабеля (наличие эксцентриситета e) сказывается только в непосредственной близости от кабеля. Экранирующий эффект при эксцентриситете в соответствии с [Л. 2] может быть учтен по выражениям:

$$K_{\text{э}} = K_{\text{ц}} \mathcal{E};$$

$$\mathcal{E} = \frac{\sqrt{1 + 10(e/r)^2 + (e/r)^4}}{1 - (e/r)^2},$$

где $K_{\text{ц}}$ — коэффициент экранирования при симметричном расположении жил; r — кратчайшее расстояние от оси кабеля до центра антенны.

Для силовых кабелей смещение жил относительно центра кабеля составляет 2,5—5,5 мм, поэтому при расстояниях от оси кабеля до антенны, превышающих 0,2 м, влиянием эксцентриситета на экранирование можно пренебречь с погрешностью не более 1%.

При скрутке жил кабеля экранирующее действие оболочек несколько уменьшается. Последнее вызвано тем, что пути вихревых токов в оболочке повторяют конфигурацию возмущения, т. е. следуют в теле экрана с тем же шагом скрутки. Это удлиняет пути вихревых токов, что эквивалентно увеличению удельного сопротивления материала экрана. Для «скрученной» цепи характерно появление аксиальной составляющей напряженности магнитного поля H_z и поперечных составляющих напряженности электрического поля (E_{φ}, E_r).

При этом поток электромагнитной энергии сквозь оболочку кабеля будет определяться двумя составляющими вектора Умова — Пойнтинга: аксиальной $P_{\text{а.а}} = E_z \times H_{\varphi,r}$ и тангенциальной $P_{\text{т.т}} = E_{\varphi,r} \times H_z$.

Соответственно ослабление потока энергии металлическим цилиндром, охватывающим «скрученную» симметричную цепь, может быть выражено через коэффициенты экранирования аксиального и тангенциального потоков [Л. 3]:

$$K_{\text{э.ак}} = \frac{K_{\text{э.а}}}{1 + \left(\frac{2\pi r_{\text{э}}}{\lambda}\right)^2} + \frac{K_{\text{э.т}}}{1 + \left(\frac{\lambda}{2\pi r_{\text{э}}}\right)^2},$$

где $K_{\text{э.а}}$ — коэффициент экранирования поля, создаваемого аксиальными составляющими тока жил; $K_{\text{э.т}}$ — коэффициент экранирования поля, создаваемого тангенциальными составляющими тока жил; λ — шаг скрутки жил кабеля; $r_{\text{э}}$ — внутренний радиус металлической оболочки кабеля.

Для силовых кабелей шаг скрутки жил $\lambda = (120-170)r_{\text{э}}$, поэтому с погрешностью не более 0,2% можно принять, что экранирующий эффект оболочки кабеля определяется степенью экранирования аксиального поля.

Выполненные в соответствии с [Л. 3] расчеты коэффициентов экранирования аксиального поля «скрученной» цепи ($K_{\text{э.а}}$) и поля пары параллельных токов ($K_{\text{э}}$), показали совпадение этих коэффициентов с точностью 2—3%.

Влияние эффекта близости существенно проявляется у проводников большого сечения, если расстояние между проводниками меньше их диаметра. В этом случае эквивалентные центры протекания токов по жилам не будут совпадать с геометрическими центрами сечения жил. В частности, при токах, текущих встречно, что имеет место при отыскании поврежденного между жилами, расстояние a должно уменьшаться. Фактически при наличии экранов эффект близости уменьшается. В [Л. 3] показано, что при соотношении

$$\frac{a^2 r_{\text{э}}^2}{r_{\text{э}}^4 - a/2)^4} \approx 1 \quad (1)$$

реакция экрана практически полностью исключает явление эффекта близости. Условию (1) удовлетворяют различные конструкции силовых кабелей.

Расчетные выражения. Приведенные выше допущения позволяют свести задачу определения экранирующего влияния оболочек силовых кабелей к решению задачи экранирования двух тонких параллельных проводов, расположенных симметрично внутри металлического цилиндра. Классическое решение этой задачи в цилиндрической системе координат [Л. 3] дает следующее выражение для коэффициента экранирования $K_{\text{э}}$ и коэффициента реакции экрана $P_{\text{э}}$, учитывающего отражение электромагнитной волны экраном:

$$K_{\text{э}} = \frac{1}{k(r_{\text{э}} + d_{\text{э}}) \{I_0(kr_{\text{э}}) K_1[k(r_{\text{э}} + d_{\text{э}})] + K_0(kr_{\text{э}}) I_1 \times$$

$$\times [k(r_{\text{э}} + d_{\text{э}})] + \frac{k(r_{\text{э}} + d_{\text{э}})}{2} \{I_0[k(r_{\text{э}} + d_{\text{э}})] K_0(kr_{\text{э}}) -$$

$$- I(kr_{\text{э}}) K_0[k(r_{\text{э}} + d_{\text{э}})]\}}; \quad (2)$$

$$P_{\text{э}} = 1 - \frac{2k(r_{\text{э}} + d_{\text{э}}) \{I_0(kr_{\text{э}}) K_1(kr_{\text{э}}) + K_0(kr_{\text{э}}) I_1(kr_{\text{э}}) \times$$

$$\times [K_{\text{э}} + K_0[k(r_{\text{э}} + d_{\text{э}})] I_1(kr_{\text{э}}) + I_0[k(r_{\text{э}} + d_{\text{э}}) K_1(kr_{\text{э}})] -$$

$$- I_0[kr_{\text{э}}] K_0[k(r_{\text{э}} + d_{\text{э}})]\}}{I_0[k(r_{\text{э}} + d_{\text{э}})] K_0(kr_{\text{э}}) -$$

где $k = \sqrt{j\omega\mu\sigma}$ — коэффициент вихревых токов, $1/\text{м}$; μ — абсолютная магнитная проницаемость экрана, г/м ; σ — удельная электропроводность экрана, $1/\text{ом} \cdot \text{м}$; I_0, I_1, K_0, K_1 — модифицированные функции Бесселя первого и второго рода нулевого и первого порядков.

Приведенные выражения, соответствующие точному решению задачи для однослойного экрана, достаточно сложны. При использовании этих выражений для многослойного экрана задача становится весьма громоздкой. Выражения (2) и (3) можно упростить, если учесть пределы изменения аргумента Бесселевых функций в рассматриваемой задаче. Для силовых кабелей различных марок при изменении частоты тока в жилах в пределах 0,1—10 кГц аргумент $kr_{\text{э}}$ изменяется от 1,5 до 25. Разложение бесселевых функций при этих аргументах и замена их гиперболическими функциями существенно упрощает расчетные выражения:

$$K_{\text{э}} = \frac{1}{\text{ch} kd_{\text{э}} + \frac{1}{2} \left[\frac{\mu_0 k(r_{\text{э}} + d_{\text{э}})}{\mu} + \frac{\mu}{\mu_0 k(r_{\text{э}} + d_{\text{э}})} \right] \text{sh} kd_{\text{э}}}; \quad (4)$$

$$P_{\text{э}} = \frac{1}{2} K_{\text{э}} \left[\frac{\mu_0 k(r_{\text{э}} + d_{\text{э}})}{\mu} - \frac{\mu}{\mu_0 k(r_{\text{э}} + d_{\text{э}})} \right] \text{sh} kd_{\text{э}}. \quad (5)$$

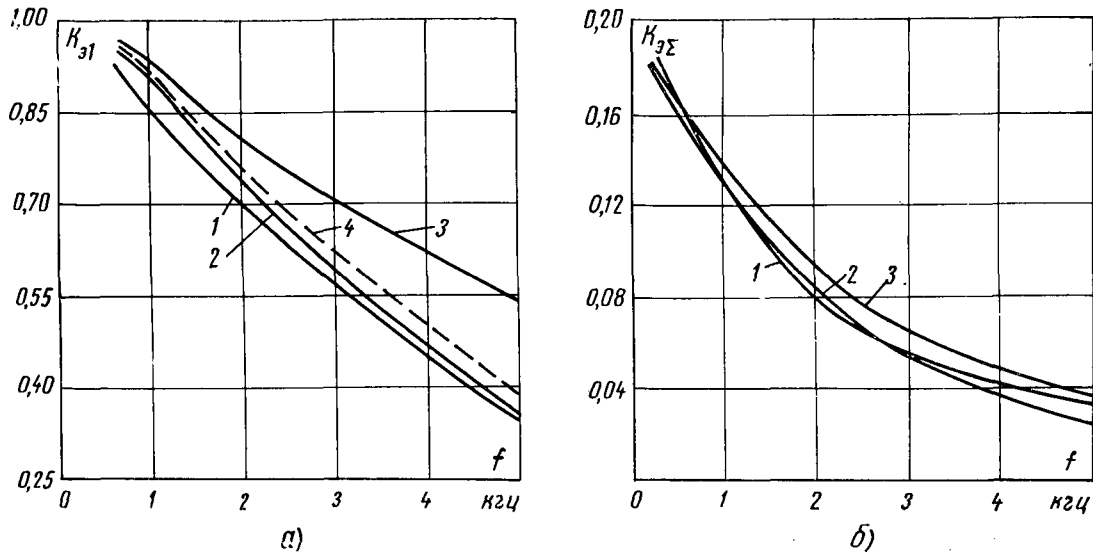


Рис. 1

Расчеты коэффициентов экранирования и реакции экрана по (2)–(5) показывают (рис. 1, а), что при использовании упрощенных формул погрешность не превышает нескольких процентов при малых аргументах и уменьшается с ростом аргумента.

При расчете экранирующего влияния многослойных экранов необходимо учитывать взаимное влияние отдельных оболочек. Классическое решение этой задачи очень сложно и поэтому при расчете многослойных экранов целесообразно использовать «волновой» метод [Л. 3], позволяющий учитывать характеристики отдельных оболочек через их коэффициенты экранирования и реакции. Силовые трехфазные кабели в большинстве своем имеют две металлические оболочки с диэлектрической прокладкой между ними («подушка» под броню).

Рассматривая трехслойный экран кабеля с параметрами слоев K_{31} и P_{31} — для защитной алюминиевой или свинцовой оболочки; $K_{3,0}=1$ и $P_{3,0}=0$ — для диэлектрической прокладки, K_{32} и K_{32} — для стальной брони в соответствии с [Л. 3] запишем результирующий коэффициент экранирования:

$$K_{3\Sigma} = \frac{K_{31}K_{32}}{1 - \left(\frac{r_{0,н}}{r_{0,в}}\right)^2 P_{31}P_{32}}, \quad (6)$$

где $r_{0,н}$ и $r_{0,в}$ — наружный и внутренний радиусы диэлектрической прокладки.

Обсуждение результатов расчета. При составлении вариантов расчета необходимо учесть, что броня силовых кабелей не является сплошным цилиндром, а намотана из двух стальных лент. При этом сопротивление брони постоянному току [Л. 4] может быть вычислено по выражению:

$$R_{бр} = \frac{98\pi r_{бр}}{b_{бр}^2 d_{бр}} 10^{-3} \text{ ом}, \quad (7)$$

где $r_{бр}$ — радиус брони, мм; $b_{бр}$ и $d_{бр}$ — соответственно ширина и толщина ленты брони, мм.

Расчеты по (7) показали, что для кабелей различных конструкций сопротивление брони постоянному току в 3–5 раз больше сопротивления сплошного стального цилиндра эквивалентной толщины (принимается 0,75 мм). Выше отмечалось, что вихревые токи в теле экрана повторяют шаг скрутки жил кабеля, т. е. пути вихревых токов удлиняются. Причем, поскольку шаг скрутки лент брони в несколько раз меньше шага скрутки жил, то сопротивление брони вихревым токам будет больше, чем постоянному току. При решении задачи на ЦВМ были просчитаны варианты с различными значениями удельной проводимости брони $\sigma_{бр} = (0,85 \div 7,7) 10^6 \text{ 1/ом} \cdot \text{м}$ для кабелей со свинцовой ($\sigma_{св} = 5 \cdot 10^6 \text{ 1/ом} \cdot \text{м}$) и алюминиевой ($\sigma_{ал} = 34 \cdot 10^6 \text{ 1/ом} \cdot \text{м}$) оболочками при номинальном напряжении изоляции 6 и 10 кВ.

В качестве расчетной была принята начальная магнитная проницаемость брони, равная $200 \mu_0 = 200 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ г/м}$.

Проверка правильности принятых допущений и оценка погрешности производилась путем сравнения результатов теоретического расчета с данными эксперимента. Опыты проводились для силовых трехфазных кабелей типа АСБ 6 и 10 кВ сечением 35, 95 и 185 мм² и типа ААБ 6 кВ сечением 25 мм². Для эксперимента использовались куски кабеля длиной 15–25 м, по жилам которого пропускался ток различной частоты. При заданном токе и фиксированном положении антенны и кабеля измерялась наводимая в антенне э. д. с. при наличии брони и оболочки $E_{а,о.б.}$, без брони $E_{а,о.}$ и оболочки $E_{а.}$. Коэффициент экранирования определялся как отношение соответствующих э. д. с.

Проверка расчетных выражений проводилась для кабеля без брони ($K_{31} = E_{а,о.}/E_{а.}$), так как в этом случае все принятые допущения оправданы. На рис. 1, а приведены зависимости $K_{31}(f)$, для кабеля типа АСБ 6 кВ, $3 \times 95 \text{ мм}^2$, вычисленные по (2) и (4) (кривые 1 и 2) и снятые экспериментально (кривая 3). Из анализа этих кривых видно, что при частотах до 2,5 кГц погрешность не превышает 10%, однако при дальнейшем увеличении частоты погрешность возрастает. Последнее вызвано проявлением эффекта близости в жилах при снятой оболочке кабеля. Учет влияния эффекта близости производился на основе экспериментальных данных, полученных методом сравнения величин э. д. с., наводимых в антенне при пропускании тока звуковой частоты 20–10 000 Гц по двум жилам кабеля (оболочка и броня сняты) и по двум проводам сечением 0,5 мм², находящимся на расстоянии a один от другого. Ориентировочный учет эффекта близости (кривая 4 рис. 1, а) показывает, что погрешность расчетов не превышает 10% в диапазоне низких частот.

Учет экранирующего влияния брони производился путем сравнения коэффициента экранирования с броней и оболочкой ($K_{3\Sigma} = E_{а,о.б.}/E_{а.}$) с расчетным коэффициентом экранирования двухслойного экрана при различной удельной проводимости стальной оболочки. Эксперименты, проведенные для кабелей одного и того же типа и сечения показали, что наибольшим экранирующим действием обладает броня с меньшей степенью коррозии. В этом случае требования к аппаратуре индукционного метода определения мест повреждения в кабелях будут более высокими. Поэтому в дальнейших экспериментах были использованы кабели, не находившиеся в эксплуатации. Из рис. 1, б видно, что хорошее совпадение с данными опыта (кривая 4) получается при $\sigma_{бр} = (0,85 \div 1,9) 10^6 \text{ 1/ом} \cdot \text{м}$ (кривые 2 и 3). Удельная проводимость брони, определенная с учетом (7), находится в пределах $(1,6 \div 2,3) 10^6 \text{ 1/ом} \cdot \text{м}$. Малая зависимость коэффициента экранирования от удельного сопротивления брони на низких частотах объясняется тем, что экранирующее действие брони носит магнитоэлектрический характер, обусловленный концентрацией магнитного потока в экране.

Результаты расчетов приведены на рис. 2, а и б в виде семейства кривых $K_{3\Sigma}(f)$. На рис. 2, а даны коэффициенты экранирования для силовых трехфазных кабелей типа АСБ.

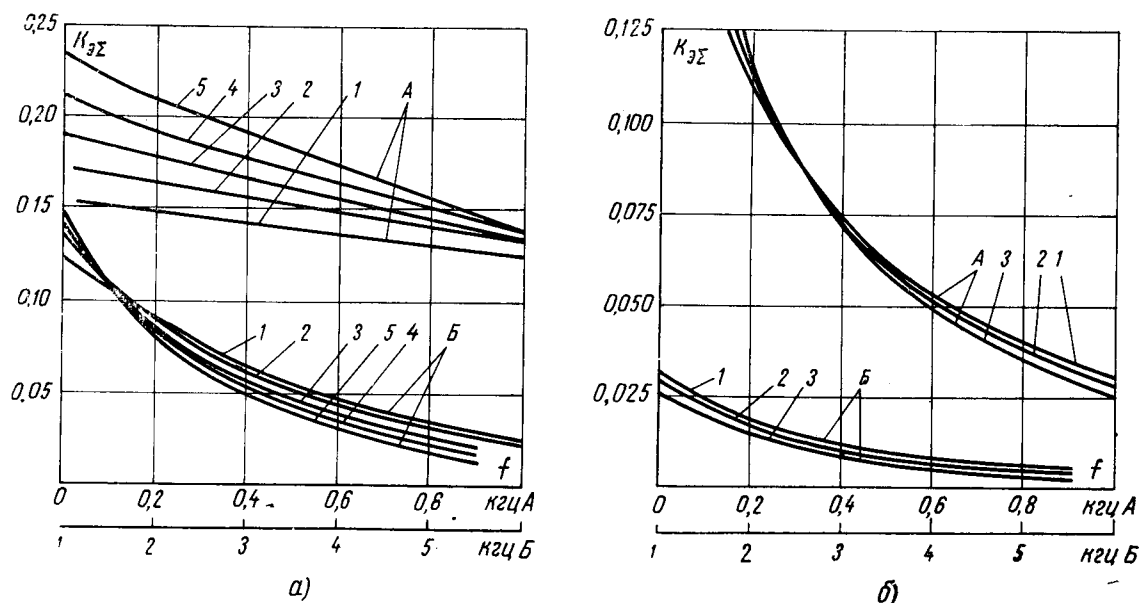


Рис. 2.

Кривые 1—5 относятся соответственно к кабелям с сечением жил 25, 50, 95, 150, 240 мм² и номинальным напряжением 6 кВ. Кабелям типа АСБ 10 кВ сечением 25, 50, 95, 150 мм² практически соответствуют кривые 2—5.

На рис. 2, б приведены коэффициенты экранирования для кабелей типа ААБ с номинальным напряжением 6 кВ. Кривые 1—3 соответствуют сечениям жил 25, 50 и 95 мм².

Анализ кривых рис. 2 показывает, что коэффициент экранирования мало зависит от сечения жил кабеля и уменьшается с ростом частоты. На частоте 1000 Гц, применяемой для индукционного метода отыскания повреждений, ослабление поля над кабелем вследствие экранирующего действия оболочек достигает 7—8 раз для кабеля со свинцовой оболочкой и 30—40 раз для кабеля с алюминиевой оболочкой. Последнее

требует снижения переходного сопротивления до долей ома и пропускания значительных токов по жилам кабелей с алюминиевыми оболочками.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Поливанов К. М., Нетушил А. В., Жуховицкий Б. Я. Электромагнитное влияние многопроводной линии с учетом скручивания проводов. — «Электричество», 1951, № 7, с. 28—33.
2. Каден Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи. М., Госэнергоиздат, 1957.
3. Гроднев И. И., Сергейчук К. Я. Экранирование аппаратуры и кабелей связи. М., Связьиздат, 1960.
4. Лурье А. И. Электрические измерения в сетях силового тока. М., Госэнергоиздат, 1948.

[22.2.1973]



УДК 621.314.63

Контроль работоспособности тиристоров при их последовательном включении

Канд. техн. наук М. И. СТАЛЬНАЯ и инж. О. Б. ВАРГАСОВ

Барнаул

Как известно, в мощных преобразовательных установках тиристоры в плечах включаются последовательно или параллельно. Одним из важнейших условий эффективной эксплуатации подобных установок является четкий и безынерционный контроль исправности тиристоров в плечах преобразователей.

Контроль блока последовательно соединенных тиристоров можно осуществлять, во-первых, в отключенном от силовой цепи состоянии. Это необходимо при наладке и тогда, когда заведомо известно, что один или несколько тиристоров блока неработоспособны. Во-вторых, контроль блока последовательно соединенных тиристоров осуществляется непосредственно в рабочей схеме преобразователя с сигнализацией о выходе из строя любого (одного или более) тиристора блока, т. е. с сигнализацией об аварийном состоянии блока.

К системам контроля предъявляются довольно жесткие общие требования. Они должны обеспечить: необходимую четкость срабатывания; надежность; практическую безынерционность; малый отбор мощности от преобразовательной установки; величину выходного сигнала, достаточную для срабатывания различных реле и сигнальных устройств; изолированность выходных цепей устройства контроля от силовых цепей; простоту, малые габариты и компактность всего устройства контроля. Кроме того, необходимо, чтобы система контроля при подключении не оказывала отрицательного влияния на работу нагрузки и самого преобразователя.

В настоящее время существует ряд методов, которыми пользуются для определения работоспособности тиристоров.

Например, работоспособность определяют с помощью напряжения, снимаемого с шунта или добавочного сопротивления, которые включаются в силовую цепь непосредственно за тиристором [Л. 1]. Однако включение шунта или добавочного сопротивления в силовую цепь тиристора оказывает заметное влияние на работу преобразователя, понижая его выходное напряжение. Кроме того, в этом случае необходима дополнительная потенциальная развязка цепей контроля от силовой цепи тиристора для исключения их взаимного влияния друг на друга. В то же время выходная характеристика таких устройств во всем диапазоне измерений является линейной, что требует усиления выходного сигнала при малых значениях контролируемых силовых токов и ослабления при больших значениях тока главной цепи. Таким образом, при этом методе контроля необходима дополнительная довольно громоздкая аппаратура.

В [Л. 2] описан прибор, использующий в качестве датчиков трансформаторы тока, включенные в силовую цепь. Но и этот способ полностью не удовлетворяет перечисленным выше требованиям, так как все устройство контроля при этом оказывается сложным и громоздким, с малым выходным сигналом.

Имеется еще ряд схем и устройств контроля [Л. 3—5], где в качестве датчиков тока, проходящего через контролируемые тиристоры, используются или датчики Холла, или полупроводниковые диоды. Существенные недостатки этих приборов — малый выходной сигнал, сложность в работе и настройке датчиков Холла, большая установленная мощность диодов (так

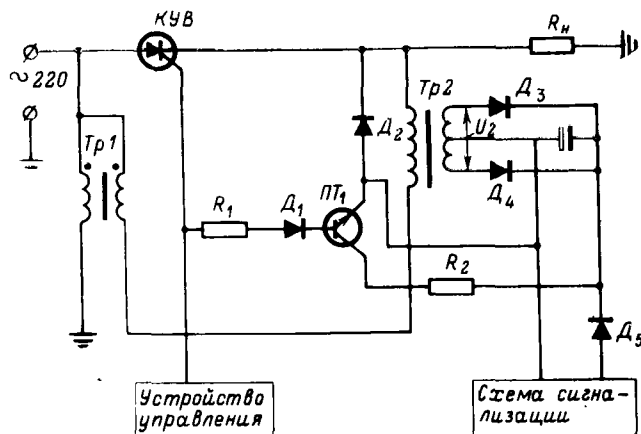


Рис. 1.

как они выбираются на полное напряжение сети и полный силовой ток) и высокая стоимость — не позволяют рекомендовать их к широкому внедрению.

Указанным методом присущ еще один существенный недостаток: во всех случаях необходимо дополнительное устройство контроля наличия командного (запускающего) импульса управления тиристорами.

Авторами данной статьи предлагается новое устройство контроля исправности тиристоров, которое наиболее полно отвечает изложенным выше требованиям. Это устройство может быть использовано в качестве элементарной ячейки для построения систем контроля работоспособности мощных высоковольтных преобразователей.

Схема элементарной ячейки контроля работоспособности тиристора приведена на рис. 1. Работа происходит следующим образом.

При закрытом, но исправном тиристоре КУВ через цепь, состоящую из вторичной обмотки трансформатора $Tr1$, пер-

вичной обмотки трансформатора $Tr2$ и нагрузки R_n , протекают два тока: ток I_1 , обусловленный э. д. с., наведенной во вторичной обмотке трансформатора Tr и ток I_2 , обусловленный напряжением сети. Если указанные токи равны по модулю и сдвинуты по фазе на 180° , то результирующий ток $I_{рез} = I_1 + I_2 = 0$. Это приводит к тому, что во вторичной обмотке трансформатора $Tr2$ не наводится э. д. с., и на схему сигнализации сигнал не поступает. Практически очень трудно сделать сдвиг фаз между токами I_1 и I_2 равным 180° , поэтому всегда будет какой-то незначительный результирующий ток $I_{рез}$, дающий небольшое значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора $Tr2$. Для исключения ложного срабатывания схемы сигнализации от этого небольшого по амплитуде вторичного напряжения в выходную цепь схемы включен стабилизатор D_5 , подобранный так, чтобы его обратный переход не был пробит этим напряжением.

Если тиристор открыт и исправен, то он шунтирует цепь «вторичная обмотка $Tr1$ — первичная обмотка $Tr2$ », поэтому ток, обусловленный э. д. с. вторичной обмотки трансформатора $Tr1$, будет протекать по этой цепи. В результате во вторичной обмотке трансформатора $Tr2$ появляется напряжение U_2 , способное пробить обратный переход стабилитрона D_5 и запустить схему сигнализации. Однако в этом случае сработает включенная в цепь «управляющий электрод — катод тиристора» блокировочная цепочка, состоящая из диода D_1 , резистора R_1 и транзистора $ПТ_1$, которая шунтирует напряжение U_2 на сопротивление R_2 .

Блокировочная цепочка работает следующим образом. При протекании через исправный тиристор тока главной цепи в цепи управляющий электрод — катод протекает ток, который удерживает в открытом состоянии динистор D_1 (открытый импульсом запуска тиристора) и открывает транзистор $ПТ_1$. Последний замыкает своим переходом эмиттер — коллектор цепь коротки вторичной обмотки трансформатора $Tr2$.

Если тиристор пробит, то в цепи управляющий электрод — катод тока нет, и блокировочная цепочка не работает. Выходное напряжение трансформатора $Tr2$ полностью проходит на

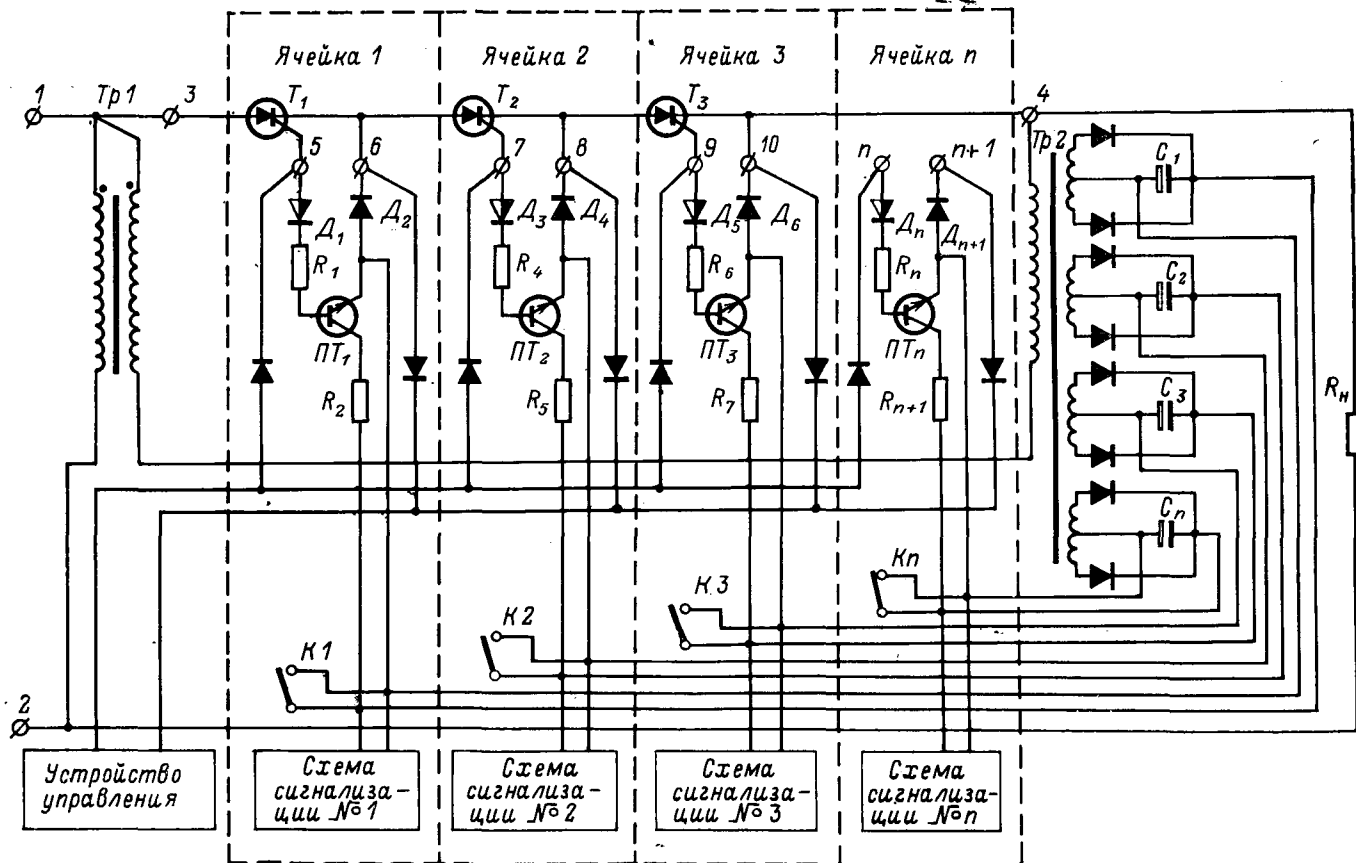


Рис. 2.

схему сигнализации, запуская ее и сигнализируя тем самым о неисправности тиристора. Диод D_2 ограничивает попадание напряжения силовой цепи на эмиттер транзистора $ПТ_1$. Для устранения отрицательного влияния контрольных цепей на силовую цепь необходимо, чтобы суммарное сопротивление вторичной обмотки трансформатора Tr и первичной обмотки трансформатора Tr_2 было бы значительно больше нагрузочного сопротивления R_n . Это обеспечит минимальное значение переменного тока, попадающего через цепи контроля на нагрузку.

Пользуясь элементарными ячейками, контролирующими работоспособность одного тиристора, можно собрать схему контроля блока последовательно соединенных тиристоров в мощном преобразователе. На рис. 2 показана такая схема, которая работает следующим образом.

Проверяемый аварийный блок подключается к силовой цепи к клеммам 3—4. Цепи управления тиристоров блока подключаются к клеммам 5—6, 7—8, 9—10, ... Ячейки 1, 2, 3, ... работают по описанному выше принципу. Каждая ячейка имеет свою вторичную обмотку трансформатора Tr_2 и свою схему сигнализации, обычно световую. На весь аварийный блок имеются одна вторичная обмотка трансформатора Tr_1 и одна первичная обмотка трансформатора Tr_2 . При включении напряжения сети (клеммы 1—2) и управляющих импульсов в случае неисправности какого-либо тиристора соответствующая ячейка срабатывает и выдает сигнал о неработоспособности этого тиристора. Если количество тиристоров меньше числа гнезд n для управляющих цепей, то свободные цепи управляющих электродов необходимо замкнуть ключами K_{i+1} , K_{i+2} , ..., K_{i+n} во избежание ложного срабатывания соответствующей схемы сигнализации.

Для осуществления контроля работоспособности работающих блоков тиристоров достаточно иметь информацию, какой из блоков преобразователя имеет в своем составе неисправный тиристор, т. е. иметь одну схему сигнализации на блок (рис. 3). В связи с этим выходы вторичных обмоток трансформатора Tr_2 подключаются к обмоткам импульсного трансформатора Tr_3 , имеющего одну выходную обмотку, которая работает на схему сигнализации. В случае выхода из строя (отказа) одного из тиристоров блока на соответствующей входной обмотке трансформатора Tr_3 появляется импульс, который трансформируется во вторичную обмотку, запуская схему сигнализации. Появляется сигнал об отказе одного из тиристоров блока.

Предложенные схемы (рис. 2 и 3) проверялись на лабораторном макете. Работа схем фиксировалась шлейфовым осциллографом типа Н102. Осциллограммы, показывающие моменты пробоя одного из тиристоров блока, приведены на рис. 4, где:

кривая 1 — напряжение вторичной обмотки трансформатора Tr_3 ;
кривая 2 — напряжение схемы сигнализации;
кривая 3 — сигнал момента пробоя тиристора;
кривая 4 — напряжение на нагрузке R_n .

На рис. 4, а показан момент пробоя одного из тиристоров, когда все тиристоры только что закрылись. Как видно из осциллограммы, здесь возникает задержка в срабатывании системы контроля длительностью $t_1 + t_2$, где t_1 — время задержки, обусловленной закрытым состоянием остальных исправных тиристоров, а значит, отсутствием напряжения на первичной обмотке трансформатора Tr_2 ; t_2 — время задержки, вызванной наличием импульса управления. Тиристоры контролируемого блока уже открыты, но присутствие импульса управления в цепи управляющий электрод—катод пробитого тиристора заставляет сработать блокировочную цепочку и на время длительности управляющего импульса заблокировать выходную обмотку трансформатора Tr_2 , соответствующую аварийному тиристор.

На рис. 4, б отказ тиристора произошел при открытых тиристорах, и схема контроля сработала мгновенно, так как причины, вызывающие обе составляющие времени задержки, в данном случае отсутствуют.

Как видно из осциллограмм, при практическом использовании предлагаемых схем может возникать задержка во времени срабатывания схемы контроля, в наихудшем случае

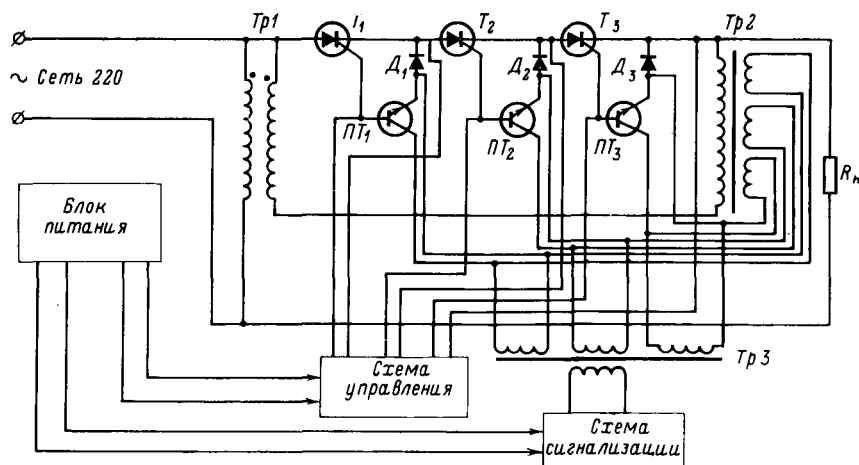


Рис. 3.

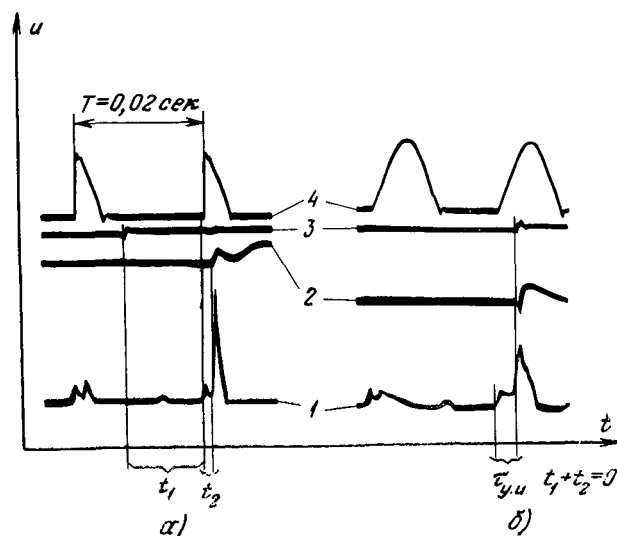


Рис. 4.

равная сумме полупериода колебаний питающей сети $T/2$ и длительности управляющего импульса $\tau_{y.л.}$.

Следует отметить, что при пробое одного из тиристоров в момент, когда они были закрыты (что вообще говоря мало вероятно), исправные тиристоры кратковременно принимают на себя возникшую при этом перегрузку. Поскольку при проектировании преобразователей тиристоры рассчитываются с запасом по напряжению, то они могут выдержать эту кратковременную перегрузку, не пропуская переменную составляющую тока сети в нагрузку до срабатывания схемы контроля.

В случае же отказа тиристора в рабочем состоянии блока преобразователя схема контроля срабатывает практически мгновенно.

Заключение. Предложенные устройства контроля удовлетворяют предъявляемым к ним требованиям в отношении четкости срабатывания, быстродействия, отсутствия влияния на работу нагрузки преобразователя, компактности, величины выходного сигнала и надежности. Описанные схемы выполнены на транзисторах и диодах общепромышленного назначения и не имеют дополнительной аппаратуры в виде усилителей и ограничителей. Выходные цепи этих схем потенциально развязаны с силовыми цепями преобразователя. Они оказывают ничтожное влияние на работу нагрузки в силу своих конструктивных особенностей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кремниевые вентили. Под ред. С. Б. Юдицкого, М., «Энергия», 1968.
2. Маевский О. А., Котляров О. П. Прибор для измерения углов управления, проводимости и коммутации вентилей

К расчету электрических нагрузок зависимых электроприемников

Канд. техн. наук В. С. ЛИВШИЦ

Минск

Теория и методы расчета промышленных электрических нагрузок разработаны в основном применительно к независимым электроприемникам. Для важного класса зависимых электроприемников (например, поточного или автоматизированного производства) соответствующие методы развиты значительно слабее. Наиболее существенные результаты здесь получены Г. М. Каяловым, который предложил классификацию взаимосвязей электроприемников и обосновал формулу для среднеквадратической нагрузки группы зависимых электроприемников [Л. 1]¹:

$$P_a = \sqrt{\sum_{i=1}^n p_{ai}^2 + 2 \sum_{i>j} \frac{k_{bij}}{k_{bi}k_{bj}} p_{ci}p_{cj}},$$

где p_{ci} , p_{ai} — средняя и эффективная нагрузки i -го приемника; k_{bi} — его коэффициент включения; k_{bij} — коэффициент совместного включения i -го и j -го приемников.

Однако при этом расчетные методики для определения нагрузок зависимых и независимых электроприемников получаются различными. В статье предлагается другой подход к расчету нагрузок группы зависимых электроприемников, приводящий к расчетным приемам, используемым для независимых электроприемников и тем самым к упрощению и унификации расчетов.

Рассмотрим группу из n электроприемников, работающих в различных режимах и имеющих разные номинальные мощности p_{ni} ($i=1, 2, \dots, n$). Пусть нагрузки электроприемников p_{θ} , осредненные на интервале времени θ , зависимы, причем коэффициент корреляции нагрузок i -го и j -го электроприемников равен r_{ij} . Режим работы каждого электроприемника будем характеризовать коэффициентом использования

$$k_n = Mp_{\theta}/p_n = p_c/p_n$$

и коэффициентом рассеяния нагрузки

$$k_{\sigma\theta} = \sigma(p_{\theta})/p_n = \sigma_{\theta}/p_n.$$

Выразим математическое ожидание и дисперсию групповых нагрузок через показатели отдельных электроприемников (индекс θ в обозначении $k_{\sigma\theta}$ для простоты опускаем):

$$MP_{\theta} = M \sum_{i=1}^n p_{\theta} = \sum_{i=1}^n k_{ni} p_{ni}; \quad (1)$$

$$DP_{\theta} = D \sum_{i=1}^n p_{\theta} = \sum_{i=1}^n k_{ni}^2 p_{ni}^2 + 2 \sum_{i<j} r_{ij} k_{ni} k_{nj} p_{ni} p_{nj}, \quad (2)$$

где сумма $\sum_{i<j}$ включает все возможные попарные сочетания индексов i и j .

¹ Формула дана здесь с указанным ее автором исправлением опечатки, допущенной в [Л. 1].

С другой стороны, группу разнородных электроприемников можно характеризовать некоторыми средними величинами. Обозначим средневзвешенные коэффициенты, характеризующие режим работы, следующим образом:

\bar{k}_n , \bar{k}_{σ} , \bar{r} и определим их, исходя из требования, чтобы замена у всех электроприемников индивидуальных коэффициентов их средневзвешенными значениями не изменяла величины математического ожидания MP_{θ} и дисперсии DP_{θ} групповых нагрузок. Тогда получим следующие выражения для средневзвешенных коэффициентов:

$$\bar{k}_n = \frac{\sum_{i=1}^n k_{ni} p_{ni}}{\sum_{i=1}^n p_{ni}}; \quad (3)$$

$$\bar{k}_{\sigma}^2 = \frac{\sum_{i=1}^n k_{ni}^2 p_{ni}^2 + 2 \sum_{i<j} r_{ij} k_{ni} k_{nj} p_{ni} p_{nj}}{\sum_{i=1}^n p_{ni}^2 + 2 \sum_{i<j} r_{ij} p_{ni} p_{nj}}; \quad (4)$$

$$\bar{r} = \frac{\sum_{i=1}^n r_{ij} p_{ni} p_{nj}}{\sum_{i=1}^n p_{ni} p_{nj}}. \quad (5)$$

Средневзвешенные \bar{k}_n и \bar{r} всегда заключены между максимальным и минимальным значениями соответствующих индивидуальных коэффициентов. Это же справедливо для \bar{k}_{σ} при условии, что электроприемники коррелированы положительно или некоррелированы ($r_{ij} \geq 0$).

Если для части электроприемников $r_{ij} < 0$, то \bar{k}_{σ} может выйти за пределы диапазона значений индивидуальных k_{σ} и по существу перестанет быть средневзвешенной величиной, в чем заключается некоторая условность названия \bar{k}_{σ} для случая отрицательной корреляции. При статистической тождественности режима работы всех электроприемников (коэффициенты k_{ni} , k_{σ} и r одинаковы для всех электроприемников) средневзвешенные коэффициенты равны соответствующим индивидуальным.

Математическое ожидание и дисперсия групповых нагрузок могут быть выражены через средневзвешенные коэффициенты:

$$MP_{\theta} = \bar{k}_n \sum_{i=1}^n p_{ni}; \quad (6)$$

преобразовательных установок. — «Изв. вузов. Приборостроение». 1965, № 5, т. VIII.

3. Тиристоры (технический справочник). Перевод с английского под ред. В. А. Лабунцова и др. М., «Энергия», 1971.

4. Бардин В. М. и др. Аппаратура и методы контроля параметров силовых полупроводниковых вентилей. М., «Энергия», 1971.

5. Ивашин В. В. Устройство для индикации несрабатывания параллельно включенных вентилей выпрямителя. А. С. № 208104 (СССР). Кл. 21 12/02, 21 с 12/02, 21 с 68/0 (НО2m, НО2d). Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1968, № 3.

$$DP_{\Theta} = \bar{k}_{\sigma}^2 \left(\sum_1^n p_{\Pi}^2 + 2\bar{r} \sum_{i < j} p_{\Pi i} p_{\Pi j} \right). \quad (7)$$

Введем в рассмотрение эквивалентную исходной группе по электрической нагрузке группу некоррелированных электроприемников, равных по мощности и тождественных по режиму работы. Эквивалентность групп, строго говоря [Л. 2], предполагает тождественность для них наиболее полной вероятностной характеристики нагрузок P_{Θ} — закона распределения. Для независимых электроприемников закон распределения групповых нагрузок асимптотически нормален, поэтому необходимым и достаточным условием эквивалентности групп здесь является равенство MP_{Θ} и DP_{Θ} в обеих группах. Для зависимых электроприемников распределение групповых нагрузок, как правило, нормальным не является и в общем случае остается неопределенным.

Однако и в этом случае целесообразно сохранить в качестве эквивалентности равенство MP_{Θ} и DP_{Θ} в эквивалентной и заданной группах:

$$MP_{\Theta_{ЭК}} = MP_{\Theta}; \quad (8)$$

$$DP_{\Theta_{ЭК}} = DP_{\Theta}. \quad (9)$$

Для зависимых электроприемников эти условия, очевидно, не означают эквивалентности групп в строгом смысле (по закону распределения P_{Θ}), тем не менее рассматриваемые группы будут эквивалентны по средней, а также по максимальной расчетной нагрузке:

$$P_{\Theta p} = MP_{\Theta} + \beta \sqrt{DP_{\Theta}}, \quad (10)$$

где коэффициент β определяет надежность $P_{\Theta p}$.

Эквивалентную группу будем характеризовать, как и реальные группы, числом эквивалентных электроприемников $n_{ЭК}$, их номинальной мощностью $p_{\Pi,ЭК}$, эквивалентными коэффициентами использования $k_{\Pi,ЭК}$ и рассеяния нагрузки $k_{\sigma,ЭК}$. В качестве дополнительного условия, накладываемого на эквивалентные электроприемники, примем [Л. 2], что показатели их режима работы $k_{\Pi,ЭК}$ и $k_{\sigma,ЭК}$ равны соответствующим средневзвешенным показателям заданных электроприемников:

$$k_{\Pi,ЭК} = \bar{k}_{\Pi}, \quad k_{\sigma,ЭК} = \bar{k}_{\sigma} \quad (11)$$

(однако $r_{ЭК} \neq \bar{r}$, ибо по условию $r_{ЭК} = 0$).

Учитывая тождественность и некоррелированность эквивалентных электроприемников, можно для их групповой нагрузки написать:

$$MP_{\Theta_{ЭК}} = M \sum_1^{n_{ЭК}} p_{\Theta_{ЭК}} = n_{ЭК} k_{\Pi,ЭК} p_{\Pi,ЭК}; \quad (12)$$

$$DP_{\Theta_{ЭК}} = D \sum_1^{n_{ЭК}} p_{\Theta_{ЭК}}^2 = n_{ЭК} k_{\sigma,ЭК}^2 p_{\Pi,ЭК}^2. \quad (13)$$

Подставляя в (8) выражения (6) и (12), а в (9) выражения (7) и (13), с учетом равенств (11) получаем:

$$n_{ЭК} p_{\Pi,ЭК} = \sum_1^n p_{\Pi};$$

$$n_{ЭК} p_{\Pi,ЭК}^2 = \sum_1^n p_{\Pi}^2 + 2\bar{r} \sum_{i < j} p_{\Pi i} p_{\Pi j}.$$

Решая эти уравнения совместно, найдем:

$$n_{ЭК} = \frac{n_{\Theta}}{1 + \bar{r}(n_{\Theta} - 1)}; \quad p_{\Pi,ЭК} = \frac{\sum_1^n p_{\Pi}}{n_{ЭК}}, \quad (14)$$

$$\text{где } n_{\Theta} = \frac{\left(\sum_1^n p_{\Pi} \right)^2}{\sum_1^n p_{\Pi}^2} \text{ — так называемое эффективное число}$$

электроприемников, введенное Н. В. Копытовым для характеристики групп независимых электроприемников и используемое в современных методах расчета нагрузок [Л. 1].

Величины $k_{\Pi,ЭК}$ и $k_{\sigma,ЭК}$ по (11), $n_{ЭК}$ и $p_{\Pi,ЭК}$ по (14) полностью определяют эквивалентную группу. Рассмотрим некоторые частные случаи.

1. Пусть $\bar{r} = 1$, т. е. нагрузки электроприемников связаны линейной функциональной зависимостью (по классификации Г. М. Каялова в [Л. 1] — синфазные электроприемники). Тогда

$$n_{ЭК} = 1; \quad p_{\Pi,ЭК} = \sum_1^n p_{\Pi}; \quad \bar{k}_{\sigma} = \frac{\sum_1^n k_{\sigma} p_{\Pi}}{\sum_1^n p_{\Pi}}, \quad (15)$$

т. е. вся группа работает как один большой электроприемник мощностью $\sum p_{\Pi}$ и среднееквадратическим отклонением нагрузки $\sigma(P_{\Theta}) = \sum \sigma(p_{\Theta})$.

2. Если электроприемники некоррелированы ($\bar{r} = 0$), то $n_{ЭК} = n_{\Theta}$. Таким образом, с излагаемых позиций величина n_{Θ} представляет собой эквивалентное число электроприемников группы в частном случае их некоррелированности, а выражение (14) для $n_{ЭК}$ может рассматриваться как обобщающее n_{Θ} на случай зависимых электроприемников.

3. При $\bar{r} < 0$ (отрицательная корреляция) согласно формуле (14) будет $n_{ЭК} > n_{\Theta}$, что в случае равных электроприемников дает $n_{ЭК} > n$. Этот неожиданный на первый взгляд результат имеет простое физическое объяснение. Отрицательная корреляция между отдельными электроприемниками ведет к выравниванию группового графика нагрузки (уменьшению DP_{Θ})

по сравнению со случаем их некоррелированной работы. В эквивалентной группе некоррелированных электроприемников это отражается ростом $n_{ЭК}$, приводящим к тому же выравнивающему эффекту. Верхнего предела для $n_{ЭК}$ теоретически не существует и, в частности, возможен результат $n_{ЭК} = \infty$. Примером подобной ситуации (рис. 1) может служить последовательная работа n равных электроприемников, тождественных по режиму (по классификации Г. М. Каялова — антифазные электроприемники). Коэффициент корреляции нагрузок любых двух электроприемников за цикл T

$$r = -1/(n-1).$$

Ввиду тождественности режима работы электроприемников средневзвешенные коэффициенты \bar{k}_{Π} , \bar{k}_{σ} , \bar{r} равны индивидуальным. Подставляя в формулу (14) $n_{\Theta} = n$ и $\bar{r} = -1/(n-1)$, получим $n_{ЭК} = \infty$. Для некоррелированных электроприемников с конечной дисперсией нагрузки этот результат означает равномерность группового графика нагрузки, что и имеет место в рассматриваемом случае.

Отметим, что значение $\bar{r} = -1/(n-1)$ для группы из n равных электроприемников является минимально возможным. Действительно, учитывая, что $DP \geq 0$ и $\bar{k}_{\sigma}^2 \geq 0$, из формулы (7) получаем:

$$\sum_1^n p_{\Pi}^2 + 2\bar{r} \sum_{i < j} p_{\Pi i} p_{\Pi j} \geq 0$$

$$\text{или после преобразований}$$

$$\bar{r} \geq -\frac{1}{n_{\Theta} - 1} \quad (16)$$

(формула имеет смысл при $n_{\Theta} \geq 2$).

Любое отклонение графика работы электроприемников от показанного на рис. 1 (неравенство периодов включения t_{Π} , разрывы между индивидуальными графиками или их накладка) ведет к увеличению \bar{r} против указанного выше минимального значения. Поэтому получение на практике минимальных значений \bar{r} по (16) и результата $n_{ЭК} = \infty$ весьма маловероятно.

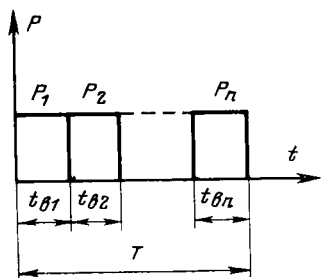


Рис. 1. График нагрузки n тождественных антифазных электроприемников.

электроприемники известные приемы расчета нагрузок независимых электроприемников. Так, расчетный Θ -максимум нагрузки эквивалентной группы, а следовательно, и исходной группы независимых электроприемников может быть определен по такой же формуле, что и для группы независимых электроприемников:

$$P_{\Theta p} = K_{\Theta p} P_n = \left(\bar{k}_n + \beta \frac{\bar{k}_{\Theta \Theta}}{\sqrt{n_{\Theta k}}} \right) P_n. \quad (17)$$

Для определения $P_{\Theta p}$ можно использовать также расчетные кривые типа [Л. 3] для коэффициента максимума нагрузки. Действительно, коэффициент максимума

$$K_{\Theta \Theta} = \frac{K_{\Theta \Theta}}{\bar{k}_n} = 1 + \beta \frac{k_{\Theta \Theta}}{\sqrt{n_{\Theta k}}} \quad (18)$$

можно представить как функцию $n_{\Theta k}$ и коэффициент вариации нагрузки эквивалентного электроприемника

$$k_{\Theta \Theta} = \frac{\bar{k}_{\Theta \Theta}}{\bar{k}_n}. \quad (19)$$

По формуле (18) легко построить расчетные кривые $K_{\Theta \Theta} = f(n_{\Theta k}, k_{\Theta \Theta})$. Пример подобных кривых, отвечающих значению $\beta = 3$, приведен на рис. 2. При использовании кривых расчетная нагрузка вычисляется по формуле:

$$P_{\Theta p} = K_{\Theta \Theta} P_n. \quad (20)$$

В заключение отметим, что данная статья не преследует цель решить все вопросы, связанные с практической методикой расчета нагрузок зависимых электроприемников. Ее основная задача — теоретическое обоснование и общая характеристика предложенного метода, который автору представляется перспективным.

Пример. Определить расчетный 30-минутный максимум нагрузки фидера, питающего 10 электродвигателей механизмов точного производства. Мощность каждого электродвигателя $P_n = 10$ кВт; мощность всей группы $P_n = 100$ кВт; средневзвешенные показатели режима работы равны:

$$\bar{k}_n = 0,2; \bar{k}_{\sigma(30)} = 0,30; \bar{r} = 0,2.$$

При подстановке в формулу (14) возможных значений \bar{r} от $\bar{r}_{\max} = 1$ до \bar{r}_{\min} по (16) — получаются положительные значения $n_{\Theta k} \geq 1$. Это свидетельствует о том, что эквивалентная группа электроприемников может быть образована для любой группы, какими бы ни были взаимосвязи между ее электроприемниками.

Показанная возможность замены в расчетах группы зависимых электроприемников эквивалентной группой тождественных некоррелированных электроприемников позволяет распространить на зависимые

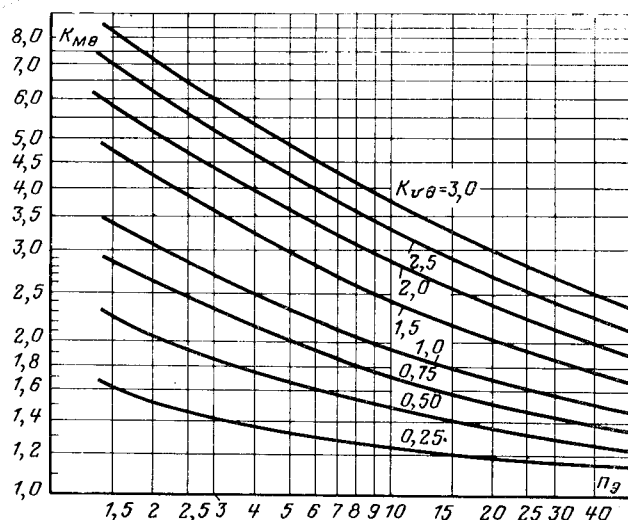


Рис. 2. Расчетные кривые для коэффициента максимума $K_{\Theta \Theta}$.

Средняя нагрузка группы $P_n = \bar{k}_n P_n = 20$ кВт. Определяем

$$n_{\Theta k} = \frac{n_{\Theta}}{1 + \bar{r}(n_{\Theta} - 1)} = 3,6$$

и коэффициент вариации нагрузки

$$k_{\Theta \Theta(30)} = \frac{\bar{k}_{\sigma(30)}}{\bar{k}_n} = 1,5.$$

По кривым рис. 2 при $n_{\Theta k} = 3,6$ и $k_{\Theta \Theta(30)} = 1,5$ находим коэффициент максимума $K_{\Theta \Theta(30)} = 3,4$ и вычисляем расчетную нагрузку:

$$P_{\Theta p(30)} = K_{\Theta \Theta(30)} P_n = 68 \text{ кВт}.$$

Если бы электроприемники были независимы, то расчетная нагрузка была бы значительно меньше. В этом случае $n_{\Theta k} = n = 10$, коэффициент максимума $K_{\Theta \Theta(30)} = 2,4$ и расчетная нагрузка $P_{\Theta p(30)} = 2,4 \cdot 20 = 48$ кВт, что на 30% меньше первого результата.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электрические нагрузки промышленных предприятий. М., «Энергия», 1971. 264 с. Авт.: С. Д. Волобровский, Г. М. Каялов, П. Н. Клейн, Б. С. Мешель.
2. Лившиц В. С. Основы теории суммирования электрических нагрузок разнородных промышленных электроприемников. — «Изв. вузов. — Электромеханика», 1970, № 8, с. 900—904.
3. Лившиц В. С. Универсальные расчетные кривые для коэффициента максимума нагрузки группы промышленных электроприемников. — «Изв. вузов. Энергетика», 1969, № 12, с. 92—95.
4. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М., Физматгиз, 1962. 564 с.

[28.3.1973]

Деформирование защитных характеристик реле утечки с помощью переходных процессов

Канд. техн. наук Л. С. ТОНКОШКУР, инж. А. Г. ЛИКАРЕНКО
Кривой Рог

Для обеспечения электробезопасности при эксплуатации электрических сетей трехфазного тока с изолированной нейтралью трансформатора напряжением до 1000 в на горных предприятиях повсеместно применяется защитное отключение. Реле утечки, являющееся прибором защитного отключения, непрерывно контролирует состояние изоляции сети относительно земли и при ее повреждении или прикосновении человека к токоведущим частям дает импульс на отключение сети от источника питания.

Таким образом, срабатывание реле утечки может вызвать как снижение сопротивления изоляции, равномерно распределенной по фазам вдоль всей сети, так и появление утечки — местного, сосредоточенного сопротивления. Прикосновение человека к одной из фаз сети есть частный случай появления однофазной утечки тока через сопротивление, равное сопротивлению тела человека. Очевидно, прекращение эксплуатации сети должно происходить только в случаях возникновения токов утечки, равных или превышающих их предельные безо-

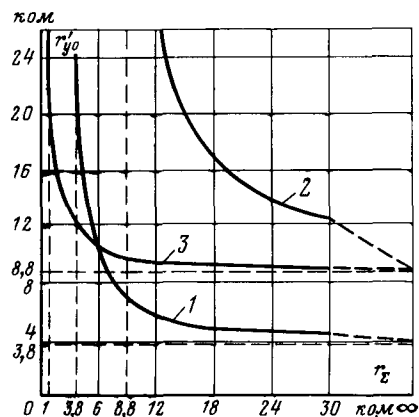


Рис. 1. Защитные характеристики приборов защитного отключения для сетей напряжением 380 в при $I_{д.б}=25$ ма.

1, 2 — канонические для сетей, емкость которых равна соответственно нулю и больше 0,5 мкф на фазу; 3 — деформированная для сетей с емкостью более 0,5 мкф на фазу.

пасные значения. Отключение сети при возникновении токов утечки, меньших предельных безопасных значений, нежелательно с точки зрения эксплуатации.

Условия срабатывания прибора защитного отключения, обеспечивающие безопасность, удобно представить зависимостями предельных отключающих сопротивлений однофазной $r'_{y.o}$, двухфазной $r''_{y.o}$ и трехфазной $r'''_{y.o}$ утечек, выраженных в килоомах на фазу, от сопротивления изоляции сети r_{Σ} при различных значениях ее емкости [Л. 1 и 2]. В приборах защитного отключения типа РУВ-2 [Л. 2], реагирующих на общее сопротивление изоляции, соотношение

$$r'_{y.o} : r''_{y.o} : r'''_{y.o} = 1 : 2 : 3 \quad (1)$$

сохраняется независимо от параметров изоляции [Л. 2]. Защитная характеристика $r'_{y.o} = f(r_{\Sigma})$ (рис. 1) этого прибора получила наименование канонической (КХ). Схема этого прибора, дополненная четырехполосником 1, приведена на рис. 2. Необходимость введения четырехполосника в схему РУВ-2 будет пояснена ниже.

В электрических сетях, уровень сопротивления изоляции которых невысок, а емкость значительна, применение приборов защитного отключения с КХ затруднительно, а в ряде случаев даже невозможно [Л. 3]. Для выяснения причин проведем анализ выражения КХ [Л. 2]:

$$r'_{y.o} = \frac{r_{\Sigma} r_{\Sigma_{кр}}}{r_{\Sigma} - r_{\Sigma_{кр}}} \quad (2)$$

где $r_{\Sigma_{кр}}$ — предельное отключающее сопротивление изоляции между фазами сети и землей.

Для определения области применения приборов с КХ найдем величину $r_{\Sigma_{кр}}$. Полагая $r_{\Sigma} = \infty$, из (2) получаем:

$$r_{\Sigma_{кр}} = r'_{y.o}(\infty), \quad (3)$$

где $r'_{y.o}(\infty)$ — предельное наименьшее отключающее сопротивление утечки (соответствующее $r_{\Sigma} = \infty$).

Из полученного выражения видно, что величина отключающего сопротивления изоляции прибора с КХ автоматически определяется отключающим сопротивлением утечки, на которое он настраивается. Так, если для обеспечения электробезопасности отключающее сопротивление однофазной утечки для не обладающих емкостью сетей напряжением 380 в принимают равным 3,5 ком, то отключающее сопротивление изоляции будет равно 10,5 ком на фазу. Такое значение отключающего сопротивления изоляции не оправдывается необходимостью обеспечения электробезопасности, так как при нормируемом быстродействии защитного отключения безопасность достигается и при меньших значениях сопротивления изоляции. Это положение еще больше усугубляется при выборе уставок защиты для сетей, обладающих большой емкостью относительно земли (более 0,5 мкф на фазу). Величина отключающего сопротивления однофазной утечки в этом случае

$$r'_{y.o} = U_{\phi} / I_{д.б}.$$

где U_{ϕ} — фазное напряжение сети.

При существующих нормах, согласно которым значение длительного безопасного тока $I_{д.б}$ принимается равным 25 ма, величина $r'_{y.o}$ для сетей напряжением 380 в принимается равной 8,8 ком. Если принять $I_{д.б} = 10$ ма, то $r'_{y.o}$ возрастает до 22 ком. Настраиваемые таким образом приборы защитного отключения с КХ будут иметь очень высокие отключающие сопротивления изоляции $r_{\Sigma_{кр}}$: в первом случае 26,4, а во втором — 66,0 ком на фазу. Сети, изоляция которых равна или ниже указанных пределов, будут выводиться из эксплуатации защитным отключением, хотя это и не оправдывается требованием электробезопасности.

Последнее обстоятельство привело к созданию приборов с деформированными характеристиками (ДХ), для которых (3) превращается в неравенство. Последнее целесообразно рассматривать только в виде:

$$r_{\Sigma_{кр}} < r'_{y.o}(\infty). \quad (4)$$

При выполнении этого неравенства становится возможным осуществить защитное отключение в сетях, сопротивление изоляции которых ниже отключающего сопротивления утечки, определяемого требованиями электробезопасности. Известно, что приборами с ДХ считаются те, для которых соотношение (1) не соблюдается. Однако, как будет показано далее, возможно создание приборов защитного отключения, отключающие сопротивления которых удовлетворяют одновременно (1) и (4). Поэтому в качестве основного отличия приборов с ДХ необходимо принять условие (4).

Таким образом, защитная характеристика реле утечки оказывается деформированной, если равенство (3) превратится в неравенство (4). Деформирование защитных характеристик в известных приборах осуществляется повышением чувствительности их к несимметричным утечкам. Достигается это за счет того, что через реагирующий орган измерительной схемы, обладающий свойствами приборов с КХ, дополнительно пропускают некоторое значение тока, пропорционального напряжению нулевой последовательности.

Увеличение емкости сети при одном и том же значении сопротивления утечки ведет с одной стороны к увеличению тока через сопротивление утечки (тело человека), а с другой — к уменьшению напряжения нулевой последовательности и, следовательно, к уменьшению уставки прибора по отключающему сопротивлению утечки. Понятно, что для обеспечения электробезопасности уставку отключающего сопротивления этих приборов необходимо выбирать по максимально возможному в эксплуатации значению емкости. При меньших значениях емкости всегда будут неоправданные условия электробезопасности отключения. Поэтому возникает необходимость в создании приборов защитного отключения с ДХ, отключающие сопротивления которых при увеличении емкости сети изменялись бы в нужном (по соображениям электробезопасности) направлении [Л. 1] или хотя бы оставались неизменными. Ниже рассмотрен один из возможных путей решения этой задачи.

Низкое сопротивление тела горнорабочего, обусловленное повышенной влажностью рудничной атмосферы и наличием

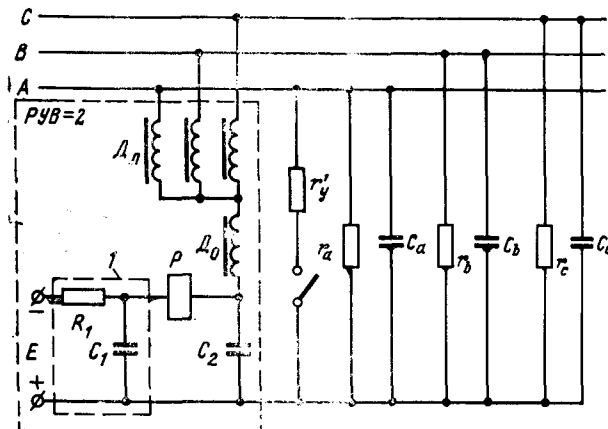


Рис. 2. Принципиальная схема прибора РУВ-2, присоединенного к электрической сети.

1 — искусственно введенный четырехполосник; r_a, r_b, r_c — активное сопротивление изоляции фаз сети; C_a, C_b, C_c — емкость фаз сети.

в ней токопроводящей пыли, позволяет принять в качестве признака прикосновения к токоведущей части скачкообразное изменение сопротивления между фазами сети и землей. Такое изменение сопротивления должно вызвать в оперативной цепи реле утечки переходный процесс. Поэтому отключающие сопротивление прибора защитного отключения при скачкообразном изменении сопротивления между фазами сети и землей, имеющем место при прикосновении человека к токоведущим частям, и при медленном, которое обусловлено естественными факторами, будут различными. Таким образом, в принципе возможно с помощью переходных процессов реализовать условие (4). Понятно, что защитная характеристика прибора, использующего переходный процесс, должна быть стабильной и соответствовать требуемой [Л.1].

Исследованиями установлено, что решить эти задачи можно при искусственном введении в оперативную цепь прибора защитного отключения типа РУВ-2 (рис. 2) Г-образного четырехполюсника, составленного из конденсатора C_1 и активного сопротивления R_1 .

Рассмотрим работу прибора РУВ-2 при введении в его оперативную цепь Г-образного четырехполюсника. Для этого определим выражение тока через реагирующий орган прибора от источника оперативного напряжения. Для простоты и наглядности расчетов параметрами элементов фильтра присоединения (дросели D_1 , D_0 и конденсатор C_2), а также величиной сопротивления реагирующего органа пренебрегаем. Целесообразность таких допущений с точки зрения поставленной задачи не вызывает сомнений.

Определим ток через реагирующий орган прибора при прикосновении человека к фазе сети. Используя общеизвестные методы расчета переходных процессов, из схемы (рис. 2) при принятых допущениях находим:

$$i_p = \frac{E}{R_1 + R_c} \left\{ 1 + \frac{r_{\Sigma} \left[R_c - \frac{(R_c + R_1) C_1}{C_1 + C_{\Sigma}} \right]}{r'_{y.o} (r_{\Sigma} + R_1)} \times \right. \\ \left. \times e^{\frac{(R_c + R_1) t}{(C_1 + C_{\Sigma}) R_c R_1}} \right\},$$

где

$$R_c = \frac{r_{\Sigma} r'_{y.o}}{r_{\Sigma} + r'_{y.o}}; \quad r_{\Sigma} = \frac{r_a r_b r_c}{r_a r_b + r_a r_c + r_c r_b}; \quad C_{\Sigma} = C_a + C_b + C_c.$$

Из полученного выражения видно, что для исключения влияния емкости сети C_{Σ} на отключающие сопротивления необходимо, чтобы $C_1 \gg C_{\Sigma}$. Тогда полученное выражение можно представить в виде:

$$i_p = \frac{E}{R_1 + R_c} \left\{ 1 + \frac{(r_{\Sigma} - R_c) R_1}{(r_{\Sigma} + R_1) R_c} e^{-\frac{(R_c + R_1) t}{C_1 R_1 R_c}} \right\}. \quad (5)$$

Пусть в качестве измерительного органа прибора используется пороговое устройство, реагирующее на максимум тока i_p . Из (5) видно, что максимум последнего наступает при $t=0$.

Найдем выражение защитной характеристики $r'_{y.o} = f(r_{\Sigma})$.

Из выражения максимума тока i_p при $r'_{y.o} = r'_{y.o}$ и $i_{p \max} = I_{сраб}$ после преобразований имеем:

$$\frac{E}{I_{сраб}} \left[\frac{r_{\Sigma} + r'_{y.o}}{(r_{\Sigma} + R_1) r'_{y.o}} \right] = 1. \quad (6)$$

Преобразуем полученное выражение к виду, удобному для анализа. Для этого исключим из него члены, определяемые параметрами реле утечки, выразив их через характерные точки защитной характеристики.

Так, полагая $r'_{y.o} = \infty$ и $r_{\Sigma} = r_{\Sigma \text{кр}}$, из (6) определяем:

$$\frac{E}{I_{сраб}} = R_1 + r_{\Sigma \text{кр}}. \quad (7)$$

Рассматривая другую характерную точку с координатами $r'_{y.o} = r'_{y.o}(\infty)$ и $r_{\Sigma} = \infty$, из (6) находим:

$$R_1 = r'_{y.o}(\infty) - r_{\Sigma \text{кр}}. \quad (8)$$

Совместное решение уравнений (6), (7) и (8) дает:

$$r'_{y.o} = \frac{r_{\Sigma} r'_{y.o}(\infty)}{r_{\Sigma} - r_{\Sigma \text{кр}}}. \quad (9)$$

Введем в рассмотрение коэффициент степени деформации защитной характеристики:

$$K_d = \frac{r'_{y.o}(\infty)}{r_{\Sigma \text{кр}}}. \quad (10)$$

Выражение защитной характеристики (9) с учетом коэффициента K_d можно привести к виду:

$$r'_{y.o} = \frac{r_{\Sigma} r_{\Sigma \text{кр}} K_d}{r_{\Sigma} - r_{\Sigma \text{кр}}}. \quad (11)$$

Из сравнения выражений защитных характеристик (2) и (11) видно, что введение четырехполюсника привело к изменению отключающих сопротивлений утечки $r'_{y.o}$ в K_d раз. Из (8) и (11) легко установить, что отключающие сопротивления утечки при использовании переходных процессов увеличиваются. Поэтому защитная характеристика прибора РУВ-2 при введении в его оперативную цепь Г-образного четырехполюсника окажется деформированной. Анализ выражения (10) показывает, что значение коэффициента степени деформации защитной характеристики при соблюдении неравенства (4) лежит в пределах

$$\infty > K_d > 1.$$

При $K_d = 1$ защитная характеристика окажется канонической, а когда $K_d = \infty$ — наиболее деформированной.

При разработке реле утечки величины $r'_{y.o}(\infty)$ и $r_{\Sigma \text{кр}}$ определяют из соображений электробезопасности. Величина $r'_{y.o}(\infty)$ для сетей с большой емкостью, как было указано ранее, определяется их напряжением и значением длительного безопасного тока $I_{дб}$, а $r_{\Sigma \text{кр}}$ — кратковременным безопасным током. Выбором этих величин и определится требуемая степень деформирования защитной характеристики. Зная величину K_d , легко определить требуемые параметры реле утечки. Величина тока срабатывания реагирующего органа $I_{сраб}$ прибора обычно считается заданной. Необходимые значения источника оперативного напряжения и сопротивления R_1 определяются из выражений (7) и (8). Изменяя лишь эти две величины, можно получить защитную характеристику прибора РУВ-2 теоретически с любой степенью деформации. Влияние емкости сети при этом легко исключается соблюдением условия $C_1 \gg C_{\Sigma}$.

Полученные выводы проиллюстрируем числовым расчетом. Пусть нам заданы величины отключающих сопротивлений утечки $r'_{y.o}(\infty)$ и изоляции $r_{\Sigma \text{кр}}$ соответственно 8,8 и 1,0 ком, а ток срабатывания прибора $I_{сраб}$ примем равным 10 ма. Тогда из (7) и (8) находим, что $R_1 = 7,8$ ком, $E = 88$ в. Коэффициент степени деформации защитной характеристики определяем из (10): $K_d = 8,8$.

Деформированная защитная характеристика прибора РУВ-2, построенная по выражению (10), для рассмотренного выше случая приведена на рис. 1 (кривая 3).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тонкошкур Л. С. Совершенствование принципов защиты от утечек в электрических сетях. — «Изв. вузов. Горный журнал», 1963, № 10.
2. Лейбов Р. М. Утечки в шахтных электрических сетях. М., «Углетехиздат», 1952.
3. Тонкошкур Л. С. Защита от утечек в электрических сетях с большой емкостью. — В кн.: Электробезопасность на предприятиях горнодобывающей промышленности. М., «Недра» 1965.

[29.11.1972]



Грозоупорность подстанций при прямом ударе молнии в молниеотвод

Канд. техн. наук Е. Я. РЯБКОВА
Московский энергетический институт

Использование заземлителя подстанции для заземления стержневых молниеотводов связано с появлением потенциала на заземленных частях и возможности обратного перекрытия изоляции оборудования с корпуса на токоведущие части установки.

При определении вероятности таких обратных перекрытий необходимо знать опасные значения параметров молнии (амплитуды и крутизны волны тока) для изоляции оборудования подстанции данного номинального напряжения [Л. 1].

Для этого вольт-амперные характеристики $U=f(I_m)$, т. е. зависимости потенциала на заземлителе в момент амплитуды тока $U=I_m Z_{\text{г}}$ от ее величины, при разных длинах фронта волны тока, сопоставляются с импульсной прочностью изоляции оборудования (рис. 1). Так как максимум волны напряжения на заземлителе из-за наличия индуктивности опережает максимум волны тока [Л. 2], сопоставление проводится с испытательным напряжением при полной волне.

Из приведенной таблицы видно, что превышение максимума потенциала заземлителя над потенциалом в момент амплитуды тока K растет с увеличением размера заземлителя \sqrt{S} . Однако одновременно с этим уменьшается длина фронта волны напряжения и длительность воздействующего на изоляцию напряжения, близкого к U_m . Параметры в таблице даны для фронта волны тока $\tau_r=6$ мксек.

При определении опасных параметров с приближением в сторону запаса принимается, что напряжение на изоляции оборудования равно полному потенциалу заземлителя, т. е. не учитывается снижение потенциала заземлителя по мере уда-

Заземлитель — сетка из ячеек 10.10 м ²	\sqrt{S} , м	ρ , $\Omega \cdot \text{мм}$	Фронт волны и напряжения τ_m , мксек	$K = \frac{U_m}{U_{I_m}}$ при $I_m = 100 \text{ кА}$
Без вертикальных электродов	20	500	5	1
		250	4	1,04
	40	500	3	1,03
		250	3	1,10
	80	500	2	1,22
		250	2	1,32
С вертикальными электродами ($l=8 \text{ м}$, $n=16$ шт.)	80	500	2	1,28
		250	2	1,35

ления от места ввода тока, а также и некоторый коэффициент связи между ошиновкой ОРУ и заземлителем.

По точкам пересечения вольт-амперных характеристик заземлителей (рис. 1) с горизонтальными прямыми, соответствующими испытательному напряжению изоляции оборудования подстанций 35 и 110 кВ, определяются опасные значения

амплитуды тока I_m и соответствующая ему крутизна $a = \frac{I_m}{\tau}$

при разных длинах фронта волны тока. На рис. 2 приводятся кривые опасных параметров $a=f(I_m)$ для подстанций 35 и 110 кВ при заземлителях — сетках с $\sqrt{S}=80 \text{ м}$ в грунтах с удельным сопротивлением до $\rho=1000 \Omega \cdot \text{м}$.

По кривым вероятности значений амплитуды $I_m=f(P_i)$ и крутизны $a=f(P_a)$ тока молнии [Л. 3] находятся вероятности опасных параметров P_i и P_a . По площади, ограниченной кривой вероятности опасных значений тока и крутизны $P_a=f(P_i)$, определяется вероятность P появления на заземлителе потенциала, опасного для изоляции оборудования при всех возможных сочетаниях опасных параметров тока и крутизны.

Общее число поражений молнией молниеотводов подстанции составит: $N=mS'$, где m — поражаемость одного квадрат-

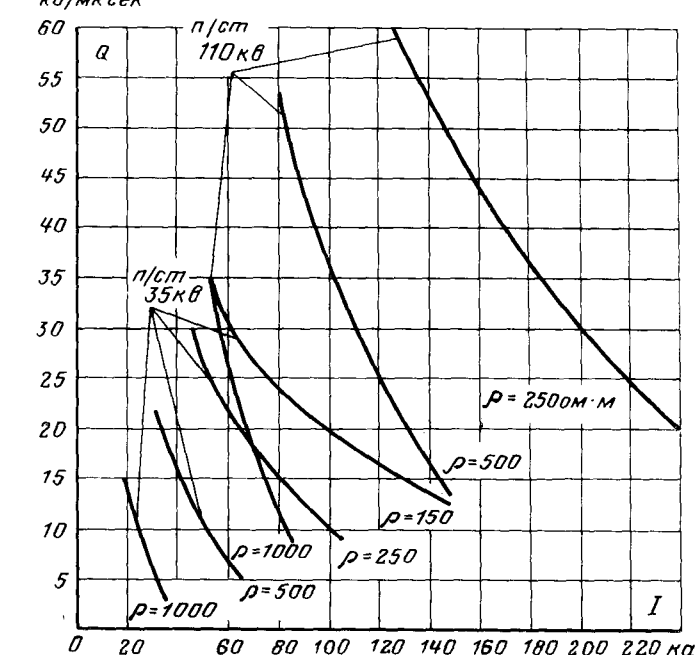


Рис. 2. Кривые опасных параметров волны тока молнии для подстанций 35 и 110 кВ при заземлителях — сетках размером $\sqrt{S}=80 \text{ м}$.

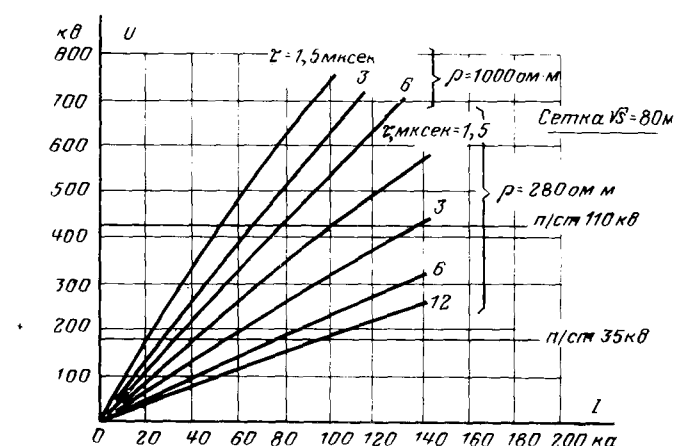
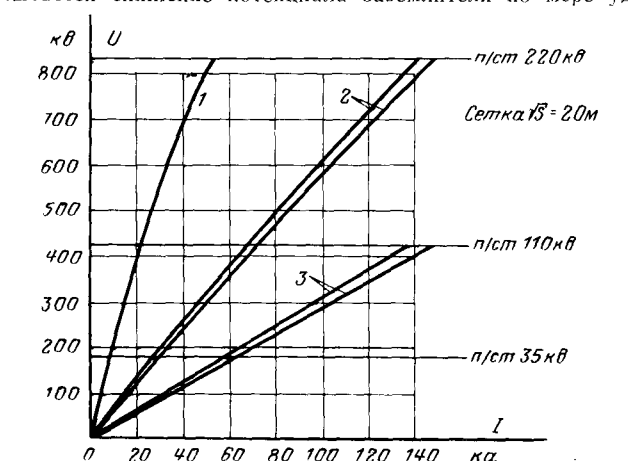


Рис. 1. Вольт-амперные характеристики заземлителей — сеток размером $\sqrt{S}=20$ и 80 м .
1 — $\rho=900 \Omega \cdot \text{м}$, $\tau=1,5$; 3 и 6 мксек; 2 — $\rho=280 \Omega \cdot \text{м}$; $\tau=3$ и 6 мксек;
3 — $\rho=141 \Omega \cdot \text{м}$, $\tau=3$ и 6 мксек.

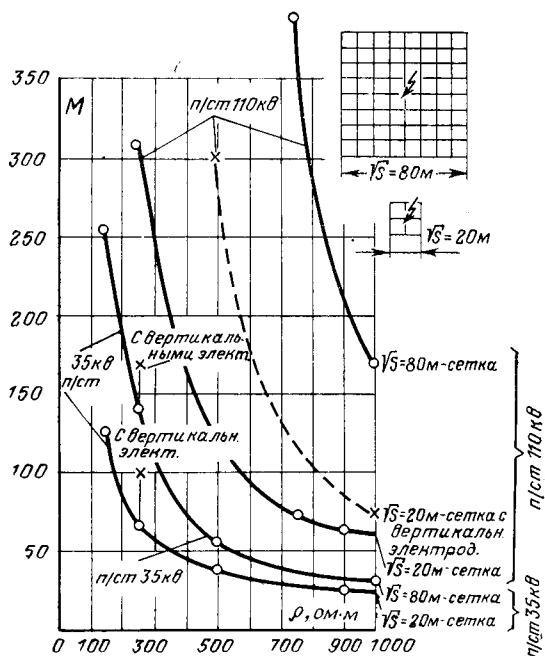


Рис. 3. Зависимость показателя грозоупорности M подстанций при прямых ударах молнии в молниеотвод от удельного сопротивления грунта для подстанций 35 и 110 кВ с размером заземлителей $\sqrt{S}=20$ и 80 м.

ного километра за грозовой сезон; S' — площадь, с которой собираются удары молнии в молниеотводы.

Число опасных ударов за грозовой сезон

$$n = NP.$$

Отсюда получим показатель грозоупорности подстанции при прямых ударах молнии или число лет ее работы с одним опасным ударом:

$$M = \frac{1}{n} = \frac{1}{NP}.$$

На рис. 3 приводятся зависимости показателя грозоупорности подстанций 35 и 110 кВ от удельного сопротивления грунта при заземлителях — сетках размером $\sqrt{S}=20$ и 80 м без вертикальных электродов (сплошные кривые) и с вертикальными электродами (пунктирная кривая и две точки). При построении кривых было принято:

$$S' \approx (\sqrt{S} + 6h)^2, \text{ м}^2; h = 20 \text{ м}; m = 3.$$

Из кривых рис. 3 видно, что увеличение удельного сопротивления грунта резко снижает показатель грозоупорности подстанций. При одних и тех же условиях грунта и размерах заземлителя грозоупорность подстанций 110 кВ значительно выше, чем подстанции 35 кВ.

Задавая необходимой величиной показателя грозоупорности подстанций 35 и 110 кВ, можно выяснить, при каких размерах заземлителя и до какого удельного сопротивления грунта допустимо использование заземлителя подстанции для заземления молниеотводов.

Если необходимый показатель грозоупорности M не может быть обеспечен при использовании заземлителя подстанции при данном удельном сопротивлении грунта, следует выполнять для молниеотводов обособленные заземлители, электрически не связанные с заземлителем подстанции. Потенциал на таком обособленном заземлителе молниеотвода может быть выше, чем на заземлителе подстанции, так как он не ограничивается величиной импульсной прочности изоляции оборудования. Но в то же время этот потенциал не должен превышать пробивного напряжения по земле и по воздуху между отдельно стоящим молниеотводом и его заземлителем до ОРУ подстанции и ее заземлителя.

Для заземления отдельно стоящего молниеотвода следует использовать сосредоточенный заземлитель (из одного или двух, трех вертикальных электродов, объединенных полосой), как наиболее эффективно отводящий ток молнии и занимающий наименьшую площадь, что позволяет лучше использовать

защитную зону молниеотвода. При этом максимальный потенциал на таком заземлителе будет определяться только амплитудой тока молнии и не зависеть от его крутизны. Поэтому при необходимом показателе грозоупорности M вероятность опасного удара будет и вероятностью опасного тока:

$$P = P_i = \frac{1}{MN}.$$

По найденной вероятности P_i определяется амплитуда опасного тока I , по которой и рассчитывается импульсное сопротивление сосредоточенного заземлителя и определяются необходимые расстояния в метрах по земле (S_a) и по воздуху (S_b):

$$S_a \geq \frac{I z_n}{E_s} = \frac{I z_n}{500};$$

$$S_b \geq \frac{I z_n + a L h'}{E_s} = \frac{I z_n}{500} + 0,1 h'.$$

Здесь E_s , E_n — средние разрядные напряженности в земле и в воздухе, кВ/м; $a=30$ кВ/мксек — средняя крутизна тока молнии; $L=1,7$ мкГн/м — индуктивность молниеотвода; h' — высота над землей точки молниеотвода с наикратчайшим расстоянием до ОРУ подстанции, м.

Пример. Рассмотрим условия для осуществления защиты от прямых ударов молнии с показателем грозоупорности $M = \frac{1}{n} = 50$ небольшой подстанции 35 кВ одним отдельно стоящим молниеотводом. Высота молниеотвода $h=25$ м, заземлитель молниеотвода — вертикальный электрод $l=10$ м, удельное сопротивление грунта $\rho=750$ Ом·м, $m=3$.

Число поражений молниеотвода за грозовой сезон

$$N \approx m S' = m \pi (3,5h)^2 \cdot 10^{-6} = 0,072.$$

Вероятность опасного поражения

$$P = \frac{1}{MN} = 0,28.$$

По кривой вероятности токов молнии $I_m = f(P_i)$ это соответствует опасному току $I \geq 30$ кА.

По величине опасного тока $I=30$ кА определяется импульсное сопротивление вертикального электрода $l=10$ м.

Радиус искровой зоны или фиктивный радиус электрода r_ϕ найдем из уравнения:

$$E_{пр} = j\rho = \frac{I}{2\pi l r_\phi} \rho,$$

где $E_{пр}=1000$ кВ/м — пробивная напряженность грунта при $\rho=750$ Ом·м,

отсюда получим:

$$r_\phi = \frac{I\rho}{2\pi l E_{пр}} = 0,36 \text{ м}.$$

Импульсное сопротивление заземлителя

$$Z_n \approx \frac{\rho \cdot 2,3}{2\pi l} \lg \frac{2l}{r_\phi} \approx 48 \text{ Ом}.$$

Потенциал на заземлителе молниеотвода при $I=30$ кА

$$U = I z_n.$$

Расстояние по земле между заземлителем молниеотвода и заземлителем подстанции должно быть

$$S_a \geq \frac{U}{E_s} = 4,8 \text{ м}.$$

Расстояние по воздуху между молниеотводом и ОРУ подстанции при $h'=10$ м

$$S_b \geq \frac{U + a L h'}{E_s} = 3,9 \text{ м}.$$

Очевидно, что при желании сократить требуемые расстояния S_a и S_b следует уменьшить импульсное сопротивление заземлителя молниеотвода, например, путем увеличения длины электрода более 10 м или числа вертикальных электродов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Под общ. ред. Д. В. Разевига. Техника высоких напряжений. М., Госэнергоиздат, 1963.
2. Рябкова Е. Я. Импульсные характеристики заземлителей подстанций. — «Электричество», 1973, № 3.
3. Долгинов А. И. Техника высоких напряжений в электроэнергетике. М., «Энергия», 1968.

[29.11.1972]

Повышение точности прогнозирования технического состояния электрических устройств

Л. Л. ЛЕЙМОНТ, И. Г. НИДЕККЕР, Е. Е. БРОДЕЦКАЯ
Москва

Как было показано в [Л. 1], при разложении случайного процесса по характеристическим составляющим собственные значения и собственные функции находятся по всей предыстории случайного процесса изменения контрольного параметра $\xi(t)$, $t \in [0, T_1]$, а C_k по близлежащим к области прогноза известным его значениям $t \in [T_0, T_1]$ (рис. 1). Исследования показали, что при рассмотрении реальных процессов изменения контрольных параметров технических устройств ошибка прогнозирования ε в значительной степени зависит от длины используемой предыстории, величины известных значений процесса $\xi(t)$, прилегающих к области прогноза $t \in [T_0, T_1]$ и используемых для определения C_k , длины шага прогнозирования $t \in [T_1, T_2]$.

В целях совершенствования предложенного в [Л. 1] способа прогнозирования значений контролируемых параметров электрических устройств и систем был разработан алгоритм для ЦВМ, позволяющий определять оптимальные значения величин $[n_1, n_2]$, $[T_0, T_1]$ и $[T_1, T_2]$.

Постановка задачи. Пусть прогнозируется процесс изменения контрольного параметра, относящийся к классу случайных функций общего вида. Прогноз осуществляется способом, изложенным в [Л. 1]. Требуется определить алгоритм для выбора оптимального промежутка $[T_0, T_1]$, на котором определяется C_k ; интервала $[T_1, T_2]$, на котором определяется t наиболее хорошо с точки зрения заданной точности прогноза; оптимальной предыстории с точки зрения минимизации ошибки предсказания.

Алгоритмическое решение задачи. Ввиду того, что процессы изнашивания и старения электрических устройств относятся к классу необратимых, на определенном этапе экстраполирования увеличение предыстории не вносит новой информации об этом процессе, а в момент n_2 даже ухудшает прогноз. Этот факт позволяет построить не только доверительный интервал прогноза, но и выявить закономерность изменения самих границ доверительного интервала. Выявление закономерности изменения ошибки с течением времени (от используемой предыстории) позволяет более тщательно контролировать параметр, а значит, во многих случаях избежать либо сигнала ложной тревоги, либо наоборот ложного «благополучия».

На рис. 2 представлена программа решения сформулированной задачи. Прогноз идет на интервале $[T_1, T_2]$, причем добавление предыстории от n_1 до n_2 дает динамический ряд $\varepsilon_{n_1}, \varepsilon_{n_2}, \dots, \varepsilon_{n_k}$. В качестве доверительного интервала использована величина [Л. 2]:

$$\varepsilon \approx \frac{1}{[2/3(T_2 - T) - l - 1]} \sum_{i=l+1}^{2/3(T_2 - T)} [\xi_{ист}(t_i) - \xi^*_{пр}(t_i)]^2.$$

После получения динамического ряда заканчивается процесс «обучения», в результате которого определяется «оптимальная», с точки зрения точности, предыстория.

Определение оптимального количества предсказываемых точек, вообще говоря, большого значения не имеет, ибо всегда можно начать с одной или небольшого их количества, при котором значительное увеличение ошибки маловероятно. Как видно из алгоритма, после предсказания t точек они тут же включаются в предысторию. Чтобы величина предыстории оставалась неизменной, т. е. «оптимальной», происходит отбрасывание t точек из начала предыстории.

Если при прогнозировании нас интересует лишь вопрос, изменилось или не изменилось техническое состояние системы или устройства, то, исследуя разность предсказанного $\xi^*_{пр}$ и

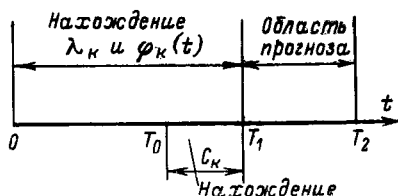


Рис. 1.

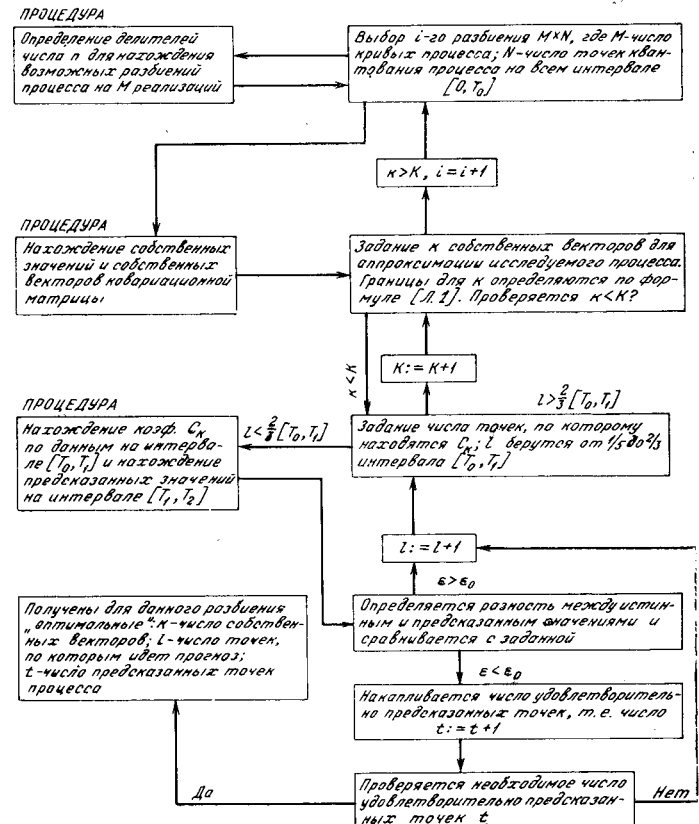


Рис. 2.

истинного $\xi_{ист}$ значений контрольного параметра $\Delta \xi = \xi_{ист} - \xi^*_{пр}$ и если $\Delta \xi = \pm 2E \pm \{2\varepsilon\}$, то считаем, что состояние системы не изменилось. Напомним, что E — среднеквадратическая ошибка разложения по характеристическим составляющим.

Пример. Исследовался нестационарный случайный процесс изменения контролируемого параметра, разбитый на 10^3 точек. При осуществлении прогнозирования значений процесса по предлагаемой программе последовательно прибавлялись 24 точки и сравнивались значения предсказанные и истинные.

На рис. 3 приведена зависимость ошибки прогнозирования от числа точек используемой предыстории процесса $\varepsilon = f(n)$. Как видно, ошибка прогноза вначале резко уменьшается, а при использовании предыстории выше какой-то «оптимальной» ($n \geq 576$) начинается медленное ухудшение точности экстраполирования. При дальнейшем увеличении используемой предыстории (начиная с $n = 792$) наблюдается резкое ухудшение прогноза.

Исследование процессов другого характера показало, что после достижения «оптимальной» предыстории точность экстраполирования, если и не ухудшается, то во всяком случае увеличения точности не дает. Совершенно очевидно, что использование лишней предыстории в этом случае тем плохо,

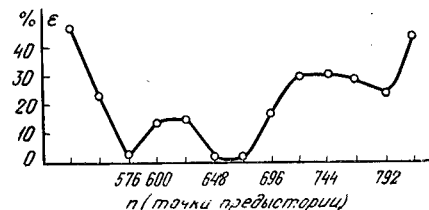


Рис. 3.

то увеличивает потребляемое время ЦВМ и расширяет необходимый объем памяти.

Выводы. 1. Разработанная программа позволяет существенно повысить достоверность прогнозирования технического состояния электрических устройств путем изъятия определенного объема «старой» («устаревшей») предыстории.

2. Результаты исследования дают возможность не допустить увеличения времени расчетов на ЦВМ при прогнозировании, ибо из памяти машины изымается часть информации.



Прибор для измерения постоянного тока в высоковольтных установках

В. И. ШАРОВ

Москва

Одним из наиболее простых устройств, которое можно использовать для измерения постоянного тока с обеспечением адекватного уровня изоляции выходной цепи от высокого напряжения, является магнитный усилитель [Л. 1]. Применение магнитного усилителя в схеме измерения постоянного тока основано на законе равенства ампер-витков переменного и постоянного тока. В связи с этим для измерения постоянных токов большой величины часто используют иные принципы построения измерительных устройств. При этом, как правило, эти устройства основаны на измерении тем или иным способом создаваемого током проводом магнитного потока либо индукции в магнитопроводе.

К таким устройствам можно отнести, например, устройства, выполненные на датчиках Холла. Однако практически осуществленные подобные устройства [Л. 2], хотя и обладают высокой точностью преобразования, характеризуются чрезмерно большими габаритами и весом магнитопровода. Кроме того, при использовании этих устройств в схемах автоматики или автоматического регулирования требуется многократное усиление выходного сигнала.

Значительно лучшими показателями в этом отношении обладают устройства, осуществляющие измерение магнитного потока с помощью дросселей насыщения. Такое устройство было разработано во Всесоюзном заочном институте железнодорожного транспорта для перевода щитовых килоамперметров тяговых подстанций постоянного тока на низкое напряжение.

К измерительному устройству в этом случае предъявляются следующие основные требования: обеспечение погрешности измерения в пределах 1,5% при изменении тока от нуля до максимального значения, определяемого шкалой килоамперметра, обеспечение надежной изоляции измерительной цепи от высокого напряжения, монтаж и демонтаж измерительного устройства без разрыва силовой цепи. В отношении быстродействия и формы кривой вторичного тока, учитывая, что устройство работает на магнитоэлектрический измерительный прибор, особых требований в этом случае не ставилось.

Принципиальное конструктивное выполнение устройства показано на рис. 1. Сердечник 1 дросселя насыщения включен последовательно в цепь охватывающего шину 2 магнитопровода 3, имеющего рассредоточенные воздушные зазоры 4, которые обеспечивают линейную зависимость магнитного потока Φ_d от тока I_d , т. е.

$$\Phi_d = k I_d,$$

где k — коэффициент пропорциональности, зависящий от суммарной длины воздушных зазоров и сечения магнитопровода.

Обмотки 5 дросселя насыщения выполнены двумя параллельно и согласованно включенными секциями, симметрично расположенными на тех участках сердечника, которые непосредственно не примыкают к магнитопроводу.

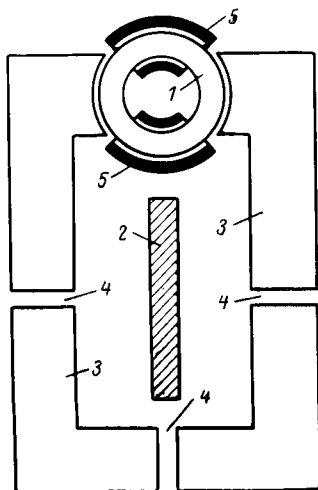


Рис. 1.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Леймонт Л. Л., Бродецкая Е. Е. Прогнозирование значений контрольных параметров электрических устройств. — «Электричество», 1972, № 3.
2. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М., «Наука», 1964.

[6.12.1972]

УДК 621.317.31.014.33.084

Поскольку магнитопровод имеет воздушные зазоры, конструкция всего устройства легко может быть выполнена разборной, что позволяет устанавливать его на шину без разрыва силовой цепи. Для получения надежной изоляции измерительной цепи от высокого напряжения между шиной и магнитопроводом помещается заземленный экран, изолированный от шины на полное рабочее напряжение, а цепь измерительного прибора заземляется.

Принципиальная электрическая схема, поясняющая работу устройства, приведена на рис. 2, а. Анализируя работу этой схемы, будем считать, что дроссель насыщения обладает идеальными характеристиками, т. е. кривая намагничивания сердечника — прямоугольная, а потери и рассеивание отсутствуют. Работа устройства при измерении тока шины в этом случае будет протекать следующим образом.

Обмотки дросселя насыщения последовательно с добавочным сопротивлением R подключены к источнику переменного напряжения U_{\sim} . Так как обмотки включены согласованно, то в течение одного полупериода питающего напряжения переменный магнитный поток Φ для одной из обмоток совпадает по направлению с потоком Φ_d , а для другой — направлен в противоположную сторону.

Таким образом, в течение одного полупериода создаются условия для насыщения участка сердечника дросселя насыщения с одной из обмоток, а в течение следующего полупериода — для участка сердечника с другой обмоткой. Так как обмотки соединены параллельно и напряжения на них должны быть одинаковы, то как только магнитный поток для одной из обмоток достигнет величины Φ_s , соответствующей насыщению, и напряжение на этой обмотке станет равным нулю, магнитный поток, связанный с другой обмоткой, перестанет изменяться, и напряжение на ней станет также равным нулю.

При отсутствии магнитного потока Φ_d максимальное изменение потока Φ в сердечнике и максимальное напряжение на дросселе насыщения соответственно составляют:

$$\Delta\Phi_{\max} = 2\Phi_s;$$

$$U_{d, \max} = U_s = 4f\Phi_s w \cdot 10^{-8}.$$

Легко убедиться, что при наличии в магнитопроводе потока Φ_d , создаваемого измеряемым током, для максимального изменения потока Φ в сердечнике и напряжения на дросселе соответственно получим:

$$\Delta\Phi = 2\Phi_s - \Phi_d; \quad U_{d, \min} = U_s - 2f\Phi_d w \cdot 10^{-8}.$$

Если взять среднее за период напряжение питания неизменным и равным U_s , то напряжение на сопротивлении R будет иметь значение

$$U_R = U_s - U_{d, \min} = 2f\Phi_d w \cdot 10^{-8}.$$

Таким образом, среднее значение напряжения на сопротивлении, а следовательно, и ток в цепи дросселя прямо про-

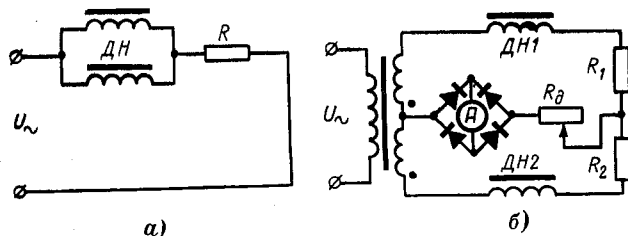


Рис. 2.

порциональны потоку Φ_d , а при линейной характеристике магнитопровода и току I_d .

Изменение полярности измеряемого тока не отражается на работе устройства, т. е. данная схема, как и схема обычного магнитного усилителя, является неполярной.

Однако по сравнению с обычным магнитным усилителем в рассматриваемом устройстве отклонение напряжения питания от значения U_s оказывает существенное влияние на результат измерения, увеличивая ток холостого хода или ширину зоны нечувствительности.

Главное отличие рассматриваемого устройства от обычного магнитного усилителя состоит в том, что оно непосредственно измеряет не намагничивающую силу, создаваемую измеряемым током, а величину создаваемого им в магнитопроводе магнитного потока. При этом н. с. обмоток дросселя насыщения, как это следует из уравнений, определяющих работу устройства, не связана с н. с. создаваемой измеряемым током, и минимальное значение ее ограничивается лишь требуемой величиной мощности в выходной цепи либо условиями насыщения сердечника.

Недостатком рассмотренной выше схемы включения дросселя насыщения является необходимость в источнике питания со стабилизированным напряжением, а также наличие тока холостого хода. Поэтому более целесообразным является применение дифференциальной схемы, которая не требует стабилизированного напряжения и в которой наличие тока холостого хода не отражается на точности измерения. Один из возможных вариантов такой схемы представлен на рис. 2,б.

В схеме на рис. 2,б сердечник одного из дросселей насыщения включен последовательно в цепь магнитопровода, а другой работает без подмагничивания и расположен в блоке питания и регулировки вместе с трансформатором, выпрямителем и сопротивлениями. Оба дросселя в данной схеме имеют одинаковые вольт-амперные характеристики, т. е. их намагничивающие токи при одинаковых напряжениях и отсутствии подмагничивания должны быть равны. Вторичные обмотки трансформатора включаются согласованно (начала обмоток отмечены точкой), а вторичное напряжение выбирается так, чтобы при известных пределах изменения питающего напряжения имело место неравенство:

$$U_{2\text{min}} > U_s.$$

В этом случае зона нечувствительности будет отсутствовать, и ток через измерительный прибор, определяемый разностью токов через дроссели, не будет зависеть от колебаний напряжения питания.

Рассмотрим работу схемы, считая, что сердечники дросселей имеют прямоугольную кривую намагничивания. Будем также считать, что характеристики дросселей одинаковы и при отсутствии измеряемого тока их насыщение происходит одновременно. Кроме того, примем, что сопротивления обмоток трансформатора и обоих дросселей учтены соответственно сопротивлениями R_1 и R_2 , причем $R_1 = R_2 = R$.

Если пренебречь падением напряжения в цепи измерительного прибора, схема работает следующим образом.

Вначале оба дросселя не насыщены, и токи в их цепях при принятых допущениях равны нулю. Затем дроссель ДН1, сердечник которого включен в цепь магнитопровода, насыщен, а дроссель ДН2, работающий без подмагничивания, не насыщен. В течение этого времени в цепи измерительного прибора и дросселя ДН1 протекает ток, среднее значение которого определяется разностью средних значений напряжений U_{R1} и U_{R2} :

$$I_{\Pi} = \frac{U_{R1} - U_{R2}}{R} = \frac{U_2 - U_s + 2f\Phi_d\omega \cdot 10^{-8} - U_2 + U_s}{R} = \frac{2f\Phi_d\omega \cdot 10^{-8}}{R}.$$

Когда оба дросселя насыщены, в их цепях протекают равные токи

$$I = \frac{U_2 - U_s}{R},$$

и ток через прибор равен нулю.

Рассмотрим далее, как влияет на работу схемы сопротивление в цепи измерительного прибора, на котором при протекании тока создается падение напряжения $\Delta U_{\Pi} = I_{\Pi} R_{\Pi}$. Так как это падение напряжения действует согласно с напряжением питания дросселя ДН2, то дроссель ДН2 раньше перейдет в режим насыщения. Среднее значение напряжения на дросселе ДН2 в этом случае равно среднему значению ΔU_{Π} , и ток, протекающий через прибор, определяется выражением:

$$I_{\Pi} = \frac{2f\Phi_d\omega \cdot 10^{-8} - I_{\Pi} R_{\Pi}}{R + R_{\Pi}} = \frac{2f\Phi_d\omega \cdot 10^{-8}}{R + 2R_{\Pi}}.$$

Таким образом, регулировка схемы для согласования показаний прибора и значений измеряемого тока может осуществляться изменением величины добавочного сопротивления в цепи прибора; сопротивления R_1 и R_2 должны выбираться так, чтобы суммарные сопротивления в обоих плечах схемы были равны, а токи в обмотках дросселей не превышали допустимых значений.

Если учесть наличие в цепи прибора выпрямителя, то с учетом падения напряжения в выпрямителе ΔU_v выражение для тока через прибор примет вид:

$$I_{\Pi} = \frac{2f\Phi_d\omega \cdot 10^{-8} - 2\Delta U_v}{R + 2R_{\Pi}}.$$

Так как величина ΔU_v очень незначительно зависит от тока, то наличие выпрямителя создаст определенную погрешность измерения

$$\delta \approx \frac{2\Delta U_v}{U_s} 100\%.$$

Помимо погрешности от падения напряжения в выпрямителе в рассматриваемом устройстве из-за наличия воздушных зазоров в магнитопроводе имеют место погрешности, обусловленные влиянием внешних магнитных полей. Для уменьшения этих погрешностей измерительное устройство следует выполнять симметричным, включив в магнитопровод два дросселя и расположив их по обе стороны шины.

Дополнительные погрешности измерения могут иметь место в результате изменения величины воздушного зазора при установке магнитопровода на шину. Однако, учитывая, что суммарная длина воздушных зазоров для обеспечения линейной характеристики магнитопровода составляет несколько сантиметров, относительное изменение воздушного зазора при надлежащем выполнении конструкции устройства будет очень незначительным.

Погрешности, вызванные отличием кривой намагничивания сердечника дросселя от прямоугольной, наличием потерь и рассеивания, имеют такой же характер, как и у обычного магнитного усилителя, и могут подробно не рассматриваться.

При резких изменениях потока в магнитопроводе, например, при коротких замыканиях или при отключении короткого замыкания, параллельно и согласованно включенные обмотки дросселя насыщения работают как одна короткозамкнутая, что препятствует появлению в измерительной цепи опасных перенапряжений.

Лабораторные испытания опытного образца, рассчитанного на измерение тока от нуля до 4000 а и рабочее напряжение шин 4000 в, показали, что при изменении измеряемого тока в этих пределах погрешность измерения не превышает 1,4%. При этом колебания напряжения питания в пределах $\pm 10\%$ вызвали погрешность измерения, не превышающую 0,7%.

Габариты опытного образца, рассчитанного для установки на шину $2 \times 100 \times 10$ мм, составили $220 \times 125 \times 75$ мм, а вес — 2,5 кг.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гейгер В. А. Схемы магнитных усилителей. М., Госэнергоиздат, 1959.
2. Наследов Д. Н., Зотова Н. В. Прибор для измерения постоянного тока до 40 ка. — «Электричество», 1961, № 3, с. 70—73.

[26.6.1972]



ПУЧКОВСКИЙ ВЛАДИМИР ВЛАДИСЛАВОВИЧ

(К 60-летию со дня рождения)

В сентябре 1973 г. исполняется 60 лет со дня рождения крупного ученого, ведущего специалиста в области электрической изоляции, заведующего кафедрой «Техника высоких напряжений» Ивановского энергетического института имени З. И. Ленина, доктора техн. наук, проф. Владимира Владиславовича Пучковского.

Окончив в 1937 г. Уральский индустриальный институт им. С. М. Кирова, В. В. Пучковский работал в уральских энергосистемах, занимая должности инженера, руководителя группы, начальника службы грозозащиты и изоляции.

В 1950 г. В. В. Пучковским была успешно защищена кандидатская диссертация, а в 1961 г. его утвердили в ученом звании доцента.

В 1950—1961 гг. В. В. Пучковский работал в Челябинском институте механизации и электрификации сельского хозяйства заведующим кафедрой производства и распределения электрической энергии, деканом факультета, а затем проректором по учебной работе.

С 1961 г. В. В. Пучковский работает в Ивановском энергетическом институте им. В. И. Ленина. В 1966 г. он



успешно защитил докторскую диссертацию на тему «Основные закономерности влагообмена в силовых трансформаторах высокого напряжения».

В. В. Пучковский ведет большую педагогическую, учебно-методическую и научно-исследовательскую работы. Им и под его руководством выполнен ряд важных исследований по поручению энергосистем и предприятий Министерства энергетики и электрификации СССР и предприятий электротехнической промышленности. Юбиляру принадлежит более 100 научных и методических работ и изобретений в области техники высоких напряжений.

Член КПСС с 1947 г., проф. В. В. Пучковский ведет большую общественную работу. Он является членом Научно-методической комиссии по технике высоких напряжений Научно-методического совета МВ и ССО СССР по высшему электроэнергетическому образованию.

Человек высокой культуры, Владимир Владиславович пользуется заслуженным авторитетом у студентов и преподавателей вуза.

Сердечно поздравляем Владимира Владиславовича и желаем ему крепкого здоровья и новых успехов в научной, общественной и педагогической деятельности.

Группа товарищей

АРТУР АРМЕНАКОВИЧ АКОПЯН

31 марта 1973 г. после тяжелой болезни скончался крупный ученый в области высоковольтной электротехники Артур Арменакович Акопян.

Деятельность А. А. Акопяна в электротехнической промышленности началась в 1929 г. после того, как он окончил МВТУ им. Н. Э. Баумана и поступил во Всесоюзный электротехнический институт.

С именем А. А. Акопяна непосредственно связано развитие советской электропромышленности. В конце 30-х годов он провел большую работу по исследованию зон защиты молниеотводов и изучению развития разряда молнии, которая легла в основу грозозащиты линий и подстанций и широко используется до настоящего времени.

Во время Великой Отечественной войны он руководил группой Западного фронта, выполнявшей важные работы по заданию командования.

В послевоенные годы вся деятельность Артура Арменаковича была направлена на исследование внутренних перенапряжений в сетях высокого напряжения и создание электрооборудования сверхвысокого напряжения. Он явился основоположником комплексных ис-



следований электрооборудования и внутренних перенапряжений в действующих сетях высокого и сверхвысокого напряжения. За работу «Создание комплекса высоковольтного электрооборудования напряжением 400—500 кВ переменного тока» в 1961 г. Артуру Арменаковичу было присвоено звание лауреата Ленинской премии.

Акопян А. А. принимал непосредственное участие в разработке нормативов на испытание изоляции электрооборудования и руководящих указаний по защите от перенапряжений. Под его руководством были разработаны нормы испытательных напряжений электрооборудования 1200 кВ. Работы А. А. Акопяна были широко известны не только в Советском Союзе, но и за рубежом. Он сотрудничал в ряде комитетов Международной электротехнической комиссии.

Плодотворная деятельность Артура Арменаковича была отмечена правительственными наградами.

Память об А. А. Акопяне, выдающемся ученом, прекрасном человеке навсегда останется в сердцах тех, кто работал с ним и учился у него.

Группа товарищей

СОДЕРЖАНИЕ

Горский Ю. М., Новожилов М. А. — Цифро-аналого-физический комплекс для исследований АРВ синхронных генераторов	1	Карапетян М. А. — Диэлектрическая проницаемость дисперсной системы в переходном процессе установления электрического поля	65
Мельзак И. Я., Шеренцис А. Н. — Возможности увеличения длительно допустимых по нагреву токовых нагрузок проводов линий электропередачи	7	Круг Н. К. — Анализ электрических цепей методом полиномиального приближения	68
Рубинчик В. А. — Поведение реле сопротивления, включаемого на компенсированное напряжение поврежденной фазы, на линии с двусторонним питанием	11	из опыта работы	
Якоб Д. — Распределение тока короткого замыкания в радиальных электрических сетях	18	Базелян Э. М., Волкова О. В., Левитов В. И., Пулавская И. Г. — Об отрицательном импульсном разряде в промежутке «стержень—стержень на плоскости»	72
Спирин А. А., Эпштейн Э. М. — Статистическая оценка погрешности при расчете показателей надежности электрооборудования	24	Чорноготский В. М., Максимцов А. Ф. — Электрическая прочность маслостойкой изоляции при воздействии коммутационных импульсов различной формы	75
Амромин А. Л., Лурье С. И. — Применение математического моделирования для определения напряжения короткого замыкания трансформаторов	27	Голоснов Б. Ф., Платонов В. В. — Экранизирующее влияние брони и оболочки силового кабеля	78
Каплан Д. А., Тополянский Е. Л. — Электрические характеристики изоляции силовых трансформаторов при воздействии коммутационных импульсов, наложенных на рабочее напряжение	31	Стальная М. И., Варгасов О. Б. — Контроль работоспособности тиристоров при их последовательном включении	80
Обручник В. П., Кобзев А. В. — Анализ процессов и расчет характеристик импульсно-подмагничиваемых ферромагнитных устройств	36	СООБЩЕНИЯ	
Бертинов А. И., Мизюрин С. Р., Сериков В. А. — Расчет главных размеров магнитоэлектрического вентильного генератора, работающего на импульсную нагрузку	42	Лившиц В. С. — К расчету электрических нагрузок зависящих электроприемников	83
Толстов Ю. Г., Мерабишвили П. Ф. — Исследование установившихся и переходных процессов в вентильных преобразователях (автономных инверторах) по усредненным величинам	46	Тонкошкур Л. С., Ликаренко А. Г. — Деформирование защитных характеристик реле утечки с помощью переходных процессов	85
Ефремов И. С., Пуриков В. К. — Взаимодействие тиристорно-импульсных систем следящего рекуперативно-реостатного торможения поездов метрополитена с контактной сетью	52	Рябкова Е. Я. — Грозоупорность подстанций при прямом ударе молнии в молниеотвод	88
Брон О. Б. — Контактные и бесконтактные электрические аппараты	55	Леймонт Л. Л., Нидеккер И. Г., Бродецкая Е. Е. — Повышение точности прогнозирования технического состояния электрических устройств	90
Троицкий В. А. — Некоторые применения магнитодиэлектриков в низкочастотной технике	60	Шаров В. И. — Прибор для измерения постоянного тока в высоковольтных установках	91
		ХРОНИКА	
		Пучковский Владимир Владиславович	93
		Артур Арменакович Акопян	93

CONTENTS

A Digital — Analog Model System for Studying Automatic Excitation Control of Synchronous Generators — U. M. Gorski, M. A. Novodjilov	1	The Dielectric Permittivity of a Dispersive System While an Electric Field is Being Established — M. A. Karapetian	65
Possibilities for Increasing Maximum Continuous Current Loads on Transmission Line Conductors from the Standpoint of Heating — I. J. Melzak, A. N. Sherentsis	7	Electric Circuit Analysis by a Polynomial Approximation Method — N. K. Krug	68
Performance of a Distance Relay Connected to the Compensated Voltage of the Faulted Phase on a Line Fed from Both Ends — V. A. Rubinchik	11	FROM OPERATING CONDITIONS	
Distribution of Fault Current in Radial Networks — D. Jacob	18	On Negative Surge Discharge for a Rod to Rod-Plane Clearance Configuration — E. M. Bazelian, O. V. Volkova, V. I. Levitov, I. G. Pulavskaya	72
A Statistical Appraisal of the Error in Calculating Reliability Characteristics of Electrical Equipment — A. A. Spirin, E. M. Epstein	24	The Electrical Withstand Strength of Oil Barrier Insulation for Switching Surges of Different Shapes — V. M. Chornogotski, A. F. Maximtsov	75
Application of Mathematical Modelling Techniques for Determining the Short — Circuit Voltage of Transformers — A. L. Amromin, S. I. Lurie	27	The Shielding Effect of the Armour and Sheath of a Power Cable — B. F. Golosnov, V. V. Platonov	78
The Electrical Characteristics of Power Transformer Insulation for Switching Surges Superimposed on the Working Voltage — D. A. Kaplan, E. L. Topolianski	31	Performability Control of Series Connected Thyristors — M. I. Stalnaya, O. B. Vargasov	80
Analysis of and Calculation of Characteristics for Pulse Magnetized Ferromagnetic Apparatus — V. P. Obruchnik, A. V. Kobzev	36	REPORTS	
Calculation of the Basic Dimensions for a Magneto — electric Elektronik Generator for Impact Load Duty — A. I. Bertinov, S. R. Miziurin, V. A. Serikov	42	Calculating Electrical Loads Drawn by Dependent Consumers — V. S. Liwshitz	83
Steady — State and Transient Analysis of Electronic Converters (Independent Inverters) Using Mean Values. — U. G. Tolstov, P. F. Merabishvili	46	Changing Leakage Relay Characteristics by Means of Transients — L. S. Tonkoshkur, A. G. Likarenko	85
Interaction with the Contact Network of Thyristor Pulse Systems for Recuperative Rheostatic Follow — up Braking of Subway Trains — I. S. Efremov, V. K. Purikov	52	The Protective Level of Substations for Direct Strokes on Lightning Rods — E. J. Riabkova	88
Electrical Apparatus with and Without Contacts — O. B. Bron	55	Improving the Accuracy of Forecasts of the State of Electrical Devices — L. L. Laymont, I. G. Nidekker, E. E. Brodet-skaya	90
Several Applications of Magnetodielectrics in Low — Frequency Technology — V. A. Troitski	60	An Instrument for Measuring Direct Current at H. V. Installations — B. I. Sharov	91
		CHRONICLE	

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.313.681.142

Цифро-аналого-физический комплекс для исследований АРВ синхронных генераторов. Горский Ю. М., Новожилов М. А. — «Электричество», 1973, № 7.

Приводятся методы автоматизированного эксперимента на цифро-аналоговой части комплекса на примере исследования работы АРВ в электроэнергетической системе, дается метод решения задачи по определению релейно-оптимального управления возбуждением, анализируются использование функций чувствительности при проведении автоматизированного эксперимента. Рассматриваемые в работе методы и программы проведения эксперимента могут служить в качестве математического обеспечения цифро-аналого-физических комплексов. Библ. 10.

УДК 621.315.1.017.71.001.24

Возможности увеличения длительно допустимых по нагреву токовых нагрузок проводов линий электропередачи. Мельзак И. Я., Шеренцис А. Н. — «Электричество», 1973, № 7.

Предлагается статистико-вероятностная методика, позволяющая выполнить расчеты по определению нагрузочной способности проводов различных марок применительно к конкретным климатическим условиям отдельных районов СССР. Применение этой методики позволит значительно увеличить по сравнению с нормируемыми значениями длительно допустимые токовые нагрузки линий электропередачи. Библ. 10.

УДК 621.316.925.45

Поведение реле сопротивления, включаемого на компенсированное напряжение поврежденной фазы, на линии с двусторонним питанием. Рубинчик В. А. — «Электричество», 1973, № 7.

Рассматривается поведение реле сопротивления, включаемого на ток нулевой последовательности и компенсированное напряжение поврежденной фазы и реагирующего на угол между этими величинами при замыканиях на землю в режимах (качаний или нагрузки), характеризующихся наличием угла между э. д. с. по концам передачи. Показано, что в указанных режимах реле подвержено отказу или излишнему срабатыванию, причем опасность неправильного действия реле при однофазном замыкании на землю через переходное сопротивление увеличивается по сравнению со случаем металлического замыкания. Неправильное действие реле может иметь место при значениях переходного сопротивления, близких к реальным. Библ. 6.

УДК 621.311.1.064.1

Распределение тока короткого замыкания в радиальных электрических сетях. Яков Д. — «Электричество», 1973, № 7.

На основе анализа вероятностных свойств исходных факторов, определяющих случайный характер величины тока короткого замыкания, получены аналитические выражения для условных плотностей распределения тока короткого замыкания, протекающего в ВЛ с односторонним питанием при «внутренних» и «внешних» коротких замыканиях.

Показано, что при равномерном распределении эквивалентного сопротивления питающей сети, а также местонахождения короткого замыкания на ВЛ, указанные плотности тока короткого замыкания имеют явно выраженный асимметричный характер, где меньшие значения тока замыкания встречаются с большей вероятностью, чем большие значения. Плотность распределения тока короткого замыкания не является инвариантной по отношению к условиям эксплуатации рассматриваемой ВЛ, а в значительной степени определяется характером участия генераторов питающей сети в покрытии графика нагрузки, электрической удаленностью, а также длиной рассматриваемой и питаемых ею соседних ВЛ. Библ. 10.

Статистическая оценка погрешности при расчете показателей надежности электрооборудования. Спирин А. А., Эпштейн Э. М. — «Электричество», 1973, № 7.

Рассматривается область применимости экспоненциального закона распределения при расчете показателей надежности электрооборудования. Производится оценка погрешности, допускаемых при использовании статистических параметров потока отказов в двух случаях: когда закон распределения наработки на отказ является не экспоненциальным, а каким-то иным; когда время безотказной работы подчиняется экспоненциальному закону распределения, но параметр потока отказов, определенный статистически, имеет некоторое отклонение от истинного значения. Для обоих случаев выведена зависимость минимального объема наблюдений, необходимого для получения заданной точности расчетов, от интенсивности потока отказов и периода прогнозирования. Библ. 3.

УДК 621.314.21.012.001.5

Применение математического моделирования для определения напряжения короткого замыкания трансформаторов. Амромин А. Л., Лурье С. И. — «Электричество», 1973, № 7.

Определение индуктивного сопротивления рассеяния и напряжения короткого замыкания на основе анализа энергии поля рассеяния сводится к измерению на математической модели разности средних потенциалов в областях электропроводящей бумаги, соответствующих сечениям обмоток. Приведены методы определения средних потенциалов: суммирование потенциалов участков сечений; применение кубатурной формулы типа Симпсона и др. Описана методика моделирования и дано сравнение результатов моделирования и экспериментов. Практическое использование этого метода гарантирует точность результата 5—10%, что вполне приемлемо для практики. Предложенный метод может оказать существенную помощь при учете влияния на напряжения короткого замыкания ферромагнитных конструктивных элементов (ярма, прессующего колец и балок, бака, магнитных шунтов и т. д.), не поддающегося точному аналитическому расчету. Библ. 11.

УДК 621.317.333:621.314.21

Электрические характеристики изоляции силовых трансформаторов при воздействии коммутационных импульсов, наложенных на рабочее напряжение. Каплан Д. А., Тополянский Е. Л. — «Электричество», 1973, № 7.

Рассмотрено влияние рабочего постоянного напряжения на электрическую прочность маслорабочей главной изоляции силовых трансформаторов при воздействии коммутационных импульсов. Выявлено различие в электрической прочности изоляции при воздействии импульсов совпадающей (по отношению к постоянному напряжению) и противоположной полярности.

Приведены расчетные соотношения и результаты исследований моделей изоляции средней части и края обмотки. Библ. 8.

УДК 621.375.3.001.24

Анализ процессов и расчет характеристик импульсно-подмагничиваемых ферромагнитных устройств. Обрусник В. П., Кобзев А. В. — «Электричество», 1973, № 7.

Исследуются импульсно-подмагничиваемые ферромагнитные устройства. Анализ проводится в два этапа. На первом рассматривается линейная схема замещения цепи подмагничивания с параллельно включенными генераторами токов гармоник и индуктивностью цепи управления. На втором этапе напряжение управления полагается постоянным, а полученные системы дифференциальных уравнений решаются на ЦВМ методом Рунге — Кутты.

Приводятся расчетные характеристики дросселя в относительных единицах, которые могут быть рекомендованы для практических расчетов. Библ. 6.

УДК 621.313.322:621.318.2.001.24

Расчет главных размеров магнитоэлектрического вентильного генератора, работающего на импульсную нагрузку. Бертинов А. И., Мизюрин С. Р., Сериков В. А. — «Электричество», 1973, № 7.

Рассмотрен способ расчета главных размеров D и l магнитоэлектрического вентильного генератора (синхронного генератора с выпрямителем), работающего на периодически разряжаемую емкость, при условии, что время зарядки емкости много больше периода синхронной э. д. с. генератора. Расчет сравнивается с экспериментом. Библ. 4.

УДК 621.314.572

Исследование установившихся и переходных процессов в вентильных преобразователях (автономных инверторах) по усредненным величинам. Толстов Ю. Л., Мерабишвили П. Ф. — «Электричество», 1973, № 7.

Проведено исследование установившихся и переходных процессов в однофазных и трехфазных автономных инверторах тока по усредненным значениям переменных с помощью аналитического спектрально-операторного метода. Показано, что учет только основных гармоник коммутационных функций при расчете переходных процессов данным методом практически равносильно расчету переходных процессов по усредненным значениям переменных величин. На конкретных примерах иллюстрируется применение полученных результатов, и результаты расчета сравниваются с экспериментом. Библ. 11.

УДК 621.337.52:625.42

Взаимодействие тиристорно-импульсных систем следящего рекуперативно-реостатного торможения поездов метрополитена с контактной сетью. Ефремов И. С., Пуриков В. К. — «Электричество», 1973, № 7.

В результате анализа типичных схем тяговой сети различных линий Московского метрополитена и графиков движения поездов предлагается удобная для расчета схема замещения и обосновываются допущения, принятые при ее составлении. На основе принятой схемы замещения тяговой сети для каждого из возможных вариантов взаимодействия импульсных систем электропоездов в процессе их совместной работы на линии составляется и решается система уравнений относительно исследуемых параметров.

Полученные зависимости дают возможность определить мгновенные состояния взаимодействующих систем при известных скоростях электродвижителей и перейти в дальнейшем к исследованию переходных процессов в импульсных системах.

УДК 621.316.54.06

Контактные и бесконтактные электрические аппараты.

Брон О. Б. — «Электричество», 1973, № 7.

Сопоставляются особенности контактных и бесконтактных электрических аппаратов и характеризуются области рационального использования тех и других.

Рассмотрены достоинства тиристорных систем, полупроводниковых коммутационных аппаратов и комбинированных систем. Указаны особенности полупроводниковых систем, ограничивающие области их использования. Анализируются возможности использования контактных и бесконтактных аппаратов. Библ. 9.

УДК 621.318.1.029.4

Некоторые применения магнитодиэлектриков в низкочастотной технике. Троицкий В. А. — «Электричество», 1973, № 7.

Сформулированы основные принципы применения в низкочастотной технике магнитодиэлектриков, представляющих собой ферромагнитный порошок с несколькими процентами связующего диэлектрика. С помощью магнитодиэлектриков увеличивают заполнение сложных контуров электрического тока магнитным материалом, увеличивают магнитную проводимость и взаимную индукцию электрических цепей; при этом возрастает удельная мощность устройств. У комбинированных сердечников контуры электрического тока должны заполняться преимущественно сталью, а внешней частью целесообразно изготавливать из магнитодиэлектрика.

Величина магнитной проницаемости зависит от геометрии замкнутого сердечника и может быть значительно меньше магнитной проницаемости стали. Библ. 11.

УДК 621.3.013.001.24

Диэлектрическая проницаемость дисперсной системы в переходном процессе установления электрического поля. Карапетян М. А. — «Электричество», 1973, № 7.

С использованием выражений электрических моментов включений рассчитаны переходные значения диэлектрических проницаемостей для систем с одним и двумя типами эллипсоидальных включений при постоянном и синусоидальном внешних полях. Произведен анализ зависимостей диэлектрической проницаемости от времени, формы, материала и концентрации включений и от частоты внешнего синусоидального поля. Библ. 9.

УДК 621.372.001.24

Анализ электрических цепей методом полиномиального приближения. Круг Н. К. — «Электричество», 1973, № 7.

Исследовалась возможность представления функций напряжения, мощности, входных сопротивлений в виде полиномиальной аппроксимации от варьируемых параметров. Коэффициенты при отдельных слагаемых аппроксимирующего ряда находились на основе теории эксперимента при ортогональном многофакторном планировании. Показан физический смысл этих коэффициентов, найдены пределы изменения параметров, при которых допустима линейная аппроксимация. Библ. 6.

УДК 621.315.1:551.594.221

Об отрицательном импульсном разряде в промежутке «стержень — стержень на плоскости». Базелян Э. М., Волкова О. В., Левитов В. И., Пулавская И. Г. — «Электричество», 1973, № 7.

Исследовалось развитие разряда в промежутке «стержень — стержень на плоскости» длиной 6 м при длительности фронта импульса напряжения 1,5; 20; 120 мксек и длине импульса 3 500 мксек.

Определена высота ориентировки канала лидера отрицательной искры, установлена зависимость ее от длительности фронта импульса напряжения. Выявлена связь процесса ориентировки отрицательной искры с характером разрядных процессов в промежутке, представляющая интерес для лабораторного исследования задач молниезащиты. Библ. 4.

УДК 621.317.333.8

Электрическая прочность маслобальберной изоляции при воздействии коммутационных импульсов различной формы. Черногоский В. М., Максимцов А. Ф. — «Электричество», 1973, № 7.

Приведены результаты исследования модели маслобальберной изоляции обмотки трансформатора с вводом в середину при воздействии затухающего колебательного импульса частотой 230 Гц, аperiodических импульсов отрицательной полярности длительностью 2 и 11 мсек, аperiodического импульса длительностью 2 мсек, наложенного на переменное напряжение частотой 225 Гц, и одноименного напряжения промышленной частоты. Библ. 5.

УДК 621.316.211.3:621.317.333.4

Экранирующее влияние брони и оболочки силового кабеля. Голоснов Б. Ф., Платонов В. В. — «Электричество», 1973, № 7. Дано обоснование и приведены результаты упрощенного расчета экранирующего действия брони и оболочки силового кабеля на низких частотах. Библ. 4.

УДК 621.314.63

Контроль работоспособности тиристоров при их последовательном включении. Стальная М. И., Варгасов О. Б. — «Электричество», 1973, № 7.

Рассматривается новое устройство контроля исправности тиристоров, соединенных последовательно. Основными частями устройства являются схема сигнализации и цепь блокировки. Описывается работа схем контроля при различных условиях повреждения тиристоров. Приводятся осциллограммы напряжений в некоторых точках схем при отказе одного из тиристоров. Библ. 5.

УДК 621.311.4.053.001.57

Грозоупорность подстанций при прямом ударе молнии в молниеотвод. Рябкова Е. Я. — «Электричество», 1973, № 7.

Приводится метод определения грозоупорности подстанций при прямых ударах молнии с использованием для заземления молниеотводов ее заземлителя. Определяются условия для обеспечения необходимой грозоупорности подстанции при отдельно стоящих молниеотводах, электрически не связанных с заземлителем подстанции. Библ. 3.

УДК 621.3.019.34

Повышение точности прогнозирования технического состояния электрических устройств. Леймонт Л. Л., Нидеккер И. Г., Бродская Е. Е. — «Электричество», 1973, № 7.

Изложены результаты исследований задачи определения зависимости точности прогнозирования случайных процессов изменения контрольных параметров от объема используемой предистории. На основании исследования реальных процессов изменения контрольных параметров электрических устройств, опираясь на физико-химические концепции изнашивания и старения материалов, разработан алгоритм для ЦВМ, позволяющий выбирать «оптимальную» предисторию и шаг экстраполяции. Библ. 2.

УДК 621.317.31.014.33.084

Прибор для измерения постоянного тока в высоковольтных установках. Шаров В. И. — «Электричество», 1973, № 7.

Рассматриваются принципы работы устройства, измеряющего постоянный ток с помощью дросселей насыщения, сердечники которых включены последовательно в цепь магнитопровода, охватывающего шину с измеряемым током. Приводятся основные соотношения, характеризующие работу такого устройства, а также результаты испытаний опытного образца. Библ. 2.

ПОПРАВКА

По вине типографии в журнале «Электричество», № 5, 1973 г. допущена опечатка. На стр. 3 (правая колонка) фразу перед формулой (4а) следует читать:

«Чтобы получить значения модулей узловых напряжений, приведенные к нижней ступени напряжения трансформаторов, достаточно умножить матрицу U_m на диагональную матрицу $K_{т.в.}$, составленную из коэффициентов трансформации трансформаторов, являющихся ветвями или хордами сети:»

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бertiнов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: 103102, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: 101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Л. М. Кузнецова

Сдано в набор 15/V 1973 г.

Формат 60×90¹/₈

Тираж 9 488 экз.

Подписано к печати 4/VII 1973 г.

Усл. п. л. 12

Зак. 208

T-11116

Уч.-изд. л. 14,63

Цена 80 коп.

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.