

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1969



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

10

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

7 октября 1969 г. исполнилось 20 лет существования Германской Демократической Республики.

Редакция журнала «Электричество» от имени своих читателей поздравляет немецких ученых с этой знаменательной датой и публикует несколько статей специалистов из ГДР.

В подготовке этих статей большое участие принимала редакция журнала *Elektrie*, с которой «Электричество» поддерживает тесные дружеские связи.

УДК 621.36:621.373.4

О возможностях оптимизации высокочастотных генераторов для электротермии с помощью ЦВМ

Э. КОЛБЕ, Г. КОНРАД и Г.-П. ГМИЛЬКОВСКИЙ
ГДР

Последние годы характеризуются быстрым внедрением индукционного нагрева в разные отрасли промышленности. Достоинствами его являются: быстрый нагрев, возможность механизации и автоматизации технологического процесса и т. д.

В качестве источников высокочастотной энергии применяются ламповые генераторы мощностью 100 кВт и выше и частотой от 0,1 до 5 Мгц. В большинстве случаев используются одноконтурные генераторы с самовозбуждением, т. е. автогенераторы [Л. 1—3]. Чтобы повысить экономичность установок индукционного нагрева, необходимо исследовать ламповый генератор, работающий на электротермическую нагрузку, и оптимизировать режим его работы. Политехническим Институтом Ильменау и народным предприятием Индукал Берлин были исследованы возможности оптимизации высокочастотных генераторов для индукционного нагрева с помощью ЦВМ [Л. 4].

Особенности высокочастотных генераторов для индукционного нагрева. Для установок, применяемых в электротермии, важное значение имеет оптимизация системы осциллятор (триод) — колеба-

тельный контур — нагруженный индуктор. Оптимальным является такой режим работы, при котором отдаваемая мощность и к. п. д. генератора были бы по возможности высокими. Целесообразно, чтобы ламповые генераторы для индукционного нагрева работали в так называемом С-режиме триода, когда угол отсечки анодного тока составляет примерно 60—90°. Но в этом режиме выходная мощность генератора уменьшается с увеличением к. п. д., поэтому необходимо найти их оптимальные значения, которые зависят от параметров триода таких, как анодное сопротивление, коэффициент связи, сеточное сопротивление амплитудноанодного напряжения и т. д. Кроме того, сопротивление нагрузки и отдаваемая мощность в процессе нагрева изменяются в зависимости от температуры. Это особенно заметно при нагреве ферромагнитных материалов.

Поэтому следует стремиться к постоянству мощности независимо от сопротивления нагрузки R_a . Обеспечение этого условия требует относительно высокого значения сеточного сопротивления, и вызывает уменьшение отдаваемой мощности. Выход-

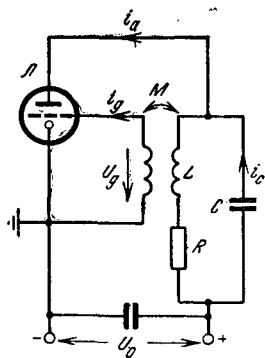


Рис. 1. Схема осциллятора.

ная мощность генератора, кроме того, зависит от коэффициента усиления триода и коэффициента связи. Поэтому оптимальное проектирование и оптимальный режим определенной схемы генератора или триода возможны только при использовании ЦВМ, которые позволяют проверить все варианты и выбрать из них самый выгодный с минимальной затратой времени.

Принципиально для решения проблемы возможно применение обоих типов вычислительных машин — аналоговых и цифровых. Предпосылкой для оптимизации является наличие осцилляторной или генераторной схемы, обеспечивающей выгодное решение для определенного диапазона мощности. Так, для мощностей до 30 кВт применяется схема с общим анодом или катодом с емкостной обратной связью [Л. 3]; для мощностей от 50 до 100 кВт используется схема с индуктивной обратной связью.

Исходя из применяемой схемы производится оптимизация электрических параметров генератора.

Оптимизация с помощью аналоговых вычислительных машин (АВМ). Моделирование лампового генератора на АВМ производится по следующим этапам: математическая формулировка задачи; составление блок-схемы модели для решения задачи; нормирование и введение масштабных коэффициентов; установление схемы модели; оптимизация схемы модели; расчет вариантов.

Для примера рассмотрим схему, представленную на рис. 1. Дифференциальное уравнение схемы имеет следующий вид:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{C} \int i_a dt. \quad (1)$$

После дифференцирования и ввода обозначений

$$\left. \begin{aligned} \frac{di}{dt} &= \frac{1}{M} U_g; \\ \frac{d^2 i}{dt^2} &= \frac{1}{M} \frac{dU_g}{dt}; \\ i &= \frac{1}{M} \int U_g dt \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

получаем:

$$\frac{1}{M} \frac{dU_g}{dt} + \frac{R}{L} \frac{1}{M} U_g + \omega_0^2 \frac{1}{M} \int U_g dt - \omega_0^2 i_a = 0, \quad (3)$$

где

$$i_a = f(U_a, U_g).$$

Для анодного напряжения можно записать:

$$U_a = U_0 + \frac{1}{C} \int i_c dt, \quad (4)$$

где

$$i_c = i_a - i = i_a - \frac{1}{M} \int U_g dt. \quad (5)$$

Из этого следует:

$$U_a = U_0 + \frac{1}{C} \int \left(i_a - \frac{1}{M} \int U_g dt \right) dt. \quad (6)$$

После нормирования уравнений (3) и (6) и ввода обозначений

$$x = \frac{U_g}{U_{g\max}}; \quad (7)$$

$$y = \frac{U_a}{U_{a\max}}; \quad (8)$$

$$\tau = \lambda t \quad (9)$$

получаем следующие нормированные уравнения:

$$\frac{dx}{d\tau} + \frac{R}{\lambda L} x + \frac{\omega_0^2}{\lambda^2} \int x d\tau - i_{a\max} \frac{\omega_0^2}{\lambda} \frac{i_a}{i_{a\max}} (U_a, U_g) = 0; \quad (10)$$

$$y = \frac{U_a}{U_{a\max}} + \frac{i_{a\max}}{\lambda C U_{a\max}} \int \left(\frac{i_a}{i_{a\max}} - \frac{U_{g\max}}{M \lambda i_{a\max}} \int x d\tau \right) d\tau. \quad (11)$$

Из (10) следует

$$\begin{aligned} + \frac{dx}{d\tau} &= -\frac{R}{\lambda L} x - \frac{\omega_0^2}{\lambda^2} \int x d\tau + \\ &+ \frac{\omega_0^2}{\lambda} i_{a\max} \frac{i_a}{i_{a\max}} (U_a, U_g). \end{aligned} \quad (12)$$

Формулы (11) и (12) образуют так называемые машинные уравнения, по которым составляется блок-схема (рис. 2), т. е. подключение аналоговых элементов. Из (11) и (12) получаются уравнения оценки и соответствующие установки потенциометров:

$$\frac{dx}{d\tau} - \beta_1 \alpha_2 x - \alpha_1 \beta_2 \alpha_2 \int x d\tau + \beta_3 \alpha_2 \frac{i_a}{i_{a\max}} (x, y); \quad (13)$$

установка потенциометра

$$\left. \begin{aligned} R/\lambda L &= \alpha_2 \beta_1; \\ \omega_0^2 / \lambda^2 &= \alpha_1 \alpha_2 \beta_2; \\ \omega_0^2 i_{a\max} / \lambda &= \alpha_2 \beta_3 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

и

$$y = \beta_6 + \alpha_3 \beta_4 \int \left(-\frac{\beta_5 \alpha_1}{\beta_4} \int x d\tau + \frac{i_a}{i_{a\max}} \right) d\tau; \quad (15)$$

установка потенциометра

$$\beta_6 = \frac{U_0}{U_a}; \quad \frac{i_{a\max}}{\lambda C U_{a\max}} = \alpha_3 \beta_4; \quad \frac{U_{g\max}}{M i_{a\max} \lambda} = \frac{\beta_5 \alpha_1}{\beta_4}. \quad (16)$$

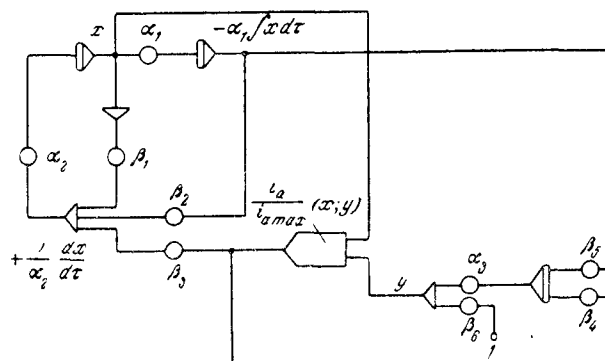


Рис. 2. Блок-схема дифференциального уравнения схемы осциллятора.

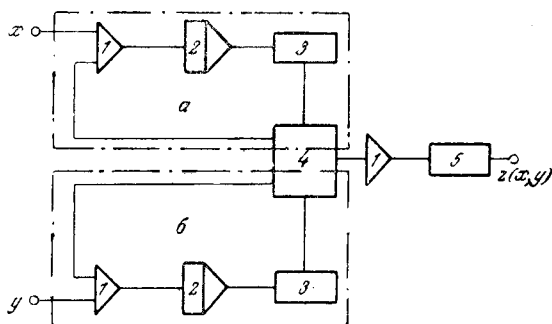


Рис. 3. Блок-схема двухмерного генератора нелинейной функции.

$a-x$ — интерполятор непрерывного действия; $b-x$ — интерполятор непрерывного действия.
1 — суммирующий усилитель; 2 — суммирующий усилитель с интегратором; 3 — триггер; 4 — наборное поле; 5 — фильтр низких частот.

Необходимо ввести нелинейную функцию $i_a = f(U_a, U_g)$ в вычислительную машину посредством двухразмерного генератора нелинейных функций, блок-схема которого показана на рис. 3.

При составлении дифференциального уравнения генераторного контура (3) следует учитывать сеточный ток $i_g = f(U_a, U_g)$ который течет в С-режиме. Это осуществляется с помощью второго двухразмерного генератора нелинейных функций. Собственно решающее время АВМ очень коротко. Изменение параметров осуществляется с помощью изменения установки потенциометров α и β . Результаты сравниваются с показателями осциллографа, что упрощает весь процесс оптимизации.

Недостатком является то, что каждое изменение схемы генератора требует новой формулировки дифференциальных уравнений генератора и схемы модели для их решения. Целесообразно вместо генераторов нелинейных функций, при которых изменение параметров осуществляется с помощью установки потенциометров по пунктам, использовать моделирующее устройство, которое позволяет осуществить решение задач более экономично в течение более короткого времени.

Оптимизация с помощью электронных цифровых вычислительных машин (ЦВМ). Для расчета или оптимизации определенной электрической системы с помощью ЦВМ необходимо знание соответствующих дифференциальных уравнений и математического пути их решения. Программа цифровой вычислительной машины содержит отдельные шаги решения проблемы. Точность вычислений зависит от точности пути решения. После математической формулировки пути решения составляется блок-схема, которая представляет собой графическое изображение аналитического решения задачи.

Предполагается для расчета и оптимизации лампового генератора исходить из расчета генераторной лампы по мощности и к. п. д. для различных параметров и заданных граничных значений, например, мощностей рассеяния на аноде и сетке. При этом можно рассматривать генераторную лампу как нелинейный элемент, для которого допускаются некоторые упрощения, например, стационарную характеристику лампы $i_a = f(U_a, U_g)$ представляют прямо пропорциональной.

Преимущество оптимизации генератора путем оптимизации генераторной лампы заключается в том, что посредством самой программы можно оптимизировать все типы ламп, применяемых в высокочастотных генераторах для индукционного нагрева. При расчете лампы определяются ее параметры такие, как сопротивление утечки сетки, сеточное и анодное напряжения и т. д. Из результатов оптимально рассчитанной лампы следует расчет всей схемы генератора с помощью четырех частных программ:

1. Выбор генераторной лампы по мощности и частоте. Для этого необходимо зарегистрировать в запоминающем устройстве машины данные всех возможных генераторных ламп, тогда вычислительная машина выбирает по определенной программе наиболее пригодную лампу для генератора.

2. Расчет и оптимизация параметров лампы. Составляется блок-схема решения этой задачи. Лампу рассчитывают для заданной мощности рассеяния на аноде. Вследствие изменения угла отсечки анодного тока и сопротивления нагрузки в определенном диапазоне в первом цикле вычисления получаются максимальные значения этих величин, которые используются как основные данные для дальнейшего вычисления. С помощью этих двух значений рассчитываются все интересующие параметры лампы и производится ее оптимизация [Л. 4].

3. Расчет анодного и сеточного контура генератора. Для этого необходимо выбрать такую схему генератора, которая обеспечивала бы оптимальный режим работы и позволила бы составить программу для ЦВМ.

4. Расчет остальных элементов генератора по результатам расчета анодного и сеточного контуров.

Таким образом достигается расчет и оптимизация высокочастотного генератора для индукционного нагрева с помощью ЦВМ по нескольким заданным величинам, например, по выходной мощности и частоте.

Сравнение методов оптимизации. Оптимизация высокочастотных ламповых генераторов для индукционного нагрева требует при применении АВМ создания соответствующих моделирующих устройств, при использовании цифровых вычислительных машин — составления одной или нескольких программ для решения задачи. Изготовление модели для решения задачи с помощью АВМ стоит в 3 раза больше, чем составление программ для ЦВМ. Считают, что точность вычислений АВМ выше, чем точность ЦВМ. Но при расчете лампового генератора на АВМ точность вычислений уменьшается, так как возникает необходимость представления нелинейных функций с помощью моделей. Поэтому степень точности аналоговых и цифровых машин для данного примера можно считать одинаковой.

Преимуществом ЦВМ является то, что по имеющейся программе возможен расчет и оптимизация всех генераторных ламп и схем генераторов. Кроме того, время вычислений на ЦВМ короче.

Для расчета и оптимизации высокочастотного лампового генератора для индукционного нагрева целесообразно использовать цифровые вычислительные машины благодаря малому времени вычислений, отсутствию больших затрат, возможности оптимизации всех генераторов с помощью одной программы.

Литература

1. Steimel K., Über Röhrengeneratoren mit höchstem Wirkungsgrad, *Elektronik*, 5 (1956) Н. 4, у. 5.

2. Донской А. В. и Конрад Г., Высоочастотные электротермические установки завода «Индукал» в ГДР, «Электротермия», Научно-технический сборник, вып. 62, 1967.

3. Конрад Г., Схемы современных высокочастотных генераторов для индукционного нагрева, «Электротермия», Научно-технический сборник, 1968.

4. Gmilkowsky H. P., Berechnung von HF — Indusriegeneratoren. Forschungsbericht TH Ilmenau — VEB Inducal Berlin, 1965.

[11.12.1968]

УДК 621.373.015.38

Воспроизведение коммутационных перенапряжений на испытательных установках

Вольфганг МОШ

ГДР

Введение. Все увеличивающееся потребление энергии в мире заставляет особенно в странах, в которых электрическая энергия должна транспортироваться на очень большие расстояния, переходить к применению все более возрастающих напряжений для линий электропередач. Это предъявляет, в свою очередь, новые требования к испытательным напряжениям для высоковольтной аппаратуры.

Установленные и рекомендованные в различных национальных и интернациональных стандартах испытательные напряжения [Л. 1] находятся в соответствии с наивысшими допустимыми рабочими напряжениями (рис. 1). Например, для испытания промежутка между контактами разъединителя 1500 кВ (будет введено примерно в 1965 г.) потребуются испытательные напряжения:

$$U_w = 2,1 \cdot 10^6 \text{ в};$$

$$U_{sch} = 3,6 \cdot 10^6 \text{ в } U_{sa} > 5 \cdot 10^6 \text{ в}.$$

Амплитудные значения этих напряжений можно записать в виде отношения

$$U_{pw} : U_{pah} : U_{psa} = 1 : 1,2 : 2.$$

Отношение удельных пробивных напряжений соответствующего воздушного промежутка в неоднородном поле имеет вид:

$$U_{dw} : U_{dsch} : U_{dsa} = 1 : 0,8 : 2,5.$$

Из отношения U_p/U_a можно получить наименьшую длину промежутка s , при которой испытательное напряжение не приводит к пробую:

$$s_w : s_{sch} : s_{sa} = 1 : 1,5 : 0,8.$$

Из этой, хотя и очень грубой оценки, можно заключить, что самый большой пробивной промежуток требуется для изоляции от коммутационных перенапряжений, т. е. в сетях сверхвысокого напряжения изоляцию следует в первую очередь оценивать по коммутационным перенапряжениям.

Требования к испытательным установкам, воспроизводящим коммутационные напряжения. Необходимое значение испытательного напряжения U_{sch} может быть примерно определено по соответствующей кривой рис. 1 [Л. 2].

Что касается формы коммутационного напряжения, то в настоящее время существуют разные мнения.

В Советском Союзе проводят испытания при напряжениях очень близких к фактически имеющим место коммутационным перенапряжениям в сетях. Так, для линий передач 750 кВ принимают длину фронта волны 1500—2500 мксек, а для линий 1200 кВ — 2000—5000 мксек. В США, например, установлено, что в передачах 345 кВ, 50% возникающих перенапряжений имеют продолжительность около 1500 мксек.

В то же время защищается точка зрения относительно нормирования длины фронта волны испытательного напряжения величиной порядка 100—200 мксек, так как многочисленные измерения показали, что при воздействии на воздушные промежутки коммутационных перенапряжений с длиной фронта порядка 100 мксек пробивные напряжения имеют очень низкие значения (рис. 2). Например, для искрового промежутка положительный стержень — плоскость напряжение пробоя составляет только около 80% амплитудного значения

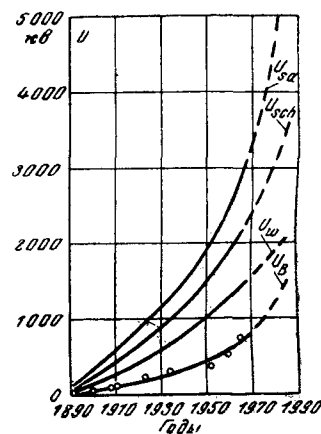


Рис. 1. Развитие во времени рабочих и испытательных напряжений разъединителей.

U_w — рабочее напряжение; U_{sch} — испытательное переменное напряжение; U_{sa} — испытательное импульсное напряжение, имитирующее коммутационные перенапряжения; U_{sa} — испытательное импульсное напряжение, срезанная волна (1,2/50/3).

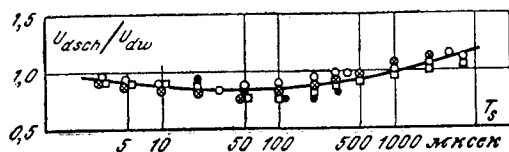


Рис. 2. Пробивное напряжение воздушных промежутков.
 U_{dsch} — пробивное напряжение (на промежуток воздействует импульс, соответствующий коммутационным перенапряжениям); U_{dw} — пробивное переменное напряжение.
Величина промежутка: $\circ$ — 1 м; $\otimes$ — 2 м; $\square$ — 3 м; $\bullet$ — 4 м.

напряжения пробоя при переменном напряжении [Л. 3 и 4].

Естественно, что выбор оптимальной длины фронта для испытательной волны может быть сделан только с помощью статистического расчета.

При испытании комбинированной изоляции, как например изоляции трансформатора, также не могут прийти к окончательному решению по этому вопросу. Если сравнить пробивные или напряжения перекрытия комбинированной изоляции в масле (рис. 3), то мы увидим, что примерно из 100 проведенных исследований в десяти случаях вообще не отмечается влияние длины фронта [Л. 5].

Противоположны и различны мнения по поводу длины волны испытательного напряжения U_{sch} . С одной стороны, в сетях сверхвысокого напряжения коммутационные перенапряжения проявляются как периодические более или менее сильно демпфированные импульсы напряжения, с другой стороны, испытание высоковольтной аппаратуры проводят аperiodическими импульсами с очень большой длиной волны.

Для более точного воспроизведения условий, при которых действуют на изоляцию высоковольтного оборудования коммутационные перенапряжения, испытательные установки должны обладать низким внутренним сопротивлением и, следовательно, обеспечивать достаточно большой ток короткого замыкания, который может достигать 10 а при испытаниях на переменном напряжении [Л. 6]. При эффективном значении активного тока в один ампер испытательное напряжение должно отклоняться не больше, чем на 4% от напряжения холостого хода.

Таким образом, испытательные установки должны обеспечивать получение волн напряжения с длиной фронта 100—2500 мксек и длиной волны такого же порядка. (Чем выше напряжение, тем больше фронт волны).

Модифицированные установки импульсного напряжения. В классических установках импульсного

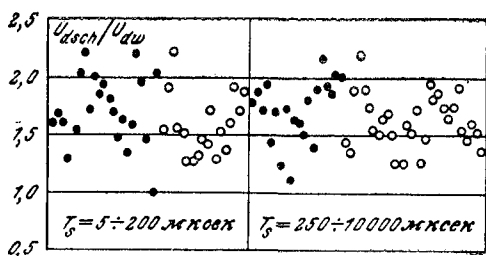


Рис. 3. Пробивное напряжение. T_s — длина фронта испытательного напряжения.

$\bullet$ — в масле; $\circ$ — комбинированная изоляция в масле.

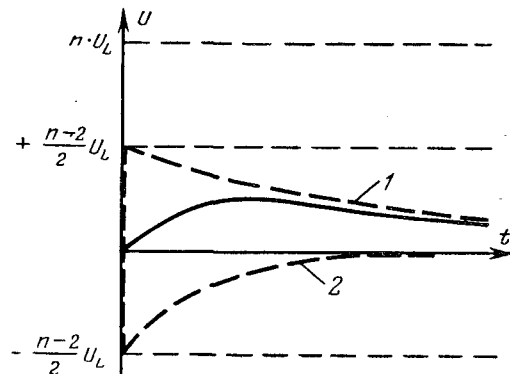
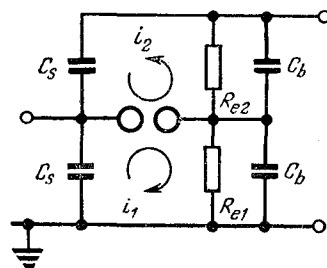


Рис. 4. Принципиальная схема импульсного генератора с двумя параллельно включенными контурами $R-C$.
 $T_1/T_2 = 1/4$; $C_b/C_s \approx 0,16$.

напряжения путем увеличения разрядного R_e и фронтового R_d сопротивлений можно получить импульсное напряжение, длина фронта волны которого составляет 100 мксек или даже несколько тысяч микросекунд, длина волны — порядка 10 000 мксек.

Для установки импульсного напряжения, состоящей из двадцати ступеней с зарядным напряжением $U_L = 250$ кВ, требуются, например, при емкостной нагрузке $C_b = 10$ нФ, для генерирования волны 5000/20000 демпфирующие сопротивления $R_d = 500$ ком и разрядные сопротивления $R_e = 10$ мом, т. е. установка должна иметь очень большое внутреннее сопротивление, а к. п. д. ее только около 0,5.

Уменьшить внутреннее сопротивление установки можно с помощью параллельного включения двух контуров $R-C$, экспоненциальные импульсы которых при наложении образуют нужную форму волны (рис. 4). Однако максимально получаемое напряжение в такой схеместановится меньше. Например, для вышеуказанной установки с 20 ступенями оно достигает только $1,1 \cdot 10^8$ в.

Коэффициент полезного действия можно увеличить, если использовать контуры $R-L-C$, с помощью которых можно получать периодические затухающие колебания.

На рис. 5,а представлена классическая установка, где в качестве разрядного сопротивления применена индуктивность. Несмотря на то, что установка используется в значительно больших пределах чем контур $R-C$, внутреннее сопротивление R_i и здесь очень велико.

Применение параллельного включения двух контуров $R-L-C$ (рис. 5,б) позволяет уменьшить внутреннее сопротивление при достаточно высоком значении к. п. д. [Л. 7]. В этом случае происходит

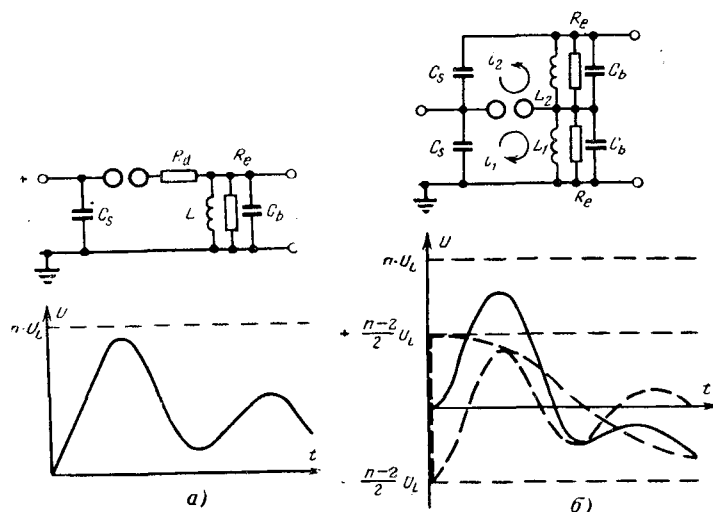


Рис. 5. Генерирование испытательных напряжений с помощью контура L - R - C .

a — одноконтурная схема импульсного генератора; b — контурная схема импульсного генератора.
 $f_1/f_2=1/4$; $C_b/C_s \approx 0,16$; $\eta \approx 0,8$.

наложение двух затухающих синусоидальных колебаний, имеющих примерное соотношение частот $f_1/f_2=1/4$. Для 20-ступенчатой установки можно, например, получить колебания с частотами 25 и 100 гц при $L_1 \approx 300$ гн и $L_2 \approx 20$ гн (длина фронта волны около 2500 мксек; амплитуда — до $4 \cdot 10^6$ в).

Эти установки несомненно обладают некоторыми преимуществами, однако следует учесть, что схема значительно сложнее и для каждого изменения формы волны напряжения необходимо менять значения индуктивностей.

Модифицированные установки переменного тока.

Для получения испытательных напряжений, соответствующих коммутационным перенапряжениям, могут также использоваться испытательные трансформаторы. В [Л. 8], например, приводится схема, в которой испытательный трансформатор только кратковременно включается в сеть (рис. 6, а). Испытательный трансформатор высокого напряжения T связан с источником G через игнитрон. Конденсатор C_2 в данном случае представляет собой собственную емкость испытательного трансформатора, емкость испытуемого образца и добавочного конденсатора. Игнитрон зажигается вблизи прохождения через нуль генераторного напряжения с помощью электронного управления и гаснет, когда проходящий через него ток становится равным нулю.

В схеме замещения необходимо учитывать индуктивности источника напряжения L_G и испытательного трансформатора высокого напряжения L_T .

При заданной емкости C_2 могут быть получены тем меньшие времена фронта волны, чем меньше индуктивности генератора и трансформатора.

На рис. 6, б приведена принципиальная схема испытательной установки, где трансформатор высокого напряжения возбуждается импульсом, полу-

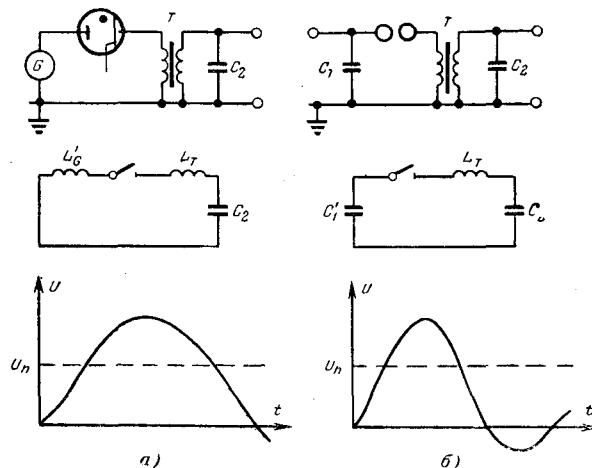


Рис. 6. Генерирование испытательных напряжений с помощью высоковольтных трансформаторов.

a — возбуждение переменным напряжением $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L'_G + L_T)C_2}}$; b — возбуждение импульсным напряжением

$$f \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T \frac{C'_1 C_2}{C'_1 + C_2}}}$$

чаемым при разряде конденсатора. Здесь индуктивность генератора не влияет на формирование волны и суммарная емкость последовательно соединенных конденсаторов C_1 и C_2 меньше емкости нагрузки C_2 , что позволяет получать колебания более высокой частоты по сравнению с предыдущей схемой.

Эта схема с испытательным трансформатором фирмы T и R по предложению Александра [Л. 9] была успешно осуществлена коллективом Ленинградского политехнического института. Индуктивность трансформатора вычислялась по формуле:

$$L_T = \frac{U_n}{I_n \omega} \sqrt{u_k^2 - \left(\frac{P_k}{P_n}\right)^2}$$

Так как напряжение короткого замыкания u_k обычных испытательных трансформаторов значительно больше отношения мощности короткого замыкания к номинальной мощности $\left(\frac{P_k}{P_n}\right)$, то для получения волны испытательного напряжения с возможно малым временем фронта необходимо применять так называемые испытательные трансформаторы мощности. Последние обеспечивают большой номинальный ток I_n и небольшое напряжение короткого замыкания u_k [Л. 10].

На рис. 7 показаны минимальные времена фронта испытательного напряжения, полученные с помощью различных трансформаторов фирмы T и R по схеме Александра. В качестве нагрузки использовался конденсатор емкостью 10 нф, величина достаточная для испытания выключателей, изоляторов, разрядников и т. д. на 1500 кв рабочего напряжения. Емкость на вторичной стороне трансформатора C_1 принималась также равной 10 нф.

С помощью испытательных трансформаторов в изолирующем кожухе, изготовляющихся уже не-

* Омическим сопротивлением генератора и трансформатора пренебрегают.

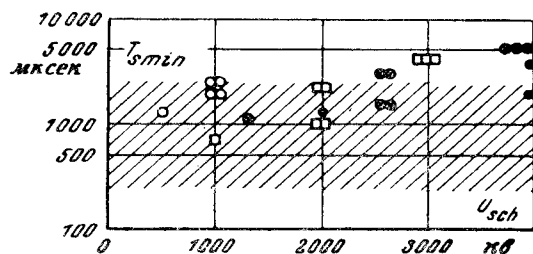


Рис. 7. Минимально достижимые времена фронта коммутационного напряжения (трансформатор с импульсным возбуждением).

О — 310 кВ, 150 кВА; □ — 600 кВ, 2000 кВА; ⊗ — 750 кВ, 1500 кВА.

сколько лет, получают при напряжениях 500 кВ времена фронта порядка 1300 мксек. Последовательное включение двух таких трансформаторов позволяет формировать импульсы с амплитудой 10^6 в, но с длиной фронта не меньше чем 2600 мксек. Если включить последовательно соединенные трансформаторы на половинный потенциал высокого напряжения, а заряженный конденсатор C_1 перед самым поджиганием искрового промежутка отсоединить от питающей сети, то последовательно соединенными окажутся только их вторичные обмотки, а первичные будут соединены параллельно. Это позволяет существенно уменьшить индуктивность каскада и получить 10^6 в при длине фронта примерно 1900 мксек.

Испытательный трансформатор на 750 кВ, 1500 кВА обеспечивает получение напряжения с амплитудой $1,3 \cdot 10^6$ в при длине фронта 1100 мксек; двухступенчатый каскад дает около $2,6 \cdot 10^6$ в, однако, только при длине фронта больше чем 3000 мксек; трехступенчатый каскад — $3,9 \times 10^6$ в при 5300 мксек.

Силовые испытательные трансформаторы, например, на 600 кВ, 2000 кВА позволяют получить 10^6 в при 700 мксек; двухступенчатый каскад дает $2 \cdot 10^6$ в при 2000 мксек. Длина фронта около 1000 мксек при $2 \cdot 10^6$ в имеет место, когда два таких трансформатора включены на половину потенциала высокого напряжения. Фирма T и R проектирует, например, испытательный трансформатор 1200 кВ, 3600 кВА, который один обеспечивает $2 \cdot 10^6$ в испытательного напряжения при 1300 мксек, а в каскаде можно получить напряжение $4 \cdot 10^6$ в при длине фронта 1850 мксек. Понятно, что достигаемые минимальные длины фронта становятся существенно меньше, когда уменьшается емкостная нагрузка. Если испытывается, например, разъединитель на 1500 кВ рабочего напряжения (около 2 нФ), минимально достигаемая длина фронта

должна быть не больше чем 800 мксек. Естественно, что эти трансформаторы применимы также для обычных испытаний на переменном напряжении.

С экономической точки зрения, предпочтение отдается генерированию испытательных напряжений, соответствующих коммутационным перенапряжениям, с помощью установок импульсного напряжения, так как они почти в 5 раз дешевле классических установок переменного напряжения.

Выводы. В настоящее время требования на сооружение испытательных установок для генерирования импульсов, эквивалентных коммутационным напряжениям с амплитудой до $4 \cdot 10^6$ в и временами фронта 100—2500 мксек — выполнимы. Модифицированные по схеме Иванова установки импульсных напряжений отвечают этим требованиям при малых временах фронта, а современные испытательные установки переменного напряжения больших мощностей фирмы T и R — преимущественно при больших временах фронта. В будущем можно получить напряжения до $4 \cdot 10^6$ в, причем ожидаемые времена фронта в зависимости от емкости испытываемого образца будут лежать в пределах 1000 мксек или более.

Литература

1. Prinz H., Zur Feldberechnung von Höchstspannungs—Übertragungsanlagen Bull. SEV 57 (1966), 26, S. 1199—1211.
2. Aleksandrow G. N., Afanasjev V. V., Visnerskij J. J., Ivanov W. L., Filippov J. A., Über die Perspektiven der Errichtung von Geräten für die Spannung 1000—1500 kV, Wechselstrom, «Elektrotechnika», Moskwa, 38 (1967), 9, S. 19—21.
3. Gert R., Jirka J., Kriz S., Kucere J., Vobalek J., Switching Surges in E. H. V. Systems and their Influence on the Electrical Strength of External Insulation, CIGRE — Bericht, 406 (1966).
4. Obenaus F., Zur Frage der Isolierungen bei Schaltspannungen, Wiss. Techn. Mitt. Inst. «Prüffeld f. elektr. Hochleistungst.», Febr., 1967, S. 26—33.
5. Eine umfangreiche Literaturzusammenstellung (58 Autoren) findet sich im Zwischenbericht zu einem Vertragsforschungsthema des Instituts für Hochspannungstechnik der TU Dresden mit dem VEB TuR von Hauschild, W (035/67).
6. Reverey G., Die Arbeiten zur internationalen Normung eines Fremdschicht—Prüfverfahrens für Isolatoren, Wiss. Z. Techn. Universität Dresden, 16 (1967), H. 3, S. 979—988.
7. Ivanov W. L., Prüfanlage für die Untersuchung des Verhaltens der Isolation unter der Einwirkung innerer Überspannungen, Mitt. höherer Lehranstalten der UdSSR Energetik, Nr. 6 (1965).
8. Kind D., Salge J., Über die Erzeugung von Schaltspannungen mit Hochspannungs—Prüftransformatoren, Elektrotechn. Z. A. 86 (1965), 20, S. 648—651.
9. Александров Г. Н. и Иванов В. Л., Исследования электрической прочности воздушных промежутков и гирлянд изоляторов при воздействии внутренних перенапряжений, «Электричество», 1962, № 9.
10. Frank H., Eine Wechselspannungsprüfkaskade für 1500 kVA/1200 kV, Elektrische 18 (1964), H. 5, S. 133—135.



О механизме самопроизвольного размыкания контактов при пропускании больших сквозных токов

Инж. В. С. ПОТОКИН и канд. техн. наук В. И. РАХОВСКИЙ

Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина,
Институт высоких температур АН СССР

Явление самопроизвольного размыкания контактов при пропускании больших сквозных токов известно давно [Л. 1]. В большинстве случаев оно объяснялось отталкиванием контактов под воздей-

ствием электродинамических усилий, обусловленных наличием областей стягивания тока и искривлением линий тока, что приводит к образованию в соприкасающихся контактах участков, где линии тока направлены под углом друг к другу.

В настоящее время для электродинамических сил, расталкивающих контакты, выведено большое число соотношений (табл. 1), справедливых для частных случаев и соответствующих общей формуле:

$$F_{\text{эл.-дин}} = Bi^2.$$

Наибольшее распространение получила формула Двайта [Л. 2] возможно потому, что ею пользуется Хольм [Л. 3]:

$$F_{\text{эл.-дин}} = 1,02 \cdot 10^{-8} i^2 \ln \frac{r_k}{r_c}. \quad (1)$$

Формула (1), как и большинство других, представленных в табл. 1, выведена для односточечного касания. Однако как теоретические, так и экспериментальные исследования [Л. 3, 16—19] показывают, что площадки действительного электрического контактирования (α -пятна) многочисленны и разбросаны по всей поверхности контакта, благодаря чему сила отталкивания, вычисленная по формуле (1), должна уменьшаться обратно пропорционально числу α -пятен (см. п. 7, 10, 14 табл. 1). Мольнар [Л. 13] — один из немногих исследователей, получивших формулы для определения электродинамических сил не только для точечного, но и линейного контакта (см. п. 14 табл. 1), в которых принимается во внимание радиус купола контакта r_0 и ширина l линейного контакта. Проверка этих соотношений дала удовлетворительные результаты при протекании больших токов.

Очень физичная картина расталкивания была описана Броном [Л. 14], который, рассматривая давления, создаваемые магнитными полями в районе стягивания, так называемые «боковой распор» линий магнитной индукции, получил простое соотношение (см. п. 15, табл. 1), описывающее электродинамические усилия как функцию геометрических размеров и пропускаемого тока. Это соотношение было развито и проведено для серебряных контактов в [Л. 20]. Хофт [Л. 21], изучавший зависимость электродинамических усилий от тока для медных контактов, показал, что соотношение Брона особенно хорошо согласуется с опытом, если учесть и геометрию токоподводов.

Нами было обнаружено [Л. 22—25], что самопроизвольное отталкивание вольфрамовых контактов диаметром 10 мм, соприкасающихся плоскими торцами, наступает при пропускании токов 3000—5000 а. Силы, вычисленные по формуле (1), для этих токов оказались значительно меньше контактного нажатия и не могли вызвать отталкивания кон-

Таблица 1

№ п/п.	Формула для определения $F_{\text{эл.-дин}}$	Источник	Год
1	$0,7 \cdot 10^{-8} i^2 30/r_{\text{стяг}}$	[Л.1]	1924
2	$1,02 \cdot 10^{-8} i^2 \ln K$	[Л.2] [Л.3]	1927, 1958
3	$\frac{\mu_0}{4\pi} i^2 \ln K$	[Л.4]	1937
4	$1 \cdot 10^{-8} i^2 (\ln K + 0,25)$	[Л.5]	1950
5	$\frac{\mu_0}{4\pi} i^2 \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2Ki_1(\lambda_n K)}{\lambda_n^2 i_0(\lambda_n)} \right]^2$	[Л.6]	1952
6	$10^{-8} i^2 \ln \frac{A}{A_0}$ — односточечный контакт	[Л.7]	1954
7	$10^{-8} \frac{i^2}{n} \ln \frac{A}{A_0}$ — многоточечный контакт	[Л.7]	1954
8	$5 \cdot 10^{-8} i^2$	[Л.8]	1957
9	$2,04 \cdot 10^{-8} i^2 \ln K$	[Л.9]	1957
10	$2,04 \cdot 10^{-8} \frac{i^2}{n} \ln K \left(1 - \cos \alpha - \frac{1}{2} \sin \alpha \right)$	[Л.10]	1962
11	$5 \cdot 10^{-8} i_{\text{max}}^2$	[Л.11]	1963
12	$\frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^i i_p \ln K di$	[Л.12]	1963
13	$1,02 \cdot i^2 \left(1 - \frac{r_{\text{конт}}}{r_0} \right) \ln \left(\frac{4}{7} K + \frac{3}{7} \right)$ — точечный контакт	[Л.13]	1964
14	$2,04 \cdot i^2 \left(1 - \frac{r_{\text{конт}}}{4r_0} \right) \ln \frac{1 + \frac{l}{4r_0}}{K + \frac{l}{40\pi}}$ — линейный контакт		
15	$10^{-8} i^2 \ln \frac{r}{b}$	[Л.14]	1965
16	$c \cdot 10^{-2} i^2$	[Л.15]	1967

Примечание

$$K = \frac{r_{\text{конт}}}{r_{\text{стяг}}},$$

где $r_{\text{конт}}$ — радиус цилиндрического контакта; $r_{\text{стяг}}$ — радиус площадки соприкосновения; i — мгновенное значение пропускаемого тока, при котором произошло отталкивание.

тактов с образованием дуги. Был проведен расчет [Л. 23 и 24], который показал, что существует возможность самопроизвольного отталкивания вследствие взрывного испарения области стягивания (или нескольких областей) из-за выделения в течение небольшого времени огромной удельной тепловой мощности, разрушающей кристаллическую решетку области стягивания. Возникшие при этом атомы металла из-за ограниченности объема области, в которой они образовались, находятся под большим давлением, которое создает силу, воздействующую на контакты во время взрыва. Естественнo предположить, что подвижный контакт, получив в виде короткого импульса некоторое количество движения, продолжает по инерции перемещаться после прекращения действия силы и отходит от неподвижного на расстояние, достаточное для существования дуги.

Независимо от нас Паукерт [Л. 26] высказал предположение, что облако паров, возникающее после разрушения образовавшегося мостика, создает добавочные усилия, помогающие электродинамическим силам преодолевать контактное нажатие. Позднее такая же точка зрения была высказана в [Л. 14 и 27].

В [Л. 15] сделана попытка введением специального коэффициента C учесть не только электродинамические силы, но и добавочные усилия, создаваемые, во-первых, облаком паров, которое образуется при разрушении мостика [Л. 23] и, во-вторых, пинч-эффектом возникшей дуги.

Беер [Л. 15] добавляет, что кроме металлического пара при разрушении мостиков выделяются и газы, растворенные в металле. Коэффициент C определялся из опытов при пропускании токов до 9 ка для четырех контактных материалов (молибдена, меди, серебро +10% никеля, серебро +30% вольфрама), наиболее часто, по мнению Беера, употребляемых в электрических аппаратах, и двух конфигураций контактов (сфера—сфера, плоскость—сфера). По нашему мнению, увеличение расталкивающего усилия под влиянием пинч-эффекта вряд ли может быть существенным. Как указал Хофт [Л. 21], величина его не превышает нескольких килограммов при тех токах короткого замыкания, с которыми проводил опыты Беер [Л. 15].

Рассмотрим тепловые процессы, происходящие в области или областях стягивания тока. В нашем случае нагрев контактов определяется плотностью тока, которая зависит от суммарной площади истинного контактирования S_{ϕ} . В соответствии с законом Гука Хольмом [Л. 3] выведено выражение для определения площади соприкосновения области стягивания:

$$S_{\phi} = \frac{P_{\text{в}}}{\xi H_{\text{в}}}, \quad (2)$$

где $P_{\text{в}}$ — величина нагрузки, сжимающей контакты; $H_{\text{в}}$ — твердость материала по Бриннелю; ξ — коэффициент сжимаемости контактного материала, который зависит и от технологии изготовления материала.

Согласно [Л. 3] этот коэффициент для меди примерно равен 0,3, для вольфрама приближается к единице.

Предполагая, что области стягивания тока в каждом контакте симметричны друг другу и имеют форму полусфер, найдем радиус $r_{\text{стяг}}$ и массу области стягивания $m_{\text{стяг}}$:

$$r_{\text{стяг}} = \sqrt{\frac{S_{\phi}}{\pi}} = \sqrt{\frac{P_{\text{в}}}{\pi \xi H_{\text{в}}}}, \quad (3)$$

$$m_{\text{стяг}} = \frac{4}{3} \pi r_{\text{стяг}}^3 d = \frac{4dP_{\text{в}}^{3/2}}{3\pi^{1/2} \xi^{3/2} H_{\text{в}}^{3/2}}, \quad (4)$$

где d — плотность материала контактов.

При прохождении тока I в области стягивания выделяется джоулево тепло:

$$Q = qI^2 R_{\text{стяг}} t, \quad (5)$$

где I — действующее значение тока; q — электро-термический эквивалент; t — время прохождения тока; $R_{\text{стяг}}$ — сопротивление области стягивания, определяемое по формуле, выведенной в [Л. 3]

$$R_{\text{стяг}} = \frac{\rho}{2r_{\text{стяг}}}, \quad (6)$$

где ρ — удельное электрическое сопротивление контактного материала.

Из эксперимента [Л. 24 и 25] известно, что в результате взрыва области стягивания создается локальная температура, достигающая 10 000° К. При столь высоких значениях температуры и давления теплота парообразования существенно уменьшается [Л. 28]. Поэтому в первом приближении можно считать, что все тепло, выделяющееся в области стягивания, идет на нагрев ее массы и оценить температуру T , до которой она будет нагрета.

Предполагая, что кристаллическая решетка области стягивания разрушится и вся ее масса превратится в облако пара и, зная температуру T этого облака, можно определить давление P , возникающее в области стягивания в результате взрыва:

$$P = nkT = \frac{m_{\text{стяг}}}{V_{\text{стяг}} m_{\text{а}}} kT = \frac{dkT}{m_{\text{а}}}, \quad (7)$$

где $m_{\text{а}}$ — масса атома материала контактов; $V_{\text{стяг}}$ — объем области стягивания; $k = 1,37 \cdot 10^{-16}$ эрг/град — постоянная Больцмана.

Зная площадь поверхности области стягивания из выражения (2), можно определить силу $F_{\text{терм}}$, вызывающую самопроизвольный отброс контактов:

$$F_{\text{терм}} = pS_{\phi}. \quad (8)$$

Используя выражения (2) — (7), получим:

$$F_{\text{терм}} = \frac{3\pi q \rho k \xi H_{\text{в}} t}{8m_{\text{а}} c} \cdot \frac{I^2}{P_{\text{в}}}. \quad (9)$$

Самопроизвольное раздвижение контактов наступает в случае, если возникающая сила $F_{\text{терм}}$ больше контактного нажатия $P_{\text{в}}$. Граничным условием, при котором отброс уже возможен, является равенство:

$$F_{\text{терм}} = P_{\text{в}}. \quad (10)$$

Подставляя (10) в (9), получим:

$$F_{\text{терм}} = P_{\text{в}} = I \sqrt{\frac{3\pi q \rho k \xi H_{\text{в}} t}{8m_{\text{а}} c}}. \quad (11)$$

Таким образом, предельный ток динамической устойчивости линейно зависит от величины нажатия, тогда как в случае отброса под воздействием

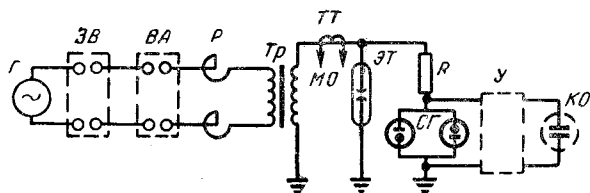


Рис. 1. Электрическая схема экспериментального стенда.

ЭТ — экспериментальная трубка; Г — ударный генератор; ЗВ — защитный выключатель; ВА — включающий аппарат; Тр — трансформатор ОС-1000; КО и МО — катодный и магнитный осциллографы; СТ — стабилизаторы; R — делитель; У — усилитель; ТТ — трансформатор тока; Р — реакторы.

электродинамических сил ток динамической устойчивости пропорционален корню квадратному из величины нажатия.

С целью определения областей применения соотношений (1) и (11) был произведен следующий эксперимент. Два плоских торцовых цилиндрических вольфрамовых контакта диаметром 16 мм были заключены в вакуумноплотную оболочку, откачанную до давления порядка 10^{-6} тор. Используемое устройство позволяло создавать нажатие на контакты от 15 до 165 кг. Условия на поверхности контактов в вакууме более стабильны, чем в других средах, так как затруднено окисление контактной поверхности, которое при разогреве контактов большими токами [Л. 29] могло заметно изменить размеры площадок истинного контакта и тем самым сильно исказить результат. Испытуемые контакты включались в разрез одного из параллельных шинопроводов, подсоединенных к зажимам трансформатора, понижающего напряжение до 400 в. Электрическая схема эксперимента приведена на рис. 1.

Эксперимент проводился следующим образом: через замкнутые контакты пропускались 3—4 полуволны тока, амплитуды которых быстро уменьшались. Максимальное значение тока первой полуволны ступенями менялось от 5 до 62 ка. При каждой фиксированной амплитуде 1-й полуволны и определенном нажатии ток пропускался три раза. Если отброса не происходило, ток увеличивался до появления дуги между контактами, которая фиксировалась на осциллограмме по ступенчатому увеличению падения напряжения на контактах (рис. 2). Возникновение дуги свидетельствовало

о раздвигании контактов. Если контакты не раздвигались при прохождении максимального тока 1-й полуволны, в дальнейшем отброса не происходило. После возникновения отброса нажатие увеличивалось, и опыт проводился при соответственно большем токе.

Результаты эксперимента представлены в табл. 2. Для сравнения в той же таблице представлены значения сил, вызывающих самопроизвольный отброс, в случае термического механизма, рассчитанных по формуле (11), и для электродинамического механизма, рассчитанных по формуле (1) для одной точки касания, расположенной на оси контактов. Константы, необходимые для расчета, заимствованы в [Л. 30] и приведены в табл. 3. Значения контактной твердости и удельного сопротивления взяты средними из измерений, которые проводились нами перед опытом для пяти пар вольфрамовых контактов.

Время испарения области стягивания до начала отскока, достигавшее $1 \cdot 10^{-5}$ сек, было заимствовано из опытов по определению времени теплового взрыва области стягивания на вольфраме [Л. 24 и 25].

Звездочки у значений силы термического отталкивания в табл. 2 поставлены в знак того, что эти силы могли бы возникнуть, если бы испарилась область стягивания тока. Но поскольку при данных значениях токов и контактных нажатий испарения области стягивания не произошло, силы термического отталкивания не возникли, и отброса контактов тоже не было, так как электродинамические силы, присутствующие всегда, при данных токах слишком малы, чтобы преодолеть контактное нажатие.

Анализируя табл. 2, получаем для вольфрамовых контактов простое условие отсутствия отскока при пропуске больших токов:

Таблица 2

Эксперимент			Расчет	
Сила нажатия, P_n , кг	Ток, ка тах	Наличие отброса (возникновение дуги по осциллограмме)	Формула (14) $F_{терм}$, кг	Формула (1) $F_{эл-дин}$, кг
15	5 10	Нет Есть	16,3* 32,5	1,0 3,7
110	28 35	Нет Есть	91,0* 114,0	30,0 41,0
145	46 52	Нет Есть	149,0* 169,0	69,0 88,0
165	57 62	Нет Есть	180,0* 205,0	100,0 122,0

Таблица 3

c , кал/град	ϵ	H_n , кг/см ²	ρ , ом·см	m_a , г
0,034	1	$3,7 \cdot 10^4$	$4,9 \cdot 10^{-6}$	$3,1 \cdot 10^{-22}$

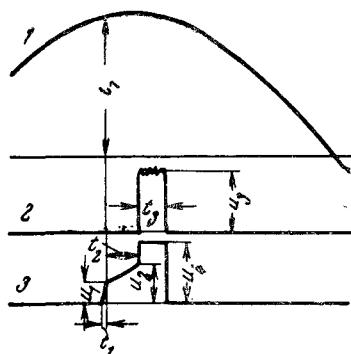


Рис. 2. Комбинированная осциллограмма, иллюстрирующая самопроизвольное отталкивание контактов.

Луч 1 — ток; луч 2 — падение напряжения на дуге, возникающей после отброса контактов; луч 3 — падение напряжения на области стягивания, записанное через усилитель при скорости развертки в несколько раз большей, чем у лучей 1 и 2.

i_1 — мгновенное значение тока, при котором завершился взрыв области стягивания; t_1 — время взрыва области стягивания; t_2 — время существования аномального мостика; t_3 — время горения дуги, возникшей в результате самопроизвольного расхождения контактов; U_1 — падение напряжения на аномальном мостике, возникшем в первый момент после взрыва области стягивания тока; U_2 — падение напряжения на дуге; U_3 — падение напряжения на аномальном мостике перед возникновением дуги; U_4 — напряжение стабилизатора усилителя.

$$I \leq 0,308 P_v, \quad (12)$$

где P_v дано в килограммах, а I в килоамперах. Точность этой формулы, конечно, не превышает точности измерения, т. е. 15% измеряемой величины, хотя отклонение полученных экспериментальных результатов от указанной зависимости заметно меньше.

Полученные результаты показывают, что формула (11) дает значительно более близкие к эксперименту значения отталкивающей силы, чем формула (1) при сравнительно малых токах. Это и понятно, так как ввиду малости коэффициента пропорциональности в формуле (1), заметные электродинамические силы могут быть получены лишь при токах около 60 ка.

Учет совместного отталкивающего действия термических и электродинамических сил довольно затруднителен, так как в том случае, когда величина тока недостаточна для испарения области стягивания, термические силы отталкивания не возникают, а электродинамические силы существуют все время, пока протекает ток. Когда же область стягивания испаряется, термические силы отталкивания нарастают со скоростью взрыва, а электродинамические, видимо, помогают расталкиванию контактов. При пропускании больших токов, когда электродинамические силы больше сил термических и достаточны для преодоления контактного нажатия, они начинают раздвигать контакты; при этом радиус площади соприкосновения уменьшается, что приводит к увеличению сопротивления области стягивания, следовательно, и количества тепла, выделяемого в этой области. Поскольку при этом одновременно резко уменьшается объем области стягивания, а следовательно, и количество тепла, необходимое для взрыва области стягивания, область стягивания в какой-то момент, очевидно, взрывается и термические силы помогают электродинамическим в отбросе контактов.

Такое взаимодействие электродинамических и термических сил, видимо, может прекратиться при токе, который создаст электродинамическую силу, сообщаящую контакту скорость, большую чем скорость восстановления размеров тех участков площадки сопротивления, которые в замкнутом состоянии находились в состоянии упругой деформации. При такой высокой скорости раздвижения контактов область стягивания будет уменьшаться настолько быстро, что возможный взрыв ее на конечном этапе не создаст значительной силы из-за небольшой массы взрывающегося материала.

Для определения точных соотношений между этими силами в различных диапазонах токов необходимо: 1) теоретическое рассмотрение процессов разведения контактов и бесконечно малых приращений размеров тех участков поверхности области стягивания тока, которые при замыкании контактов подвергались упругой деформации; 2) проведение эксперимента, который должен связать микроскопические перемещения контактов с изменением теплофизических, физико-механических и электрических параметров области стягивания тока.

Литература

1. Clerc A., Le reenclenchement sur court — circuit des disjoncteurs a pouvoir de rupture eleve. Etude des pare — etinzelles, Rev. Gen. El., B. 24, p. 217, 1924.
2. Dwight H. B., Trans. AIEE, 46, p. 185, 1927.
3. Холм Р., Электрические контакты, Изд-во иностр. лит., 1961.
4. Engel A., Über die Natur der Werkstoffwanderung in elektrischen Schweißbogen, Wissenschaft. Veröffentl. Siemens — Werken, 16, S. 70, 1937.
5. Kesselring F., Theoretische Grundlagen zur Berechnung der Schaltgeräte, Walter de Gruyter and Co., Verlag Berlin, s. 98, 1950.
6. Ollendorf F., Berechnung magnetischer Felder, Springer Verlag, s. 398, Wien, 1952.
7. Бабилов М. А., Электрические аппараты, изд-во «Энергия», 1954.
8. Hütte E. V., IVA. Starkstrom., s. 469, Berlin, 1957.
9. Zajic V., Highvoltage circuit — breakers, Artia Prague, 1957.
10. Hoff H., Abhebekräfte an elektrischen Kontakten, Abschlußbericht II am Inst. Werkstoffkunde der TH Ilmenau, 1962.
11. Смага Н. Н. и Скородинский Х. И., Меры борьбы с электродинамическим отбросом контактов электрических аппаратов, «Вестник электропромышленности», 1963, № 1, 12.
12. Решетников В. Е., Расчет электродинамических сил в контактах, «Электротехника», 1963, № 10, 74.
13. Molnar J., Über die Stoßkräfte der elektrischen Kontakte, IX Intern. Kolloquium der T. H. Ilmenau, 1964.
14. Брон О. Б., К вопросу об электродинамических силах в контактах, «Электротехника», 1965, № 1, 21.
15. Beer F., Ein Beitrag zur experimentellen Bestimmung kontaktabstossender Kräfte an Abhebekontaktstücken, III Kontakttagung in Berlin «Kontakte in der Elektrotechnik», 1967.
16. Крагельский И. В., Площадь касания шероховатых поверхностей, сб. «Электрические контакты», Госэнергоиздат, 1958.
17. Демкин Н. В. и Крагельский И. В., Влияние шероховатости и свойств материала на площадь касания поверхностей при упругом контакте, сб. «Электрические контакты», Госэнергоиздат, 1960.
18. Крагельский И. В. и др., Расчет площадей касания неподвижных и скользящих контактов, сб. «Электрические контакты», изд-во «Энергия», 1964.
19. Демкин Н. В. и Ланков А. А., Исследование зоны контакта методом отпечатков, сб. «Электрические контакты», изд-во «Энергия», 1967.
20. Бочаров В. Е., Расчет электродинамических усилий в контактах контакторов, «Электротехника», 1968, № 8, 18.
21. Hoff H., Das Messen der Abhebekraft an elektrischen Kontakten, Elektr., № 6, 224, 1966.
22. Потокин В. С. и др., Исследование эрозии тугоплавких электродов в сильноточной вакуумной дуге в диапазоне токов 1000—5000 а; III Научно-техническое совещание по развитию производства и внедрению электротехнических изделий из металлокерамических материалов, Рига, июль, 1964.
23. Раховский В. И., Сильноточные контакты вакуумных дугогасительных камер, Диссертация, ВЭИ им. В. И. Ленина, М., 1963.
24. Потокин В. С. и др., Исследование мостиковой стадии эрозии электродов при отключении токов 1000—5000 а в вакууме, ЖТФ, т. XXXV, № 10, 1848, 1965.
25. Потокин В. С. и Раховский В. И., Изучение мостиковой стадии при коммутации тока в вакууме, ЖТФ, т. XXXVII, № 2, 330, 1967.
26. Paukert J., Begrenzungsselbstschalter, Elektrotechnik Obzor, Praha, № 10, 553, 1963.
27. Решетников В. Е., Самопроизвольное отталкивание контактов, I конференция «Сильноточные электрические контакты», Красноярск, июль, 1967.
28. Физический энциклопедический словарь, 1963, т. 3.
29. Holm E., Holm R., ASTM Bulletin, № 188, 39 (TP 31), febr. 1963.
30. Агте К. и Вацек И., Вольфрам и молибден, изд-во «Энергия», 1964.

[2.7.1969]

Учет влияния переходного сопротивления в системах сигнализации замыканий на землю

Канд. техн. наук И. В. ЖЕЖЕЛЕНКО, инженеры К. К. ШЕВЦОВ,
В. В. МАСЛЯНИК, Э. М. ЛИПЕЦ, Г. Ф. КУЗНЕЦОВ, П. Я. РЕЗЧЕНКО
Ждановский металлургический институт — Институт электродинамики АН УССР —

Ждановский металлургический завод им. Ильича — Ждановский металлургический завод «Азовсталь»

При проектировании сигнализации однофазных замыканий на землю в компенсированных сетях 6—35 кВ, а также при реконструкции сигнализации в связи с установкой дугогасящих катушек иногда применяются системы, основанные на использовании естественных или искусственно генерируемых гармоник тока [Л. 1].

Величина высших гармоник тока однофазного замыкания на землю зависит от переходного сопротивления тем больше, чем выше номер гармоники. Этот факт необходимо учитывать при анализе чувствительности и селективности соответствующих устройств сигнализации, основанных на высших гармониках.

Оценивая естественную ν -ю гармонику тока $I_{\nu r}$ по упрощенной схеме замещения, составленной по методу эквивалентного генератора при пренебрежении нагрузкой и междофазными емкостями, получим:

$$I_{\nu r} = \frac{U_{\nu}}{\sqrt{r^2 + \left(\frac{x_c}{k_{\nu}}\right)^2}}, \quad (1)$$

где $\bar{U}_{\nu}$ — ν -я гармоника фазного напряжения до замыкания;

r — переходное сопротивление в месте замыкания;

x_c — емкостное сопротивление контура нулевой последовательности при промышленной частоте ($\nu=1$);

k — степень настройки дугогасящей катушки,

$$k_{\nu} = \nu - \frac{r}{x_c}.$$

При резонансной настройке

$$k_{\nu} = \nu - \frac{1}{\nu}.$$

Обозначив $\frac{r}{x_c} = k_r$, формулу (1) представим в следующем виде:

$$I_{\nu r} = \frac{U_{\nu} k_{\nu}}{x_c \sqrt{1 + k_r^2 k_{\nu}^2}}. \quad (2)$$

Отношение токов ν -й гармоники β при наличии и отсутствии переходного сопротивления

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{1 + k_r^2 k_{\nu}^2}}. \quad (3)$$

При наложении искусственно генерируемых гармоник тока, получаемых с помощью дополнительной

обмотки, помещенной на сердечник дугогасящей катушки [Л. 2],

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{1 + k_r^2 \nu^2}}. \quad (3a)$$

Из выражений (3) и (3a) следует, что влияние переходного сопротивления на уменьшение ν -й гармоники тока однофазного замыкания на землю возрастает с увеличением номера гармоники ν . Это влияние наиболее существенно для устройств, реагирующих на гармоники высокого порядка; оно меньше влияет в устройствах суммирующего типа [Л. 3], поскольку они реагируют и на гармоники низких порядков.

Обследованиями установлено, что в кабельных сетях крупных промышленных предприятий 30—40% всех устойчивых однофазных замыканий происходит через переходное сопротивление. Значительное количество их вызвано пробоями в соединительных кабельных муфтах. Некоторые из этих аварий самоликвидируются (пробой заплывает). Пробой изоляции кабелей развивается постепенно, в связи с чем неполное замыкание существует иногда длительно.

Авторами настоящей статьи по материалам 10-летней эксплуатации кабельных сетей 6—10 кВ Ждановского металлургического завода им. Ильича с емкостным током замыкания на землю около 100 А были исследованы величины переходных сопротивлений при однофазных замыканиях. Сети работали с изолированной нейтралью.

Отношение переходного сопротивления r в месте замыкания на землю к емкостному сопротивлению сети x_c определялось по формуле, полученной на основании данных [Л. 4]:

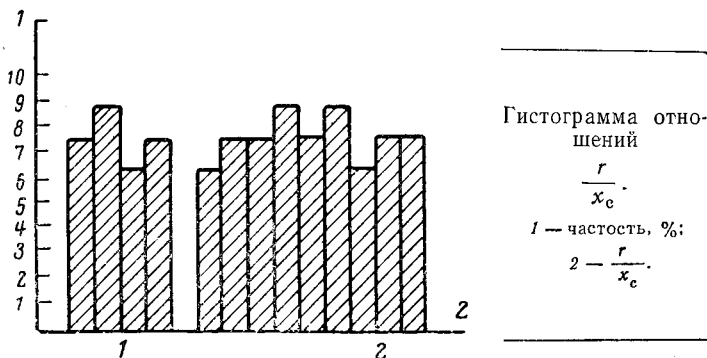
$$\frac{r}{x_c} = \sqrt{\frac{U_{\Phi}^2}{U_0^2} - 1}, \quad (4)$$

где U_{Φ} — фазное напряжение сети, В;

U_0 — напряжение смещения нейтрали, В.

Напряжение U_0 находилось графически из векторной диаграммы [Л. 4] по известным фазным напряжениям U_{A3} , U_{B3} , U_{C3} . Учитывая возможные отклонения напряжения и погрешности при определении U_0 из векторной диаграммы, погрешность при оценке отношения можно считать находящейся в пределах $\pm 10\%$.

По результатам обработки зафиксированных персоналом данных 78 измерений фазных напряжений во время устойчивых замыканий рассчитана и построена гистограмма отношений $\frac{r}{x_c}$ (см. рисунок).



Из рассмотрения гистограммы следует, что вероятность возникновения замыкания через любое переходное сопротивление в диапазоне $(0,8 \div 2,2)x_c$ практически одинакова.

Следует отметить, что по имеющимся данным эксплуатации кабельных сетей 6—10 кВ завода «Азовсталь» с емкостным током $40 \div 100$ А замыкания через переходное сопротивление составляют 30—50% всех случаев однофазных замыканий, данные по которым зафиксированы оперативным пер-

соналом. При этом переходное сопротивление находилось в пределах $(0,7 \div 2,4)x_c$.

Проведенные исследования позволяют сделать вывод, что при проектировании устройств сигнализации однофазных замыканий, основанных на высших гармониках тока замыкания в компенсированных кабельных сетях предприятий с емкостным током до 100 А, следует расчетным случаем считать замыкание через переходное сопротивление $r = (2 \div 2,5)x_c$.

Литература

1. Сигнализация замыканий на землю в компенсированных сетях, сб. статей под ред. В. И. Иоэльсона, Госэнергоиздат, 1962.
2. И. М. Сирота, О принципах выполнения защиты от замыканий на землю в компенсированной сети, сб. «Автоматизация и релейная защита электрических систем», изд-во «Наукова думка», Киев, 1966.
3. В. М. Кискачи, Ю. Г. Назаров, Сигнализация однофазных замыканий на землю в компенсированных кабельных сетях 6—10 кВ, Труды ВНИИЭ, вып. 16, Госэнергоиздат, 1963.
4. И. М. Сирота, Защита от замыканий на землю в электрических системах, Изд-во АН УССР, Киев, 1955.



УДК 621.319.44.001.2

Об оптимизации конструктивного исполнения шунтовых конденсаторных батарей высокого напряжения

Доктор техн. наук, проф. Г. С. КУЧИНСКИЙ и канд. техн. наук, доц. А. К. ЧЕРНОВЕЦ

Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина

При создании современных энергосистем экономически оправдано и технически необходимо использование шунтовых конденсаторных батарей до напряжения 750 кВ включительно. Поскольку конденсаторные батареи конкурируют с синхронными компенсаторами, имеющих интенсивность отказов $\lambda_{с.к} = (0,8 \div 1,2) \cdot 10^{-5} 1/ч$, что соответствует вероятности их безотказной работы в течение года 0,90—0,93, конденсаторные батареи в смысле надежности во всяком случае не должны уступать последним.

В связи с этим необходимо знать, каким требованиям в части интенсивности внезапных отказов и долговечности должны удовлетворять выпускаемые промышленностью конденсаторы; как, располагая этими данными, рассчитать вероятность безотказной работы батареи и имеются ли возможности ее увеличения надежности батареи за счет выбора ее мощности, напряжения конденсаторов, типа индивидуальной защиты и рациональных сроков профилактики.

Для решения поставленных вопросов примем, что конденсатор состоит из $p=100$ секций с интенсивностью отказов $\lambda_c = 10^{-7} \text{—} 10^{-9} 1/ч$. Отметим, что значение $\lambda_c = 10^{-7} 1/ч$ соответствует границе применимости конденсаторов из-за их чрезмерной аварийности, $\lambda_c = 10^{-8} 1/ч$ — наиболее широко применяемым конденсаторам и $\lambda_c = 10^{-9} 1/ч$ — лучшим мировым образцам, выпускаемым в настоящее время.

Будем считать, что в конденсаторах с последовательно-параллельным соединением секций (с номинальным напряжением конденсатора U_k выше 2 кВ) отказ любой секции приводит к отказу конденсатора и к необходимости отключения его индивидуальной защитой, поэтому значение λ_k должно лежать в пределах:

$$\lambda_k = \frac{\lambda_c}{100} = 10^{-5} \div 10^{-7} 1/ч. \quad (1)$$

Для конденсаторов с номинальным напряжением до 1 кВ, где применяется параллельное соединение секций со встроенными индивидуальными предохранителями, получим:

$$\lambda_k = \frac{1}{\frac{1}{\lambda_c^0 p} + \frac{1}{\lambda_c^1 (p-1)} + \frac{1}{\lambda_c^2 (p-2)} + \dots + \frac{1}{\lambda_c^f (p-f)}}, \quad (2)$$

где f — количество секций, допустимое к отключению в одном конденсаторе, согласно [Л. 1 и 2] — $f=6 \div 10$;

λ_c^0, λ_c^f — интенсивности отказов оставшихся в работе секций, возрастающие после перегорания очередного предохранителя из-за повышения напряжения на конденсаторе и ухудшения свойств диэлектрика.

Если принять, что при отключении $f=8$ секций из 100 заметного ухудшения свойств пропиточного

диэлектрика не происходит, и пренебречь повышением напряжения на конденсаторе из-за перегорания восьми предохранителей, то по (2) интенсивность внезапных отказов такого конденсатора составит:

$$\lambda_k = 10^{-6} \div 10^{-8} \text{ 1/ч,}$$

т. е. на порядок ниже, чем при отсутствии встроенных предохранителей.

Посмотрим, какой эффект получается от такого мероприятия в смысле повышения надежности батарей. В общем случае каждая фаза батареи может состоять из F параллельных фазных зон, а последняя — из S последовательно соединенных групп, в каждой из которых l параллельных конденсаторов (рис. 1).

Условимся считать отказом такой батареи момент, начиная с которого из-за перегорания отдельных предохранителей напряжение на любой из $3SF$ групп в трехфазной системе возрастет более, чем на 10% (наибольшее длительное напряжение, допускаемое заводом-изготовителем) и потребуются аварийное отключение батарей от защиты для замены поврежденных элементов, или произойдет недопустимое изменение сопротивления фазы, что особенно существенно для конструкций батарей, работающих в схеме фильтров.

Сопротивление фазной зоны батареи (при $F \neq 1$) или всей фазы (при $F=1$) можно записать в относительных единицах в виде выражения:

$$x_{\Sigma j} = -\frac{1}{l-n_j} + \sum_{i=1}^{S-1} \frac{1}{l-n_i}, \quad (3)$$

где n_j — число отключенных конденсаторов в одной группе, состоящей из l параллельно соединенных конденсаторов, в которой произошел последний отказ; n_i — число отключенных конденсаторов в i -й группе из остальных $(S-1)$ групп.

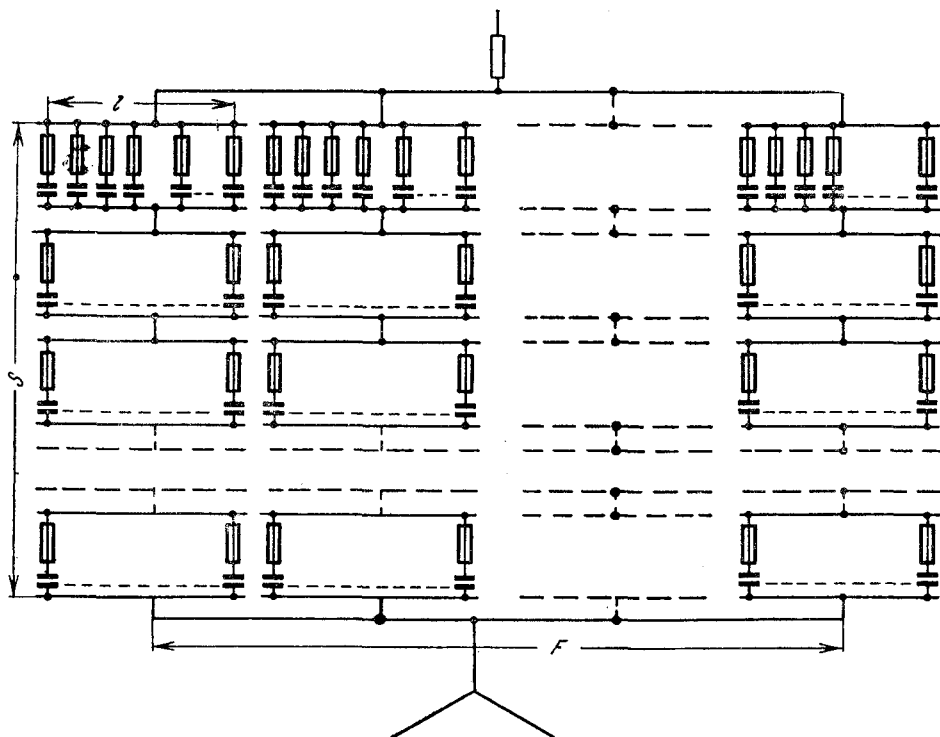


Рис. 1. Схема комплектации высоковольтной конденсаторной батареи.

Напряжение в относительных единицах на любой из последовательных групп можно определить по формуле:

$$U_j = \frac{S \frac{1}{l-n_j}}{-\frac{1}{1-n_j} + \sum_{i=1}^{S-1} \frac{1}{l-n_i}}. \quad (4)$$

В частном случае, когда все отказы происходят в одной группе, допустимое число отключенных конденсаторов при $U_j \leq 1,1$ составит:

$$K = n_j \leq \frac{0,1Sl}{1,1(S-1)}. \quad (5)$$

С точки зрения условий комплектования батарей на напряжение 35÷500 кВ, как следует из табл. 1, конденсаторы напряжением 10,5 кВ (наивысшее напряжение выпускаемых силовых конденсаторов

Таблица 1

Основные характеристики батарей, скомплектованных из конденсаторов на 1 и 10,5 кВ мощностью 50 квар

U, кВ	Требуемая мощность батарей, Мва	U _к =1 кВ					U _к =10,5 кВ									
		Максимальная мощность ¹ Q, Мва					Минимальная мощность ² Q, Мва					Максимальная мощность Q, Мва				
		Q	S	F	l	K	Q	S	F	l	K	Q	S	F	l	K
35	5—50	33	20	1	11	1	1,8	2	1	6	1	≥ 50	2	В зависимости от максимальной мощности		
110	10—150	105	63	1	11	1	9,9	6	1	11	1	≥ 150	6			
220	20—200	210	127	1	11	1	19,8	12	1	11	1	≥ 210	12			
330	50—250	315	191	1	11	1	30	18	1	11	1	≥ 250	18			
500	100—400	477	289	1	11	1	45	27	1	11	1	≥ 400	27			

Примечания. ¹ Рекомендуемая мощность из условий взрывобезопасности корпуса (при кратности перенапряжений 2,0) и повышения напряжения при повреждении одного конденсатора.

² Рекомендуемая мощность из условий повышения надежности при повреждении одного конденсатора.

[Л. 11] лучше низковольтных на 1 000 и 600 в, поскольку позволяют охватить весь диапазон изменения мощностей батарей, требующихся в энергосистемах.

Основу конденсаторной батареи составляет группа из l параллельно соединенных конденсаторов, представляющая собой пример цепи с нагруженным резервом (допускает K повреждений из l конденсаторов). Учитывая, что все последовательно соединенные группы включены также последовательно, вероятность безотказной работы за время t с учетом надежности может быть записана в виде:

$$P_6(t) = [P_T(t)]^{3SF}, \quad (6)$$

где

$$P_1(t) = R^l + lR^{l-1}(1-R) + \frac{l(l-1)}{2!}R^{l-2}(1-R)^2 + \\ + \frac{l(l-1)(l-2)}{3!}R^{l-3}(1-R)^3 + \dots + \\ + \frac{l(l-1)(l-2)\dots(l-K+1)}{K!}R^{l-K}(1-R)^K, \quad (7)$$

$$R = \exp(-\lambda_K t). \quad (8)$$

Отметим, что приведенные формулы не учитывают изменения интенсивности внезапных отказов конденсаторов на группах с повышенным напряжением. Однако это компенсируется тем, что распределение отказов конденсаторов носит случайный характер и способствует выравниванию напряжения на последовательно соединенных группах. Точный учет указанных факторов при аналитическом расчете затруднен, однако хорошо реали-

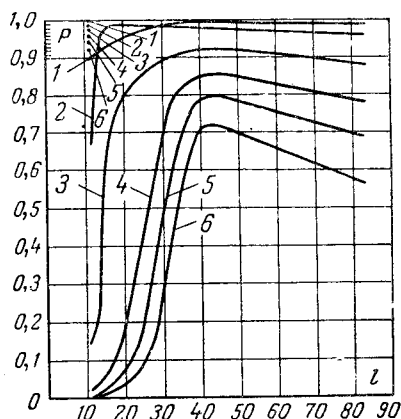


Рис. 2. Основные показатели надежности батарей за 10 000 ч непрерывной работы в зависимости от числа параллельных конденсаторов l .

1 — группа из l параллельных конденсаторов (для батарей 110—500 кв); 2, 3, 4, 5, 6 — соответственно для батарей на 35, 110, 220, 330, 500 кв.
— — — — — скомпонованы из конденсаторов 10,5 кв ($\lambda_K = 10^{-6}$ 1/ч); ● — скомпонованы из конденсаторов 1 кв ($\lambda_K = 10^{-7}$ 1/ч).

зуется в методе статистических испытаний, расчеты по которому подтверждают допустимость применения указанных формул.

Формулы (6)—(8) позволяют определить надежность конденсаторных батарей различного исполнения, скомпонованных из разных конденсаторов, и выбрать наилучший вариант (рис. 2). На рис. 3 и 4 построены зависимости вероятности безотказной работы батарей для оптимальной структуры группы, определяемой по рис. 2. Из рис. 2—4 следует, что новые батареи, составленные из конденсаторов со встроенными предохранителями ($\lambda_K = 10^{-7}$ 1/ч), значительно превосходят по надежности как батареи с наружными предохранителями ($\lambda_K = 10^{-6}$ 1/ч), так и синхронные компенсаторы. Такое положение действительно имеет место в первоначальный период эксплуатации конденсаторной батареи, измеряемый несколькими месяцами или в лучшем случае 1—2 годами.

Расчеты по (6)—(8) и данные рис. 4 показывают также, что комплектование конденсаторных батарей даже из конденсаторов со встроенными предохранителями, но при числе параллельных конденсаторов меньше 11 ($l < 11$) приводит к резкому снижению надежности, ибо всегда необходимо считаться с выходом из строя целого конденсатора, что по принятому условию приводит к отказу батареи (табл. 2).

Конденсаторы, как и другое энергетическое оборудование, проектируется до 20—25 лет работы и имеет среднюю долговечность $M \approx 20 \cdot 10^4$ ч со среднеквадратичным отклонением $\sigma \approx 5 \cdot 10^4$ ч. Средняя наработка на внезапный отказ достигает миллионов часов ($m = \frac{1}{\lambda_K} = 10^7$ ч). В пределах так назы-

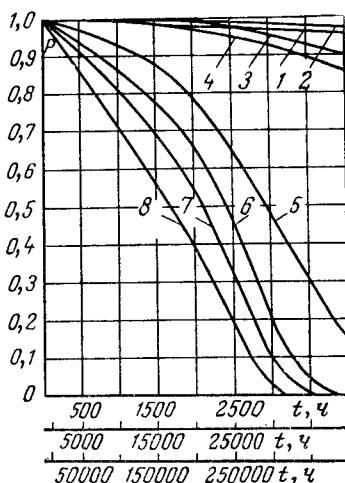


Рис. 3. Кривые вероятности безотказной работы батарей, скомпонованных из конденсаторов 10,5 кв с интенсивностью отказов $\lambda_K = 10^{-7}$ 1/ч (нижняя ось абсцисс); 10^{-6} 1/ч (средняя) и $\lambda_K = 10^{-5}$ 1/ч (верхняя ось абсцисс).

1 — один конденсатор; 2 — группа из 16 параллельных конденсаторов батареи на 35 кв; 3 — группа из 42 параллельных конденсаторов батареи на 110—500 кв; 4, 5, 6, 7, 8 — соответственно для батарей на напряжение 35, 110, 220, 330, 500 кв.

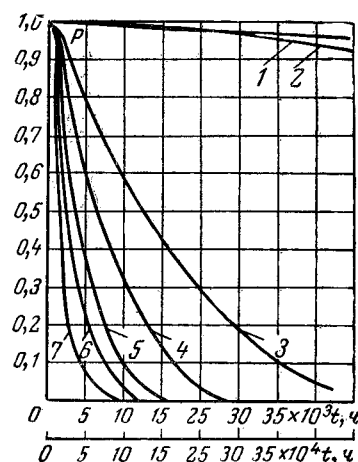


Рис. 4. Кривые вероятности безотказной работы новых батарей, скомпонованных из конденсаторов со встроенными предохранителями с интенсивностью отказов $\lambda_K = 10^{-7}$ 1/ч (нижняя ось) и $\lambda_K = 10^{-6}$ 1/ч (верхняя ось).

1 — один конденсатор; 2 — группа из $l=11$ параллельно соединенных конденсаторов батарей 35—500 кв; 3, 4, 5, 6, 7 — соответственно для батарей на напряжения 35, 110, 220, 330, 500 кв.

Таблица 2

Вероятность безотказной работы батарей со встроенными предохранителями ($\lambda_k=10^{-7}$ 1/ч, $U_k=1\ 000$ в) за 10 000 ч непрерывной работы

$U_6, \text{кВ}$	35			110			220			330			500		
S	20			63			127			191			289		
F	1			1			1			1			1		
l	1	8	11	1	8	11	1	8	11	1	8	11	1	8	11
P_6	0,94	0,58	0,994	0,8	0,18	0,983	0,65	0,03	0,966	0,45	0,005	0,949	0,2	0,0004	0,923

ваемого трехсигмового интервала $M-3\sigma$, т. е. в период нормальной эксплуатации, можно вообще не считаться с отказами конденсаторов по износу и учитывать только внезапные. Как следует из приведенных данных, индивидуальные секционные внутренние предохранители резко увеличивают надежность единичных конденсаторов с параллельным соединением секций. Это особенно проявляется в конденсаторах на рабочее напряжение 220—380 в, в которых вследствие малой толщины изоляции в секциях имеет место большой разброс в кратковременной электрической прочности секций за счет наличия ослабленных мест (например, проводящих включений). В этих конденсаторах весьма вероятен пробой отдельных секций даже при заводских испытаниях, и только наличие плавких вставок позволяет применять принятые величины рабочих напряженностей.

Кроме того, применение встроенных предохранителей в конденсаторах, предназначенных для крупных батарей, позволяет перейти на пониженную толщину диэлектрика: вместо 70—80 мк в обычных конденсаторах применять 40—50 мк. В этом случае наличие предохранителей позволяет не опасаться снижения кратковременной электрической прочности; зато уменьшение толщины диэлектрика в k раз повышает напряженность частичных разрядов (приблизительно в $\sqrt{k}$) и при неизменной рабочей напряженности приводит к увеличению срока службы приблизительно в $(\sqrt{k})$ раз, где по [Л. 4] $n=6-8$. Переход от толщины диэлектрика 80 мк ($U_k=1$ кВ) к толщине 50 мк ($U_k=0,6$ кВ) приводит к увеличению срока службы изоляции приблизительно в 7÷10 раз.

При учете роли внутренних предохранителей в повышении надежности конденсаторов необходимо, однако, учитывать также следующее обстоятельство. В бумажно-масляных конденсаторах при пробое секции в процессе эксплуатации моменту пробоя и перегорания плавкой вставки в ряде случаев предшествует достаточно длительный период, в течение которого в дефектной секции развиваются критические частичные разряды, приводящие к интенсивному разложению пропитывающего состава и сильному газовыделению. Образующийся газ может диффундировать в соседние секции и приводить к порче здоровых секций. В этих секциях также начинают развиваться критические частичные разряды, приводящие к пробоям изоляции секций. Поэтому в ряде случаев в бумажно-масляных

конденсаторах повреждение в процессе эксплуатации одной секции приводит к порче остальных секций конденсатора. При этом эффект повышения надежности конденсатора за счет наличия предохранителей существенно снижается. Исследования показывают, что даже пробой одной секции может вызывать снижение долговечности оставшихся в работе до значения $M' \approx 10^4$ ч и даже менее; при этом уменьшается и среднеквадратичное отклонение — $\sigma' = 10^3$ ч.

С вероятностью, не меньшей чем 0,99, можно утверждать, что конденсатор выйдет из строя через $M'+3\sigma'$ часов с момента пробоя, но уже со значения $M'-2\sigma' \approx 10^4$ часов нужно считаться с интенсивностью отказов по износу $\lambda_{и}$, которые значительно превысят интенсивность внезапных отказов λ_k . Таким образом, отличие от конденсаторов, не имеющих индивидуальной защиты, состоит в некоторой отсрочке отключения на величину $\sim M'$. На эту же величину затягивается период приработки. Это постепенное уменьшение надежности батарей со встроенными предохранителями можно проиллюстрировать рис. 3 и 4. Выше отмечалось, что надежность новой батареи со встроенными предохранителями выше, чем с наружными за счет снижения интенсивности отказов конденсаторов. Например, из рис. 3 при $\lambda_k=10^{-6}$ 1/ч, $t=5\ 000$ ч и $U_6=500$ кВ имеем $P_6(5\ 000)=0,86$, а из рис. 4 при тех же условиях, но $\lambda_k=10^{-7}$ 1/ч — $P_6=0,98$, т. е. значительно выше.

В соответствии со свойством стационарности потока отказов конденсаторов, не подверженных старению, для батарей рис. 3 и по прошествии времени $M' \approx 10^4$ ч за $t=5\ 000$ ч непрерывной работы будем по-прежнему иметь $P_6(5\ 000)=0,86$.

В батарее со встроенными предохранителями при $M' > 10^4$ ч, согласно выше сказанному за счет старения средняя интенсивность отказов конденсаторов может сравниться со средней интенсивностью отказов конденсаторов без встроенных предохранителей, и вероятность безотказной работы такой батареи за 5 000 ч непрерывной работы согласно рис. 4 (верхняя ось абсцисс) составит $P_6(5\ 000)=0,08$, что значительно ниже $P_6=0,86$ и не может быть признано приемлемым.

Следует, однако, предполагать, что это отрицательное явление в конденсаторах с хлорированными пропитками будет практически отсутствовать вследствие значительно более высокой газостойкости последних (газовыделение) в процессе воздей-

вия сильного электрического поля практически отсутствует).

Из данных рис. 2 для конденсаторов с $U_k = 10,5$ кВ следует, что существенного повышения надежности можно достичь, если допустить увеличение количества параллельных конденсаторов в группе выше ($l > 11$), чем допускается из условий взрывоопасности при затягивании в отключении предохранителя [Л. 2]. Известно, что еще в пятидесятых годах для конденсаторов от 2,4 до 13,8 кВ мощностью 50 и 100 квар созданы специальные предохранители наружной установки с индикацией срабатывания [Л. 5], способные отключать его при повреждении прежде, чем успеет разорваться корпус при числе параллельно соединенных конденсаторов от 10 до 50.

Таким образом, при комплектации батарей из конденсаторов с $U_k \geq 2$ кВ без встроенных предохранителей можно избрать два пути: создать предохранители наружной установки с требуемыми характеристиками [Л. 2 и 5] и применять такое значение l , которое требуется для комплектации батарей данной мощности, либо применять обычные предохранители для наружной установки и не допускать увеличения числа параллельных конденсаторов более 11, а каждую фазу комплектовать из такого количества одинаковых зон (F), чтобы собрать батарею требуемой мощности. В мощных батареях целесообразно, очевидно, применить компромиссное решение, когда $11 < l \leq 60$, а каждая фаза состоит из 2—3 зон.

В табл. 3 показано, с какой интенсивностью отказов могут использоваться конденсаторы для комплектации батарей в зависимости от мощности и напряжения установки, чтобы достичь вероятности безотказной работы батареи в течение года в пределах 0,9—0,95.

Обращает на себя внимание та особенность, что при данном λ_k при наличии специальных предохранителей наружной установки надежность батарей с ростом мощности возрастает, а при $l = 11$ из-за увеличения звеньев в фазе, соединенных последовательно, вероятность безотказной работы батареи уменьшается.

Отметим также, что если применить конденсаторы со встроенными предохранителями и предотвратить интенсивное старение диэлектрика здоровых секций при повреждении соседних (например,

конденсаторы с хлорированной пропиткой), то для указанных в табл. 3 предельных мощностей батарей потребовались бы конденсаторы с интенсивностью отказов $\lambda_k \approx (3 \div 1) 10^{-7}$ 1/ч, что подтверждается также данными табл. 2.

Из табл. 3 следует, что для получения одинаковой надежности мощных батарей без специальных предохранителей наружной установки конденсаторы с $U_k \geq 2$ кВ при $l = 11$ должны иметь на порядок более низкую интенсивность отказов. Создать конденсаторы с $\lambda_k = 10^{-8}$ 1/ч в настоящее время не представляется реальным, и поэтому следует ориентироваться на применение предохранителей наружной установки с требуемыми параметрами. Опасность взрыва конденсаторов обычно преувеличивается. Математическое ожидание количества взрывов $\bar{\psi}_v$ при наличии N конденсаторов за время t имеет зависимость:

$$\bar{\psi}_v = N \lambda_k t Q_{np}, \quad (9)$$

где Q_{np} — вероятность отклонения в толщине предохранителя, приводящая к затягиванию в его срабатывании.

Например, в батарее 400 Мвар, имеющей 8000 конденсаторов, при $\lambda_k = 10^{-7}$ 1/ч и $Q_{np} \approx 0,01$ за 10 лет непрерывной работы вероятен всего один взрыв. По (6)—(8) можно определить, из каких конденсаторов выгодно комплектовать батарею соответствующей мощности и напряжения. Так как интенсивность отказов конденсаторов с последовательно-параллельным соединением секций не зависит от напряжения, то (табл. 3) при напряжении 35 и 110 кВ батареи предельной мощности выгоднее комплектовать из конденсаторов 6,3 кВ, а не из конденсаторов 10,5 кВ (табл. 2). В сетях же 220, 330 и 500 кВ наоборот батареи большой мощности следует комплектовать из конденсаторов 10,5 кВ, а для установок меньшей мощности в целях повышения надежности целесообразно иметь конденсатор на напряжение порядка 15 кВ. Еще большего эффекта можно достичь, если располагать конденсаторами различной номинальной мощности, например 100, 50 и 25 квар. В этом случае можно создать серию батарей, которые в пределах требуемой мощности при данном напряжении будут иметь практически неизменную предельно достижимую вероятность безотказной работы.

Таблица 3

Требуемая интенсивность отказов конденсаторов λ_k 1/ч номинальным напряжением 10,5 кВ

$U, \text{кВ}$		35		110		220		330		500	
$Q, \text{Мвар}$		3	50	10	150	20	200	50	250	100	400
Специальные наружные предохранители, характеристики которых скоординированы с характеристикой разрыва корпуса и допускают $l > 11$	$\lambda_k, 1/\text{ч}$	$3 \cdot 10^{-6}$	$4 \cdot 10^{-6}$	$0,5 \cdot 10^{-6}$	10^{-6}	10^{-7}	$7 \cdot 10^{-7}$	10^{-7}	$3 \cdot 10^{-7}$	$0,6 \cdot 10^{-7}$	10^{-7}
	F	1	3	1	3	1	2	1	2	1	2
Наружные предохранители, характеристики которых не скоординированы с характеристикой разрыва корпуса и не допускают $l > 11$	$\lambda_k, 1/\text{ч}$	$3 \cdot 10^{-6}$	$0,3 \cdot 10^{-6}$	$0,5 \cdot 10^{-6}$	10^{-7}	10^{-7}	$0,8 \cdot 10^{-7}$	$0,7 \cdot 10^{-7}$	$4 \cdot 10^{-8}$	$0,4 \cdot 10^{-7}$	10^{-8}
	F	1	15	1	15	1	10	2	8	2	9

При расчете надежности конденсаторных батарей следует обязательно рассматривать два вопроса:

1. Можно ли за счет рационального выбора конструкции батареи и времени между профилактическими осмотрами довести вероятность безотказной работы до требуемой величины и, в частности, можно ли сделать батарею более надежной, чем составляющие ее конденсаторы.

2. Какой ценой это достигается, т. е. какова будет периодичность профилактических осмотров и математическое ожидание количества заменяемых конденсаторов.

Как следует из рис. 3 и 4, вероятность безотказной работы последовательно соединенных групп и батарей в целом изменяется не по экспоненциальному закону, т. е. эти элементы приобретают свойства резервированных систем. Отступление от экспоненты тем значительнее, чем больше кратность резервирования в группе и чем меньше групп в фазе.

Из теории надежности известно [Л. 3], что в системе, надежность которой изменяется неэкспоненциально, средняя наработка на отказ (m_T) и средняя интенсивность отказов λ_{cp} становятся функцией планового времени восстановления (T):

$$\lambda_{cp} = \frac{1}{m_T} = \frac{Q_6(T)}{\int_0^T P_6(t) dt} = \frac{1 - P_6(T)}{\int_0^T P_6(t) dt}. \quad (10)$$

Так как $P_6(t)$ определяется сложным степенным выражением (6) ÷ (8), то определенный интеграл вычисляется приближенным методом, основанным на замене интеграла конечной суммой (например, по формуле Симпсона), либо графическим путем, если построены в крупном масштабе кривые, аналогичные приведенным на рис. 2 ÷ 4.

Если в батарее возможен такой способ обслуживания, при котором заменяются поврежденные конденсаторы до момента аварийного отключения батареи, то каждый новый эксплуатационный период после осмотра начинается при полном восстановлении резерва и теоретически средняя наработка на отказ была бы бесконечно большой.

Отметим, что на обслуживаемых подстанциях с отключаемыми конденсаторными батареями обычно такая возможность имеется один раз в сутки.

Начиная с определенного времени между профилактиками, средняя интенсивность отказов батареи приближается к интенсивности отказов образующих ее конденсаторов. Например, для батареи 35 кВ (рис. 3) при $T=500$ ч (верхняя ось абсцисс) согласно (10) имеем

$$\lambda_{cp}(500) = 1,02 \cdot 10^{-5} \text{ 1/ч,}$$

тогда как при отсутствии профилактики во все время эксплуатации батареи ($T=\infty$) мы получим бы

$$\lambda_{cp}(\infty) = \frac{3S\lambda_K}{\left(\frac{1}{l} + \frac{1}{l-1} + \frac{1}{l-2} + \dots + \frac{1}{l-K}\right)}. \quad (11)$$

При $\lambda_K=10^{-5}$ 1/ч; $l=16$; $K=3$; $S=2$ и $F=1$ получим $\lambda_{cp}(\infty)=23 \cdot 10^{-5}$ 1/ч, т. е. очень низкую на-

дежность по сравнению с предыдущим значением. Следует заметить, что оценка надежности батарей по экспоненциальному закону с параметром λ_{cp} допустима лишь для периодов работы, значительно превышающих интервал между профилактиками [Л. 3]. Для приведенного примера имеем

$$P_6(8760) = \exp[-\lambda_{cp}(500)t] = 0,915.$$

Для сравнения укажем, что если профилактику не производить в течение года, то $P_6(8760)=0,09$.

Естественно, что чем выше напряжение сети и ниже напряжение конденсаторов, тем меньший промежуток времени между профилактиками (T) должен быть обеспечен для достижения той же надежности (при $\lambda_K=\text{const}$).

Выводы. 1. У отключаемой шунтовой конденсаторной батареи, составленной из конденсаторов с интенсивностью отказов не выше $0,5 \cdot 10^{-5}$ 1/ч можно получить очень высокую вероятность безотказной работы в течение года ($P_6 \geq 0,99$), если только схема батареи такова, что отказ одного конденсатора не требует аварийного отключения всей установки. Для достижения такой надежности необходимо определить время между профилактическими осмотрами в соответствии с (10) и улучшить возможность ремонта батареи. Наиболее просто это реализуется при наличии предохранителей наружной установки с индикацией срабатывания. Следует отметить, что перегорание такого предохранителя с вероятностью, близкой к единице, требует замены конденсатора, а не предохранителя.

2. Если при определенных условиях требуемая вероятность безотказной работы может быть достигнута при конденсаторах, имеющих $\lambda_K=0,5 \cdot 10^{-5}$ 1/ч, то с точки зрения затрат на замену поврежденных единиц и получения приемлемого значения коэффициента готовности для шунтовых батарей электрических систем должны использоваться конденсаторы с интенсивностью отказов, указанной в табл. 3. При таких конденсаторах в батареях предельной мощности математическое ожидание поврежденных конденсаторов в год не превысит 10—30 штук, а в батареях малой мощности — 1 ÷ 2.

3. Использование конденсаторов с последовательно-параллельным соединением секций и создание надежных батарей возможно лишь при наличии предохранителей наружной установки, характеристики которых скоординированы с характеристиками разрыва корпуса.

Литература

1. Морозов М. М., Конденсаторные установки для регулирования напряжения, изд-во «Энергия», 1968.
2. Лысков Ю. И. и Берковский А. М. Мощные конденсаторные установки (шунтовые), изд-во «Энергия», 1968.
3. Базовский И., Надежность, Теория и практика, изд-во «Мир», 1965.
4. Костенко М. В. и др., К вопросу о коммутации шунтовых конденсаторных батарей высокого напряжения, «Электричество», 1969, № 2.
5. Sheppard N. R., Schultz N. R., Some considerations in the protection of high-voltage capacitor banks, Trans AIEE, 1953, v. 72.

О методике оптимизации величин защитного угла троса и сопротивления заземления опор при заданном уровне надежности линии электропередачи

Инж. Я. А. ЦИРЕЛЬ

Ленэнерго

Задача выбора оптимальных величин защитного угла троса и сопротивления заземления опор линий электропередачи является частным случаем более общей проблемы координации характеристик изоляции и защитных устройств электропередач высокого напряжения, основы подхода к решению которой сформулированы в [Л. 1]. Вопрос обоснования рациональных уровней изоляции линий электропередачи, в частности, изучается в [Л. 2], где на основе оригинальных исследований дается комплексное решение проблемы. Однако в свете более узкой задачи, поставленной в заголовке статьи, необходимо отметить, что в [Л. 2] вопрос оптимизации величин сопротивления заземления R и защитного угла троса φ детально не рассматривается, хотя выводятся необходимые для этого соотношения.

Ниже формулируются основные положения инженерной методики выбора оптимальных значений импульсного сопротивления R и угла φ для случая, когда заданы характеристики изоляции линии электропередачи и уровень ее надежности.

Определение оптимального соотношения величин сопротивления заземления опоры R и защитного угла троса φ . Ставится задача выбора таких значений R и φ , которым соответствовала бы минимальная величина затрат на сооружение линии электропередачи при заданном уровне грозоупорности, т. е. задача минимизации функции:

$$Z = Z_{o.п.} + Z_{з.у.}, \quad (1)$$

где $Z_{o.п.}$ — затраты на сооружение всех промежуточных опор линии электропередачи (включая затраты на фундаменты, изоляцию и подвесную арматуру); $Z_{з.у.}$ — затраты на сооружение всех заземляющих устройств, при условии, что удельное число грозовых отключений (на 100 км длины линии и 100 грозовых часов), являющееся функцией защитного угла троса и сопротивления заземления опоры, остается величиной постоянной:

$$n_{уд} = f(\varphi, R) = \text{const.} \quad (2)$$

При таком подходе затраты на провода линии электропередачи и грозозащитные тросы, как варианты по отношению к величинам R и φ , можно не учитывать. Влияние анкерных, угловых и специальных опор на грозоупорность линии электропередачи, а также затраты на их сооружение не учитываются, поскольку количество опор подобного типа относительно невелико.

Для решения поставленной задачи необходимы следующие исходные зависимости:

импульсного сопротивления заземления одной опоры от суммарной длины электродов зазем-

лителя

$$R = f_1(l);$$

суммарных затрат на заземляющие устройства всех опор линии электропередачи от суммарной длины электродов заземления одной опоры

$$Z_{з.у.} = f_2(l);$$

суммарных затрат на сооружение линии электропередачи от величины защитного угла троса (без учета затрат на заземляющие устройства)

$$Z_{o.п.} = f_3(\varphi);$$

удельного числа грозовых отключений от величин защитного угла троса и сопротивления заземления опор (при заданном уровне изоляции)

$$n_{уд} = f_4(\varphi, R).$$

Зависимости $R = f_1(l)$ определяются как расчетным путем, так и специальными натурными испытаниями или исследованиями на модели. Примеры таких зависимостей, рассчитанных для грунтов с различными электрическими характеристиками, но при одном и том же типе заземлителя, приведены на рис. 1.

Зависимость $Z_{з.у.} = f_2(l)$ рассчитывается с помощью ценников на монтажные работы и при всех практически используемых конструкциях заземляющих устройств может быть принята линейной:

$$Z_{з.у.} = m + pl, \quad (3)$$

где параметры m и p в общем случае зависят не только от рода грунта и типа заземлителей, но также и от длины пролета L .

Для получения зависимости $Z_{o.п.} = f_3(\varphi)$ необходимо выполнить серию механических расчетов опор, конструкция которых отличается величиной защитного угла, определив при этом для каждого варианта вес единичной опоры Q и максимально допустимый пролет L . При этом, учитывая, что в настоящее время применяются исключительно унифицированные опоры, практически изменять величину защитного угла, видимо, можно только изменяя конструкцию тросостойки и выбирая ма-

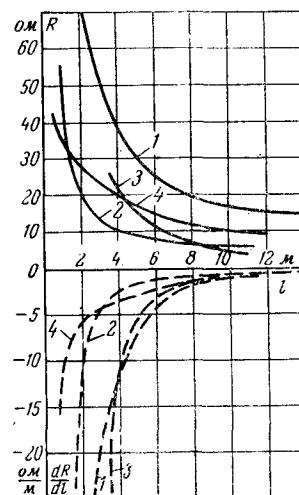
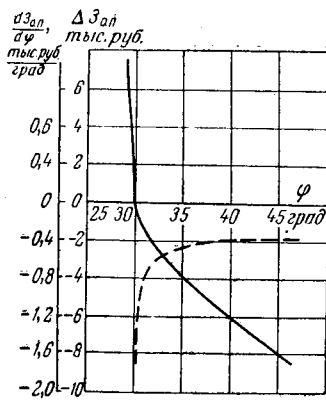


Рис. 1. Зависимости $R = f_1(l)$ (—) и $\frac{dR}{dl} = f(l)$ (---),

Рис. 2. Зависимости $\Delta Z_{0.п} = f(\varphi)$ (—) и

$$\frac{dZ_{0.п}}{d\varphi} = f_1(\varphi) \text{ (---)}.$$

изменение высоты тросостойки при сохранении неизменным расстояния от точки подвеса троса до оси опоры;

изменение расстояния от точки подвеса троса до оси опоры при неизменной высоте подвеса троса (т. е. изменение вылета тросовой траверсы).

В качестве расчетного должен быть выбран тот способ, который обеспечивает наименьшую величину удельного изменения затрат $Z_{0.п}$ на единицу изменения угла φ ($\frac{dZ_{0.п}}{d\varphi}$).

Диапазон изменений угла φ , обеспечиваемый тем или иным способом, определяется конкретной конструкцией опоры. В частности, второй способ варьирования значения φ , очевидно, неосуществим на двухцепных унифицированных опорах с одним грозозащитным тросом; существенно ограничены возможности изменения защитного угла на железобетонных опорах.

На рис. 2 приведена характеристика $Z_{0.п} = f_3(\varphi)$, вычисленная для одноцепной линии электропередачи 330 кВ с одним тросом С-70 и с проводом $2 \times \text{АСО-300}$ в фазе, сооруженной на свободных башенных металлических промежуточных опорах типа П25. Отметим, что вместо абсолютной величины затрат по шкале ординат отложена величина

$$\Delta Z_{0.п} = Z_{0.п} - Z_{0.п \varphi_0},$$

где $Z_{0.п \varphi_0}$ — затраты на монтаж промежуточных опор с защитным углом $\varphi_0 = 30^\circ$ (проектным для опоры П25) в расчете на 100 км линии.

Зависимость $n_{уд} = f_4(\varphi, R)$ при заданном уровне изоляции рассчитывается с помощью известной методики оценки грозоупорности линии электропередачи [Л. 3]; серия таких характеристик, рассчитанная для ряда значений угла φ для опоры типа П25 с изоляцией из 17 элементов типа П-4,5, приведена на рис. 3 (значение φ изменялось в зависимости от высоты тросостойки, поэтому при переходе от меньших величин φ к большим высота опоры увеличивается, и в результате создается та-

кимально допустимый пролет линии электропередачи таким образом, чтобы обеспечить неизменность суммарного изгибающего момента, действующего на опору. Используя полученные величины Q и L , можно определить стоимость монтажа отдельной опоры, количество опор на 100 км длины линии и общие затраты на сооружение промежуточных опор всей линии электропередачи $Z_{0.п}$.

Возможны два основных способа (и их сочетание) изменения конструкции тросостойки:

кое парадоксальное положение, что в диапазоне углов φ до 30° число грозовых отключений падает с ростом защитного угла).

Задавшись желаемым уровнем надежности линии электропередачи (допустимым числом грозовых отключений), можно из кривых рис. 3 получить соответствующую характеристику $R = f_5(\varphi)$ (рис. 4).

Необходимое условие для выбора оптимального соотношения величин R и φ получим, подставив (3) в (1) и приравняв нулю первую производную от (1) по величине φ ; с учетом перечисленных выше исходных характеристик, а также принимая во внимание, что обычно без большой погрешности можно пренебречь влиянием постоянной составляющей выражения (2), а величину p принять не зависящей от длины прслета L — условие оптимума может быть написано в виде:

$$-p \cdot \frac{dR}{d\varphi} = \frac{dZ_{0.п}}{d\varphi} \cdot \frac{dR}{dL}. \quad (4)$$

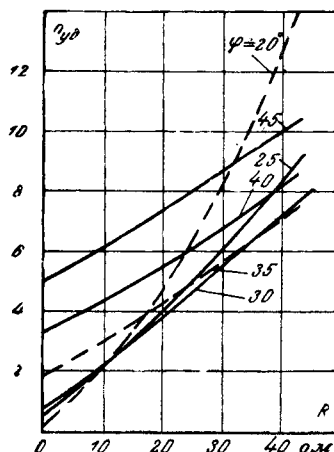
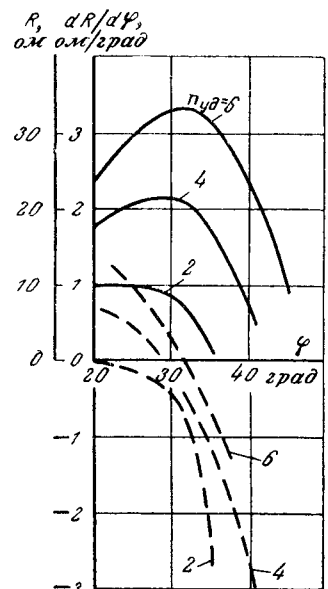
Входящие в состав (4) производные проще всего вычислить методом графического дифференцирования соответствующих исходных зависимостей; примеры таких кривых приведены на рис. 1, 2 и 4.

Таким образом, из (4) определим искомую оптимальную для данного уровня грозоупорности $n_{уд}$ величину защитного угла троса $\varphi_{опт}$. Далее по величине $\varphi_{опт}$ можно определить соответствующую величину $R_{опт}$ по кривой $R = f_5(\varphi)$.

Подобным образом для конкретной рассматриваемой линии построены две зависимости оптимальных величин $\varphi_{опт}$ и $R_{опт}$ от расчетного уровня грозоупорности (рис. 5), соответствующие двум исходным зависимостям

$$R = f_1(L).$$

Из рис. 5 следует, что оптимальные значения величин φ и особенно R в значительной степени зависят от расчетного уровня грозоупорности линии; так, для данной конкретной линии электропереда-

Рис. 3. Зависимости $n_{уд} = f(\varphi)$ Рис. 4. Зависимости $R = f(\varphi)$ (—) и

$$\frac{dR}{d\varphi} = f_1(\varphi) \text{ (---)}$$

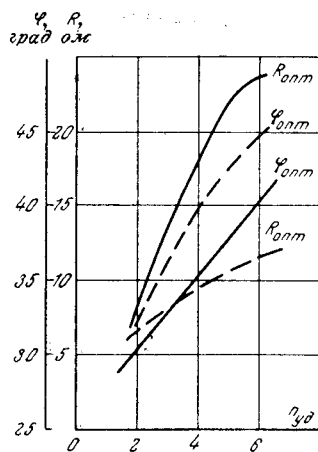


Рис. 5. Зависимости $R_{\text{опт}} = f(n_{\text{уд}})$ и $\varphi_{\text{опт}} = f(n_{\text{уд}})$.
— соответствует $R = f(l)$ на кривой 1 рис. 1; --- при удельном сопротивлении грунта на порядок выше.

чи снижение грозоупорности втрое (с $n_{\text{уд}} = 2$ до $n_{\text{уд}} = 6$) приводит к уменьшению оптимальной величины защитного угла троса на 30–40% в зависимости от удельного сопротивления грунта, а величина $R_{\text{опт}}$ при этом возрастает в 1,7–3,0 раза. В то же время изменение исходной характеристики $R = f_1(l)$ сказывается значительно слабее; так, увеличение удельного сопротивления грунта в 10 раз приводит к снижению величины $\varphi_{\text{опт}}$ на 8–11% и к увеличению $R_{\text{опт}}$ в 1,2–2,1 раза (меньшие величины относятся к $n_{\text{уд}} = 2$, а большие — к $n_{\text{уд}} = 6$).

Рассмотренная выше методика выбора оптимальных значений φ и R может быть применена как к линии в целом, так и к отдельным ее участкам.

В первом случае все исходные характеристики должны быть заданы или рассчитаны как усредненные для линии электропередачи в целом; соответственно и полученные величины $\varphi_{\text{опт}}$ и $R_{\text{опт}}$ будут средними для всей линии электропередачи.

Следующим этапом при необходимости может явиться уточнение оптимальных значений величин φ и R для отдельных участков трассы линии электропередачи, отличающихся, например, геологическими условиями, а следовательно, и затратами на сооружение заземляющих устройств.

Выбор оптимальной величины сопротивления заземления для отдельных участков трассы линии электропередачи. Если рассматривать линию электропередачи как состоящую из k участков с различными значениями сопротивления заземления для каждого из них, но при одних и тех же значениях защитного угла и уровня изоляции для всех участков, то удельное количество грозовых отключений

$$n_{\text{уд}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^k v_i n(R_i), \quad (5)$$

где $n(R_i)$ — удельное количество грозовых отключений, рассчитанное для участка с сопротивлением заземления R_i ; v_i — количество опор на i -м участке; N — полное количество опор на линии, определяемое как

$$N = \sum_{i=1}^k v_i.$$

Соответственно нормативная величина грозоупорности

$$n_{\text{н}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^k v_i n(R_{\text{н}}). \quad (6)$$

где $R_{\text{н}}$ — нормативная величина сопротивления заземления опоры для i -го участка, регламентированная в соответствии с ПУЭ в зависимости от величины удельного сопротивления грунта на этом участке.

Опыт эксплуатации подтверждает достаточную надежность линий электропередачи, заземляющие устройства которых имеют нормативную величину сопротивления.

Поскольку нас интересует надежность линии электропередачи в целом, как единого элемента схемы электроснабжения, то вполне возможно отказаться от нормирования сопротивления заземления каждой отдельной опоры, допустив различные значения сопротивления заземления для различных участков линии электропередачи. Для того чтобы при таком подходе к выбору сопротивления заземления не снизить грозоупорность линии электропередачи по сравнению с нормативной, должно быть выполнено условие:

$$n_{\text{уд}} = n_{\text{н}}$$

или

$$\sum_{i=1}^k v_i n(R_i) = \sum_{i=1}^k v_i n(R_{\text{н}}). \quad (7)$$

Сопротивление заземления на отдельных участках трассы линии электропередачи R_i целесообразно выбрать таким образом, чтобы наряду с критерием надежности (7) удовлетворялось и условие минимума затрат:

$$Z_{\text{з.у}} = \sum_{i=1}^k Z_i v_i = \min, \quad (8)$$

где Z_i — затраты на сооружение заземляющего устройства одной опоры на i -м участке трассы линии.

Как следует из рис. 3, а также из характеристик грозоупорности линий электропередачи, приведенных, например, в [Л. 3], в достаточно широком для наших целей диапазоне изменения сопротивления заземления (от 5 до 40 Ом) зависимость удельного количества грозовых отключений от величины сопротивления заземления опор с погрешностью не более 10% может быть принята линейной:

$$n_{\text{уд}} = a + bR_i. \quad (9)$$

С учетом (9) и (3) и в предположении, что конструкция опор одинакова по всей трассе (т. е. полагая, что параметры a и b выражения (9) одинаковы для всех рассматриваемых участков, из (7) и (8) получаем:

$$\sum_{i=1}^k v_i R_{\text{н}} - v_{\text{н}} R_{\text{н}} = \sum_{i=1}^{k-1} v_i R_i; \quad (10)$$

$$Z_{\text{з.у}} = \sum_{i=1}^k v_i (m_i + p_i l_i) = \min. \quad (11)$$

В частном случае, когда нормативное сопротивление заземления опоры одно и то же для всех рас-

сматриваемых участков, вместо (10) можно записать:

$$\sum_{i=1}^k v_i R_i = N R_n. \quad (12)$$

Если же предварительно в соответствии с методикой, принятой для определения оптимального соотношения сопротивление R и защитного угла троса φ , были определены оптимальные для линии в целом величины $\varphi_{\text{опт}}$ и $R_{\text{опт}}$, то в (12) следует вместо R_n подставить $R_{\text{опт}}$.

Предполагается, что в этом случае для всей линии электропередачи будет применен один и тот же защитный угол троса, т. е. одна и та же конструкция опоры. Однако такой путь решения не дает абсолютного оптимума, так как не учитывается возможность изменения значения φ на отдельных участках трассы линии. С другой стороны, следует иметь в виду, что применять на линии электропередачи промежуточные опоры нескольких типов затруднительно, поэтому при выполнении как проектных, так и строительно-монтажных работ желательно ограничиться использованием на данной линии не более одного-двух типов промежуточных опор. Вместе с тем преимуществом такого подхода к решению задачи оптимизации является относительно небольшой объем вычислений.

Возможен и второй путь решения, а именно — непосредственное применение методики определения оптимального соотношения сопротивления заземления опоры R и защитного угла троса φ к каждому участку трассы линии электропередачи, отличающемуся геологическими условиями, а также для всех возможных вариантов конструкции заземляющих устройств, т. е. для всех возможных вариантов характеристик $R=f_1(l)$ и $Z_{з.у}=f_2(l)$ на каждом из участков. Этот метод дает оптимальное решение, однако он связан с необходимостью применения на каждом из рассматриваемых участков трассы особой конструкции опоры. Практически последнюю трудность можно обойти, используя тросостойки к унифицированным опорам, составленные из нескольких секций и применяемые на каждом участке трассы такой набор секций тросостойки, который обеспечивает найденное расчетом оптимальное значение защитного угла троса.

Кроме того, второй путь решения требует и значительно большего объема вычислений, чем первый. Эта трудность может быть преодолена путем использования ЦВМ.

Однако, учитывая отмеченное выше слабое влияние характеристики грунта на $R_{\text{опт}}$, наиболее целесообразно ориентироваться на первый путь оптимизации, который может быть назван методом последовательной оптимизации.

Ниже рассмотрим использование зависимостей (10) и (11) для выбора оптимальных значений сопротивления заземления опоры на каждом из участков R_i при заданной величине R_n или $R_{\text{опт}}$, для линии в целом на примере решения двух задач, представляющих наибольший практический интерес.

Определение оптимальных значений сопротивления заземления опор при заданной длине участка трассы (например, исходя из геологических условий

на трассе). Для решения задачи оптимизации нужно найти относительный минимум функции нескольких переменных, связанных между собой дополнительным условием, методом неопределенных множителей Лагранжа.

Используя этот метод, получаем из (10) и (11) следующее условие оптимума:

$$\frac{dR_1}{dl_1} = \frac{p_1}{p_2} \frac{dR_2}{dl_2} = \dots = \frac{p_1}{p_i} \frac{dR_i}{dl_i} = \dots = \frac{p_1}{p_k} \frac{dR_k}{dl_k}. \quad (13)$$

В частном случае, когда на обоих участках трассы линии электропередачи применяются заземлители одинаковой конструкции, отличающиеся лишь длиной электродов, можно положить

$$p_1 = p_2 = \dots = p_i = \dots = p_k$$

и тогда (13) запишется:

$$\frac{dR_1}{dl_1} = \frac{dR_2}{dl_2} = \dots = \frac{dR_i}{dl_i} = \dots = \frac{dR_k}{dl_k}. \quad (14)$$

Величина $\frac{dR}{dl}$ может быть названа удельным снижением сопротивления растеканию заземлителя (на единицу дополнительной длины электродов), а условие (14) — условием равенства удельных снижений сопротивления.

По аналогии с (14) выражение (13) можно называть условием равенства откорректированных удельных снижений сопротивления, а множитель

$\kappa_i = \frac{p_1}{p_i}$ — корректирующим множителем.

Ответ для поставленной задачи оптимизации можно получить при совместном решении (10) и (14), что проще всего выполнить графически.

Изложенная методика может быть использована при любом количестве расчетных участков трассы линии электропередачи и, в частности, применима и при $k=N$, когда оптимальная величина сопротивления заземления выбирается для каждой отдельной опоры. Однако в этом случае в связи со значительным увеличением объема вычислений необходимо использовать ЦВМ.

Методика также, очевидно, применима вне зависимости от причин, вызывающих различие в характеристиках $R=f_1(l)$, определенных для различных участков. В частности, ход решения задачи принципиально одинаков как в случае, когда различие между участками определяется неодинаковыми геологическими условиями вдоль трассы, так и в случае, когда при одинаковых геологических условиях на разных участках линии применяются заземлители неодинаковой конструкции.

Наметив все практически возможные виды исполнения заземляющих устройств на каждом из участков и все возможные варианты сочетания различных видов заземлителей по участкам, определяем для каждого из вариантов оптимальные значения сопротивления заземления опоры по участкам и соответствующие им суммарные длины электродов одного заземляющего устройства. Далее, используя (3), определяем суммарные затраты $Z_{з.у}$ на сооружение заземляющих устройств всей линии электропередачи для каждого из рассматриваемых вариантов.

Оптимальным будет тот вариант, которому соответствует минимальное значение $Z_{з.у.}$

Если на каждом из k участков может быть применен один из S видов заземляющих устройств, то общее количество вариантов, подлежащих сопоставлению по рассматриваемой методике, будет равно:

$$C = S^k. \quad (15)$$

Определение оптимальных значений длин участков трассы и сопротивления заземления опор на одном из участков при заданном значении сопротивления заземления опоры на другом участке.

Ограничимся рассмотрением случая, когда участки трассы различаются лишь типом используемых заземлителей, геологические же условия, определяющие электрические характеристики грунта, примем неизменными вдоль всей трассы линии.

Критериями оптимума по-прежнему будут являться (10) и (11). Используя тот же путь решения, что и в предыдущем случае, получаем для рассматриваемой задачи условие оптимума:

$$\frac{dR_1}{dl_1} = \frac{R_1 - R_2}{\frac{m_1}{p_1} - \frac{m_2}{p_1} + l_1 - \frac{p_2}{p_1} l_2} \quad (16)$$

или в частном случае, когда искусственные заземлители применяются лишь на одном из участков линии, а на другом от них полностью отказались, используя только естественные заземлители (железобетонные фундаменты или стойки свободностоящих опор):

$$\frac{dR_1}{dl_1} = \frac{R_1 - R_2}{\frac{m_1}{p_1} + l_1} \quad (17)$$

Определив из (16) оптимальную величину R_1 , далее находим из (12) оптимальное соотношение количества опор обоих участков линии.

Отказ от нормирования величины сопротивления заземления отдельной опоры и выбор защитного угла троса и величины сопротивления заземления для участков линии электропередачи на основе рассмотренных выше критериев оптимизации обес-

печивает значительное снижение затрат. Так, например, для конкретной линии электропередачи 330 кВ на опорах ЦП25 экономия в затратах при выборе оптимальных значений R и ϕ составляет порядка 5000 руб. на 100 км линии или около одного процента от полной стоимости изготовления и монтажа опоры вместе с заземляющим устройством.

Другим примером может явиться расчет, выполненный для линии электропередачи, трасса которой состоит из четырех отличающихся электрическими характеристиками грунта участков. Соотношение длин участков 0,2 : 0,3 : 0,25 : 0,25, причем на всех участках применен один и тот же тип заземлителя. Зависимости $R = f_1(l)$ для каждого участка приведены на рис. 1 (номера кривых соответствуют порядковым номерам участков трассы).

При нормативной величине сопротивления $R_{н.} = 15$ ом необходимая длина электродов одного заземлителя составит по участкам 12,5; 2,7; 5,0; 6,1 м и средневзвешенная длина 6,1 м.

Если же применить предлагаемую методику, то оптимальные значения сопротивлений составят 22; 11,4; 10,4; 18,6 ом и соответственно длина электродов одного заземлителя по участкам 6,9; 3,6; 6,2; 4,6 м. В этом случае средневзвешенная длина электродов равна 5,2 м и, следовательно, экономия затрат на сооружение заземлителей при применении оптимального решения в данном случае составит около 15%.

Литература

1. Кадомская К. П. и др., О статистической координации характеристик изоляции и защитных устройств электропередач сверхвысокого напряжения, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1968, № 1.
2. Артемьев Д. Е. и др., Координация изоляции линий электропередачи, изд-во «Энергия», 1966.
3. Корсунцев А. В. и Кузнецова Л. Е., Характеристики грозоупорности воздушных линий электропередачи 35—500 кВ, Госэнергоиздат, 1963.
4. Руководящие указания по защите от перенапряжений электротехнических установок переменного тока 3—500 кВ (проект), «Электрические станции», 1965, № 2.
5. Grosser G. E., Hileman A. K., Economic Optimization of Transmission Tower Grounding and Insulation, «IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems», 1967, № 8.

[4.7.1969]



УДК 621.316.995.001.24

О тепловом расчете рабочих заземлителей

Инж. К. Р. РАХИМОВ

Фрунзенский политехнический институт

Известно, что для передачи постоянного тока предусматривается устройство рабочих заземлителей на концах линии для использования земли в качестве токопровода.

Для правильного выбора рабочего заземлителя необходимо знать, как определить его размеры, чтобы не было недопустимого нагрева грунта около электродов, иссушения грунта за счет явлений термовлагопроводности или электроосмоса, удовлетворялись бы условия безопасности; необходимо

также знать, как обеспечить достаточно высокий срок службы электродов заземлителя.

Нужно отметить, что в зависимости от поперечного сечения электродов и свойств грунта нагрузка на заземлитель может ограничиваться либо нагревом, либо осушением грунта за счет явлений термовлагопроводности или электроосмоса.

При рассмотрении нагрева грунта около электродов рабочего заземлителя необходимо исходить из того, что иссушение грунта за счет явлений тер-

мовлагопроводности или электроосмоса не имеет места, так как при наличии вышеуказанных явлений исключается нормальная работа рабочих заземлителей.

Расчеты рабочего заземлителя по условиям исключения осушения грунта за счет явлений термовлагопроводности и электроосмоса представляют самостоятельные задачи и в данной работе не рассматриваются.

Расчет нагрева заземлителей впервые наиболее глубоко рассматривался Ф. Олендорфом [Л. 1]. Определению температуры нагрева заземлителей посвящены работы [Л. 2—7].

Согласно Правилам устройств электроустановок заземлители, через которые длительно протекают токи, по условиям термической устойчивости нормируются по величине падения напряжения на заземлителе, равной 50 в. Если же использование земли в качестве токопровода является временным, то допускается 100 в. Эти нормы были приняты исходя из допустимого значения напряжения, получающегося по формуле [Л. 1]

$$U = \sqrt{2\Delta t \lambda \rho}, \quad (1)$$

где Δt — разность установившейся и начальной температур земли около заземлителя, °С; λ — удельная теплопроводность грунта, вт/м·град; ρ — удельное электрическое сопротивление грунта, ом·м.

При принятых средних значениях удельного сопротивления грунта ρ , равного 100 ом·м и удельной теплопроводности грунта λ , равной 1,2 вт/м·град, допустимое падение напряжения на заземлителе по (1) равно примерно 140÷150 в.

Нормирование рабочих заземлителей по условиям нагрева по величине падения напряжения на заземлителе 50 в не оправдано и требует устройства рабочего заземлителя с очень малым сопротивлением току растекания для мощной передачи постоянного тока.

Падение напряжения на заземлителе

$$U = I \rho f(z). \quad (2)$$

Температурный перепад в приэлектродной зоне

$$\Delta t = \frac{p}{2\lambda} \varphi(z), \quad (3)$$

где $f(z)$ и $\varphi(z)$ функции, определяемые размерами, формами электродов и формами электрического и теплового полей; p — количество тепла, выделяемого в грунте.

При совпадении электрического и теплового полей функции $f(z)$ и $\varphi(z)$ выражаются одинаково и равны между собой, и в этом случае получается простая зависимость между падением напряжения на заземлителе и температурой нагрева грунта в приэлектродной зоне (1).

Рядом авторов доказано [Л. 2 и 7], что формула (1) применима для заземлителей любой формы при совпадении электрического и теплового полей. Электрическое и тепловое поля совпадают, когда заземлитель расположен в бесконечной однородной среде, что можно допустить для заземлителей, расположенных на значительной глубине от поверхности земли.

Однако заземлители обычно устраиваются на небольшой глубине от поверхности земли. Отвод тепла от поверхности земли создает картину теплового поля, отличную от электрического поля (рис. 1) и значительно влияет на нагрев грунта около электродов заземлителя.

В действительности на практике наблюдается некоторое расхождение расчетной температуры, полученной по формуле (1), с данными, получающимися при эксплуатации рабочих заземлителей.

Так, по (1) температура нагрева грунта около электрода (токовода) рабочего заземлителя Московской подстанции передачи постоянного тока Кашира—Москва должна быть равной около 75—100°С при $\rho=34,5$ ом·м, $\lambda=1,2$ вт/м·град и $U=80-90$ в, в то время как измеренная наибольшая температура нагрева электрода была 3,5°С. Такая же картина наблюдается на заземлителях другой передачи постоянного тока. Измеренные данные получились во много раз меньшими, чем расчетные. Причиной, вызывающей такое несоответствие, может быть наличие отвода тепла от поверхности земли. Заземлители выполнены в виде протяженных стальных токопроводов, уложенных в коксовой засыпке на небольшой глубине от поверхности земли по периметру контура. Коксовая засыпка, ввиду ее малого удельного сопротивления, почти полностью принимает на себя функции электрода. Температура нагрева грунта около электрода согласно (1) должна относиться к границе «коксовая засыпка—грунт», а температура токовода должна быть немного выше.

Нами определена зависимость между падением напряжения и температурой нагрева для случая, когда электрическое и тепловое поля заземлителя не совпадают на примере горизонтального протяженного электрода.

Тепловое сопротивление такого заземлителя определено применением метода зеркальных изображений, используемого в электротехнике. Такой метод применяется также при расчете нагрева трубы или кабеля, заложеного в земле, когда они являются источниками тепла.

Вместо действительной системы берется воображаемая система, у которой окружающая среда расширилась до бесконечности. Берется второй мнимый отрицательный источник такой же производительности, расположенный симметрично относительно поверхности полуограниченного массива (рис. 2). Затем определяется тепловое поле каждого источника в бесконечной среде независимо друг от друга. Для определения действительной картины поля складывают тепловые поля действительного и мнимого источников тепла.

Ввиду того, что второй мнимый источник берется такой же производительности и расположен сим-

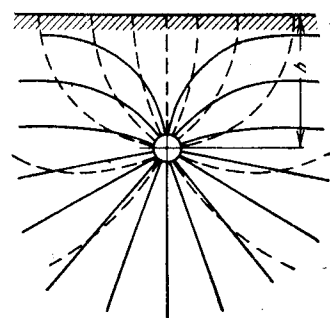


Рис. 1. Электрическое (—) и тепловое (---) поля горизонтального протяженного заземлителя.

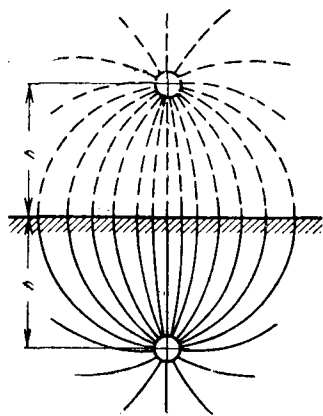


Рис. 2.

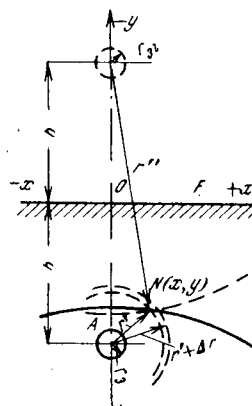


Рис. 3.

метрично относительно поверхности полуграниченного массива, в плоскости симметрии $h=0$ будет существовать температура t_0 , как в действительной системе. Температура мнимого источника должна быть такова, чтобы имело место равенство:

$$t_3 - t_0 = t_0 - t_{3i}. \quad (4)$$

Если при расчете нагрева кабеля или трубы принимается, что тепло поглощается отрицательным источником, то для расчета заземлителя необходимо принять, что тепло, выделяемое в каждой точке, поглощается соответственно симметричной точкой мнимого изображения.

Примем допущение, что электрическое поле совпадает с тепловым полем, т. е. что электрический ток течет от действительного электрода к его мнимому изображению (рис. 2) и что при достаточно больших длинах электрода можно пренебречь изменением форм электрического и теплового полей у концов электрода. Второе допущение обосновывается анализом распределения потерь мощности в грунте, который показывает, что они имеют место в основном в небольшом слое грунта, прилегающего к поверхности электрода. С другой стороны, размеры заземлителей для очень больших токов значительны. (Общая длина электродов составляет сотни, тысячи метров).

Определим нагрев действительного и мнимого электродов независимо друг от друга в бесконечной однородной среде.

Количество тепла, проходящее в элементарном цилиндрическом слое толщиной dr (рис. 3), можно определить, применив основное уравнение теплопроводности Фурье:

$$P_1 = -\lambda S \frac{dt}{dr} = -\lambda 2\pi l r \frac{d\theta}{dr}, \quad (5)$$

где $\theta = t - t_{ep}$ — разность температур точки цилиндра радиуса r и окружающей среды; S — площадь боковой поверхности цилиндра радиуса r .

Тепло, проходящее через сечение на радиусе $r + \Delta r$:

$$P_2 = P_1 + \frac{dP_1}{dr} dr. \quad (6)$$

Продифференцировав выражение (5), найдем:

$$\frac{dP_1}{dr} = -\lambda 2\pi l \left(r \frac{d^2\theta}{dr^2} + \frac{d\theta}{dr} \right). \quad (7)$$

В элементарном слое выделяется тепло в количестве:

$$\Delta P = p dV = \frac{I^2 \rho}{2\pi l r} dr, \quad (8)$$

где $p = j^2 \rho = \frac{I^2 \rho}{(2\pi l r)^2}$ — потеря энергии в единице объема грунта.

Решив совместно уравнения (5) — (7), получим:

$$\frac{d^2\theta}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\theta}{dr} + \frac{I^2 \rho}{(2\pi l)^2 r^2 \lambda} dr = 0. \quad (9)$$

Граничные условия для решения уравнения (9): при $r = r_3$ t — максимально, следовательно $\left(\frac{d\theta}{dr}\right)_{r=r_3} = 0$, и при $r = \infty$ $\theta = 0$.

Разность температур между любой точкой массива, отстоящей на расстоянии r' от оси цилиндрического тела (рис. 3) и точкой на поверхности электрода r_3 .

$$\theta'(r_3; r') = \frac{A \left(\ln \frac{r'}{r_3} \right)^2}{2\lambda}. \quad (10)$$

Аналогично от мнимого источника тепла

$$\theta''(r_{3i}; r'') = \frac{A \left(\ln \frac{r''}{r_{3i}} \right)^2}{2\lambda}. \quad (11)$$

При одновременном действии действительного и мнимого источников тепла и при $r_3 = r_{3i}$ результирующее тепловое поле находим сложением частных тепловых полей

$$\theta(x, y) = \theta'(r_3; r') + \theta''(r_{3i}; r'') = \frac{A}{2\lambda} \left(\ln \frac{r''}{r'} \right)^2. \quad (12)$$

Подставляя значения r' и r'' через r_3 и h , найдем разность температур между поверхностью электрода $x=0$, $y=2h-r_3$ и поверхностью земли:

$$\Delta t' = t_3 - t_0 = \frac{I^2 \rho}{(2\pi l)^2 2\lambda} \left(\ln \frac{2h-r_3}{r_3} \right)^2. \quad (13)$$

Разность потенциалов между поверхностями электрода и земли

$$U'_{A0} = \frac{I \rho}{2\pi l} \ln \frac{2h-r_3}{r_3}. \quad (14)$$

Зависимость разности температур от потерь мощности

$$\Delta t' = \frac{P'}{2\pi l 2\lambda} \ln \frac{2h-r_3}{r_3}, \quad (15)$$

где $R_T = \frac{1}{2\pi l \lambda} \ln \frac{2h-r_3}{r_3}$ — тепловое сопротивление заземлителя.

Однако в действительности потери мощности на заземлителе равны:

$$P = \frac{I^2 \rho}{2\pi l} \ln \frac{l^2}{d_3 h}. \quad (16)$$

В таком случае

$$\Delta t = \frac{I^2 \rho \ln \frac{l^2}{d_3 R}}{2\lambda (2\pi l)^2} \ln \frac{4h-d_3}{d_3}. \quad (17)$$

Или падение напряжения на заземлителе

$$U = \sqrt{\frac{\ln \frac{l^2}{d_3 h}}{\ln \frac{4h - d_3}{d_3}}} \sqrt{2\Delta t \lambda \rho}. \quad (18)$$

В общем случае зависимость между падением напряжения на заземлителе и температурой нагрева можно записать в виде:

$$U = \sqrt{\frac{\bar{f}(z)}{\varphi(z)}} \sqrt{2\lambda \Delta t \rho}, \quad (19)$$

которую можно записать как

$$U = \sqrt{\frac{R_3}{R_T}} \sqrt{2\lambda \Delta t}, \quad (20)$$

так как

$$R_3 = \rho \bar{f}(z) \text{ и } R_T = \frac{1}{\lambda} \varphi(z). \quad (21)$$

При сравнении расчетных данных по формулам (1) и (17) видно, что при одном и том же падении напряжения на заземлителе температура нагрева грунта по (17) получается в несколько раз меньше, чем по (1). Так, по (17) температура нагрева грунта около электрода рабочего заземлителя передачи постоянного тока Кашира — Москва получается примерно в 6 раз меньше, чем по (1), что намного ближе к действительной.

Влияние отвода тепла от поверхности земли на нагрев грунта около заземлителя и соответственно

на допустимое падение напряжения на нем можно видеть на таком примере. При переходе от заземлителя длиной $l=10$ м, $d=0,4$ м, уложенного на глубине $h=5$ м, к заземлителю, уложенному на глубине $h=0,8$ м, допустимое падение напряжения по (18) увеличивается примерно в 1,7 раза.

Экспериментальная проверка зависимости Δt от U подтверждает верность формулы (18).

Выводы. 1. Для теплового расчета горизонтального заземлителя предлагается формула (18), учитывающая отвод тепла от поверхности земли.

2. В общем случае зависимость между падением напряжения на заземлителе и температурой нагрева грунта около него выражается (19) или (20). Формула (1) применима для частного случая, когда функция $\bar{f}(z)$ и $\varphi(z)$ равны между собой.

Литература

1. Оллендорф Ф., Токи в земле, ГОНТИ, 1932.
2. Эбии Л. Е., Стационарная температура заземлителей, «Электричество», 1938, № 10.
3. Тейлор Н. Г., Термический расчет заземлителей, «Энергетическое обозрение», 1936, № 6.
4. Нетушил А. В., Установившиеся электротепловые поля, Труды МЭИ, вып. 3, 1948.
5. Нетушил А. В., Температурное поле одиночного цилиндрического электрода при электронагреве бетона, «Электричество», 1948, № 8.
6. Исмаилов И. Д., Термическая устойчивость заземлителей в установившихся режимах, сб. «Повышение надежности и экономичности сельских электрических сетей», Сельхозгиз, 1956.
7. Rusck S., H. V. D. C. power transmission problems relating to earth return. «Direct Current», 1962, 7, № 11.

[26.3.1969]

УДК 621.316.925.2:621.318.5

Сравнение принципов отстройки дифференциальных реле от токов включения силовых трансформаторов

Канд. техн. наук Э. В. ПОДГОРНЫЙ и инж. Е. М. УЛЬЯНИЦКИЙ

Новочеркасский политехнический институт

Целью настоящей статьи является сравнение принципов выполнения дифференциальных реле по условию отстройки от токов включения силового трансформатора под напряжение (броска намагничивающего тока). Критерием при сравнении принят минимальный ток срабатывания защиты. При проведении анализа учитывалось, что существенной особенностью наибольших токов включения (в первичной цепи) является их однополярный характер. Токи включения разнополярного характера имеют значительно меньшие значения. В настоящее время разработан достаточно совершенный способ отстройки от токов включения разнополярного характера, заключающийся в блокировании реле фазы двумя другими, в которых ток включения имеет однополярный характер [Л. 1 и 6], поэтому при сравнении принципов выполнения дифференциальных реле защиты трансформаторов разнополярные токи включения можно не учитывать.

На рис. 1 показана структурная схема дифференциального реле. Реле состоит из входного устройства (ВУ), схемы выделения рабочего сигнала (СРС), схемы выделения тормозного сигнала

(СТС), схемы сравнения (СС) и реагирующего органа (РО). Входное устройство обеспечивает выравнивание токов в плечах защиты и согласование вторичных цепей трансформаторов тока и реле. С выхода входного устройства ток или напряжение поступает на фильтры или селекторы, выделяющие рабочий и тормозной сигнал. Сигналы подаются на схему сравнения. На выход схемы сравнения подключается реагирующий орган. В частном случае, в дифференциальных отсечках тормозной сигнал отсутствует.

В табл. 1 приведена классификация рабочих и тормозных сигналов. Рабочим сигналом реле диф-

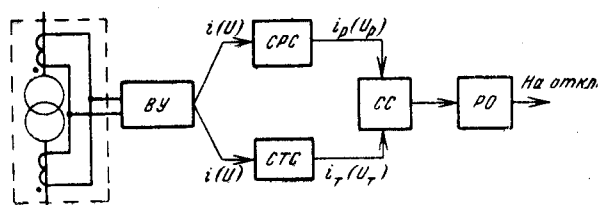


Рис. 1. Структурная схема дифференциального реле.

Таблица 1

Функция сигнала	Параметры дифференциального тока	Расчетное значение сигнала при токе включения
Рабочий сигнал	1 Действующее значение $I_* = \frac{I}{I_{\text{ном}}}$	$\frac{U_*}{x_*} \sqrt{(2A^2 + 1) \left(1 - \frac{\arccos A}{\pi}\right) + \frac{3}{\pi} A \sqrt{1 - A^2}}$
	2 1-я гармоника $I_{1m*} = \frac{I_{1m}}{\sqrt{2} I_{\text{ном}}}$	$\frac{U_*}{x_*} \left(\frac{\arccos A}{\pi} - 1 - \frac{A}{\pi} \sqrt{1 - A^2} \right)$
	3 Амплитуда отрицательной полувольты* $i_{\text{мах.отр}}$	0
	4 Интервал времени (t_n), в течение которого ток меньше уровня $p = \frac{I_{\text{зам}}}{\sqrt{2} I_{\text{ном}}}$	$20 \left\{ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \arcsin \left[A - \frac{(1+A)p}{i_{\text{мах.отр}}} \right] \right\}$
	5 Средневыпрямленное значение $I_{\text{ср}*} = \frac{I_{\text{ср}}}{I_{\text{ном}}}$	$\sqrt{2} \frac{U_*}{x_*} \left[A \left(1 - \frac{\arccos A}{\pi} \right) + \frac{\sqrt{1 - A^2}}{\pi} \right]$
Тормозной сигнал	1' Аперiodическая составляющая $I_{a*} = \frac{I_a}{I_{\text{ном}}}$	$\sqrt{2} \frac{U_*}{x_*} \left[A \left(1 - \frac{\arccos A}{\pi} \right) + \frac{\sqrt{1 - A^2}}{\pi} \right]$
	2' 2-я гармоника $I_{2m*} = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2} I_{\text{ном}}}$	$\frac{2}{3\pi} \frac{U_*}{x_*} (1 - A^2)^{3/2}$
	3' Разность амплитуд абсолютных значений положительной и отрицательной полувольт $\Delta i_* = \frac{ i_{\text{мах пол}} - i_{\text{мах отр}} }{\sqrt{2} I_{\text{ном}}}$	$\frac{U_*}{x_*} (1 + A)$

дифференциальных отсечек трансформатора является действующее [Л. 6] или средневыпрямленное [Л. 5] значение дифференциального тока. В серийных реле типов РНТ и ДЗТ в качестве рабочего сигнала можно рассматривать действующее значение периодической составляющей дифференциального тока, а тормозного — аперiodическую составляющую. Аперiodическая составляющая как тормозной сигнал и средневыпрямленное значение дифференциального тока как рабочий сигнал используются в реле [Л. 1]. В [Л. 2] описано реле, реагирующее на амплитуду отрицательной полувольты (под отрицательной полувольтой понимается ток, противоположный по знаку аперiodической составляющей). Авторами [Л. 7] разработано реле, торможение которого осуществляется от разности абсолютных значений положительной и отрицательной полувольт дифференциального тока. Широкое распространение за рубежом получили реле, у которых в качестве тормозного сигнала используется 2-я гармоника дифференциального тока. Рабочим сигналом этих реле является 1-я гармоника [Л. 3] или средневыпрямленное значение дифференциального тока [Л. 4]. Для отстройки дифференциальных реле от бросков намагничивающего тока могут быть использованы составляющие выпрямленного дифференциального тока: постоянная составляющая, 1-я и

2-я гармоники [Л. 8]. При этом наиболее целесообразно в качестве рабочего сигнала использовать постоянную составляющую, а в качестве тормозного сигнала — сумму абсолютных значений 1-й и 2-й гармоник выпрямленного дифференциального тока. Однако, как показано в [Л. 8], реле, выполненное на данном принципе, не имеет практических преимуществ в быстродействии и чувствительности перед реле с торможением от 2-й гармоники дифференциального тока.

Бросок намагничивающего тока в течение периода имеет продолжительные бестоковые паузы [Л. 6]. В синусоидальном токе, равном по действующему значению переходному току включения, подобные интервалы значительно меньше. Поэтому отстройку от токов включения можно осуществить в реле, реагирующем на продолжительность бестоковой паузы при данном уровне замера $I_{\text{зам}}$. Если пауза t_n больше определенного значения, выбранного из условия отстройки от тока включения, то реле не работает. Синусоидальный ток срабатывания реле определяется уровнем замера и уставкой по паузе

$$I_{\text{ср}} = k_n \frac{p I_{\text{ном}}}{\sin \omega \frac{t_n}{2}}. \quad (1)$$

Сравнение принципов выполнения дифференциальных реле проведено на основе анализа и математического моделирования тока включения силового трансформатора на вторичной стороне трансформатора тока.

При проведении расчетов сделаны следующие допущения:

1. Потери в стали силового трансформатора и трансформатора тока отсутствуют. Индуктивности рассеяния постоянны.

2. Шунтирующим влиянием трансформатора тока второго плеча защиты можно пренебречь.

3. Входное устройство дифференциального реле работает без погрешностей.

Расчеты проведены при следующих начальных условиях.

1. Максимальная остаточная индукция силового трансформатора и трансформатора тока принята равной 1,0 тл. Номинальная индукция силового трансформатора 1,65 тл.

2. Расчетное сопротивление вторичной цепи трансформатора тока $r_{2\text{расч}}$ равно сумме предельно допустимого сопротивления нагрузки при кратности тока внешнего повреждения $m=10$ и сопротивления вторичной обмотки трансформатора тока.

3. Постоянная времени первичного переходного процесса T_1 при насыщении силового трансформатора апериодическими составляющими потока $T_1 = 100$ мсек.

4. Амплитуда тока включения при отсутствии затухания принята равной $5I_{\text{номт}}$.

5. Рассматривались дифференциальные защиты с трансформаторами тока, имеющими значительную номинальную н. с. $F_{1\text{ном}} = 1200$ а (типа ТФНД-110М-600/5) и малую номинальную н. с. $F_{1\text{ном}} = 200$ а (типа ТВДМ-110-200/5).

Расчеты показали, что при анализе рабочего и тормозного сигналов целесообразно рассматривать три режима работы трансформатора тока. Первый режим — однополярный ток включения трансформируется практически без искажений. Приближенно этот режим существует, пока трансформатор тока перемагничивается от начальной до максимальной остаточной индукции. После того, как индукция в трансформаторе тока превысила максимальную остаточную и до его насыщения в токе включения на вторичной стороне трансформатора тока появляются отрицательные полуволны, но еще имеется апериодическая составляющая — второй режим. Третий режим можно характеризовать равенством нулю коэффициента смещения $k_{\text{см}}$ тока, протекающего через реле (под $k_{\text{см}}$ понимается отношение апериодической составляющей к действующему значению периодической составляющей тока).

Очевидно, что первый режим работы трансформатора тока является расчетным при выборе тока срабатывания дифференциальных отсеков. Аналитические выражения для рабочих сигналов 1, 2, 5 табл. 1 в этом случае наиболее просто найти при аппроксимации кривой намагничивания силового трансформатора тремя отрезками прямых. В соответствии с [Л. 6] ток включения силового трансформатора в относительных единицах (за базисные приняты номинальные параметры трансформатора)

при отсутствии затухания равен:

$$i_* = \frac{U_*}{x_*} (A - \cos \omega t). \quad (2)$$

Здесь U_* — относительное значение включаемого напряжения; x_* — относительное значение суммарного сопротивления сети и трансформатора при насыщении сердечника апериодическими составляющими потока; A — сдвиг оси синусоидального потока относительно намагниченности насыщения стали.

Однополярный ток включения существует в течение каждого периода в интервале

$$\arccos A < \omega t < 2\pi - \arccos A. \quad (3)$$

На основании выражений (2) и (3) были вычислены и в 4-й графе табл. 1 приведены выражения для определения рабочего и тормозного сигналов. Так как выражения табл. 1 получены при отсутствии затухания тока включения и кусочно-линейной аппроксимации кривой намагничивания тремя отрезками, то они были уточнены путем расчетов на аналоговых вычислительных машинах (АВМ). Исследованиями на АВМ установлено, что выражениями табл. 1 можно пользоваться при определении рабочего и тормозного сигналов 1, 2, 5 и 1'. Для сигнала 4 выражение табл. 1 применимо при уровне замера $I_{\text{зам}} \geq 0,3I_{\text{ном}}$. Существенная погрешность (—16%) за счет спрямления кривой намагничивания имеет место только при расчете 2-й гармоники. Однако время срабатывания защит с гармоническим торможением равно 2—5 периодов [Л. 1, 3 и 4]. Вследствие затухания 2-я гармоника увеличивается на 16% в первый период (по сравнению со значением 2-й гармоники в незатухающем токе включения) при $T_1 = 40$ мсек и во второй период при $T_1 = 150$ мсек. Таким образом, выражения табл. 1 могут быть использованы при сравнении принципов отстройки дифференциальных реле от наибольших токов включения силовых трансформаторов в случае работы трансформаторов тока с малыми погрешностями.

Второй режим работы трансформаторов тока, как указывалось выше, характеризуется одновременным неравенством нулю сигналов 3 и 1'. Продолжительность этого режима (рис. 2) 1—7 перио-

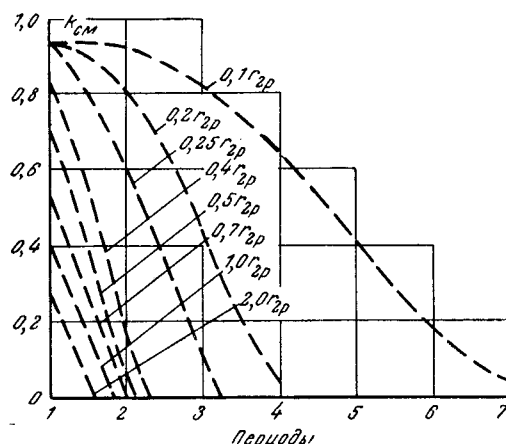


Рис. 2. Кривые изменения коэффициента смещения во времени при различном сопротивлении вторичной цепи трансформатора тока ТФНД-110М-600/5.

$B_{\text{ост}} = +1$ тл, $T_1 = 100$ мсек.

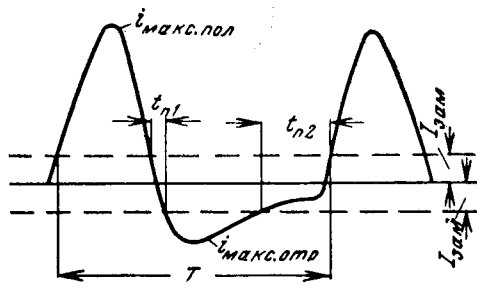


Рис. 3. Форма тока включения, протекающего через реле при насыщении трансформатора тока, $k_{см}=0$.

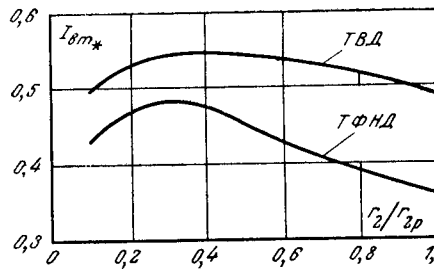


Рис. 4. Зависимость действующего значения тока включения во вторичной цепи трансформатора тока от соотношения вторичной цепи.

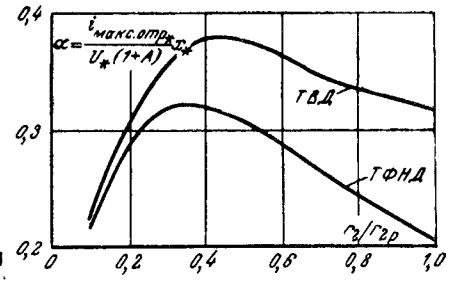


Рис. 5. Зависимость относительного значения амплитуды отрицательной полуволны тока включения во вторичной цепи трансформатора тока от сопротивления вторичной цепи.

дов промышленной частоты. В этом режиме увеличивается тормозной сигнал 2' и уменьшаются сигналы 1, 1', 2, 3, 4, 5. Минимальное значение коэффициента смещения в первый период при $r_2=r_{2расч}$ для трансформаторов тока ТФНД равно $k_{см}=0,4$. Режим может быть расчетным для реле с простейшим насыщающимся трансформатором.

Величины, характеризующие рабочий и тормозной сигналы при сильном насыщении трансформаторов тока (третий режим), представлены на графиках рис. 4, 5, 6 и в табл. 2 и 3. Форма тока включения, протекающего через реле, показана на рис. 3.

Так как коэффициент смещения кривой вторичного тока в этом случае равен нулю, то режим является расчетным для всех дифференциальных защит, реле которых имеют торможение от апериодической составляющей тока.

На рис. 4 представлена зависимость действующего значения тока включения на вторичной стороне трансформатора тока (за базисное принято приведенное действующее значение незатухающего тока включения) от сопротивления его вторичной цепи в момент, когда коэффициент смещения стал равным нулю. Как видно из графиков, вторичный ток имеет наибольшее значение при $r_2=0,3-0,5r_{2расч}$ и равен $0,48-0,54$ от действующего значения первичного тока. Меньшее значение вторичного тока для трансформаторов тока с большей номинальной н. с. (ТФНД) объясняется малым сопротивлением ветви намагничивания при насыщении трансформатора тока апериодическими составляющими. Уменьшение вторичного тока включения при малых нагрузках вызвано затуханием первичного тока включения к моменту $k_{см}=0$. Снижение тока включения при больших нагрузках обусловлено изменением соотношения между сопротивлением ветви намагничивания и сопротивлением r_2 .

Аналогичную зависимость от сопротивления вторичной цепи имеют рабочие сигналы 2 и 5. Содержание 1-й гармоники во вторичном токе включения при насыщении трансформаторов тока апериодическими составляющими колеблется в пределах $\frac{I_{1м}}{\sqrt{2} I_{ном}}=0,9-0,74$, а коэффициент формы равен $k_f=1,17-1,57$. Поэтому реле, реагирующие на 1-ю гармонику и средневывпрямленное значение дифференциального тока, могут иметь меньший ток срабатывания, чем реле, реагирующие на действующее

значение периодической составляющей несинусоидального тока.

Зависимость амплитуды отрицательной полуволны тока включения, протекающего через реле, от сопротивления вторичной цепи трансформатора тока (при $k_{см}=0$) показана на рис. 5. Пользуясь графиками рис. 5, можно определить ток срабатывания дифференциальной защиты с реле, реагирующим на амплитуду отрицательной полуволны

$$I_{с.з} = k_n a i_{макс} I_{ном}, \quad (4)$$

где $i_{макс}$ — амплитуда наибольшего тока включения рассчитывается по (2);

k_n — коэффициент надежности.

Режим глубокого насыщения трансформатора тока ($k_{см}=0$) является расчетным и для реле с рабочим сигналом 4, так как отрицательные полуволны тока включения значительно уменьшают бестоковую паузу (рис. 3). Результаты расчета на АВМ продолжительности бестоковых пауз в функции сопротивления вторичной цепи и уровня замера $I_{зам}$ приведены в табл. 2. Данные табл. 2 характеризуют значение минимальной паузы во время переходного процесса, причем из двух возможных в течение периода пауз в расчет принималась наибольшая t_2 . Если принять уставку по паузе $t_n=5$ мсек, то, как видно из табл. 2, при $r_2=(0,25-1)r_{2расч}$ уровень замера должен быть равен $(0,5-1)I_{ном}$.

Значительно меньший ток срабатывания могут иметь защиты, тормозной сигнал которых не зависит существенно от режима работы трансформатора тока. Такими сигналами являются, например, амплитуда 2-й гармоники тока включения и разность абсолютных значений амплитуд полуволн тока за период. Расчетной величиной для этих реле является коэффициент торможения. Определим его для реле с торможением от 2-й гармоники [Л. 3]

$$I_{1м} = I_{с.п. мин} + k_T I_{2м}; \quad k_T = \frac{I_{1м}}{I_{2м}} - \frac{I_{с.п. мин}}{I_{2м}}, \quad (5)$$

Таблица 2

Длительность паузы t_n , мсек														
r_2^*	ТФНД							ТВД						
$i_{зам}^*$	0,1	0,25	0,4	0,5	0,7	1,0	0,1	0,25	0,4	0,5	0,7	1,0		
0,3	0,86	0,92	1,02	1,59	2,7	4,35	0,67	0,77	0,83	0,8	1,02	1,46		
0,5	0,955	2,08	3,62	3,05	5,9	6,68	1,43	1,27	1,43	1,59	2,83	4,6		
0,75	1,75	6,85	7,0	7,65	7,95	8,3	2,41	2,85	3,5	4,93	4,93	7,0		
1,0	9,95	9,7	9,1	9,6	13,1	14,7	8,6	5,1	7,0	7,34	7,5	8,25		

где $I_{с.р \min}$ — минимальный ток срабатывания реле (при отсутствии торможения).

Отношение $\frac{I_{1m}}{I_{2m}}$ (а следовательно, и коэффициент торможения k_T) максимально при отсутствии насыщения трансформаторов тока защиты и слабом затухании тока включения в первичной цепи. Диапазон изменения $\frac{I_{1m}}{I_{2m}}$ по мере насыщения трансформаторов

тока составляет $5,25 \div 1,25$ при $T_1 = 100$ мсек. Большие значения отношения I_{1m}/I_{2m} соответствуют работе трансформатора тока с малыми погрешностями. Пренебрегая в выражении (5) $I_{с.р \min}$ исходя из табл. 1, находим расчетное выражение для максимального коэффициента торможения:

$$k_{T \max} = k_n \frac{3}{2} \frac{\pi + A \sqrt{1 - A^2} - \arccos A}{(1 - A^2)^{3/2}}. \quad (6)$$

Аналогично определяется коэффициент торможения реле с рабочим сигналом 2 и тормозным 3':

$$k_T = \frac{I_{1m}}{\Delta i} - \frac{I_{с.р \min}}{\Delta i}, \quad (7)$$

где Δi — разность абсолютных значений амплитуд положительной и отрицательной полуволн тока за период.

Пренебрегая $I_{с.р \min}$ из графиков рис. 6 определим максимальное значение коэффициента торможения $k_{T \max} = 3,3 - 2,65$. Меньший коэффициент торможения соответствует защитам с трансформаторами тока типа ТФНД, а больший — защитам с малой номинальной н. с. трансформаторов тока.

Результаты анализа токов срабатывания дифференциальных реле, выполненных на разных принципах, сведены в табл. 3. Количественные соотношения даны для режима $i_{\max} = 5I_{\text{ном}}$, $A = 0,395$, $k_n = 1,2$. Расчетный ток срабатывания дифференциальных защит вычислялся по формуле:

$$I_{с.з} = k_n k_{BT} I_{\text{раб}} * I_{\text{ном}}, \quad (8)$$

где k_{BT} — коэффициент, учитывающий работу трансформатора тока;

k_n — коэффициент надежности; $I_{\text{раб}}$ — рабочий сигнал.

Как видно из табл. 3, с точки зрения отстройки дифференциальных реле от токов включения силовых трансформаторов схемы устройств релейной защиты можно разбить на три группы. В первую

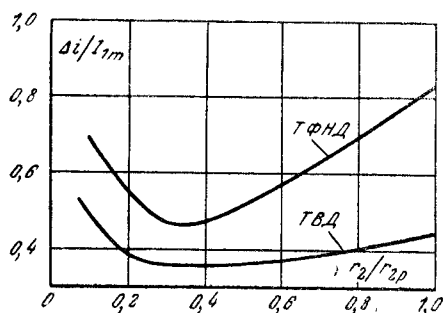


Рис. 6. Зависимость разности абсолютных значений амплитуд положительной и отрицательной полуволн тока включения за период во вторичной цепи трансформатора тока от сопротивления вторичной цепи.

Таблица 3

Группа реле		Рабочий сигнал	Тормозной сигнал	Значение рабочего сигнала	Коэффициент, учитывающий трансформатор тока, $k_{вт}$	Расчетное значение тока срабатывания защиты	Тип трансформатора тока
I	1	I_*	—	3,89	1	4,64	
	2	I_{1m*}	—	2,69	1	3,18	
	5	$I_{ср*}$	—	2,7	1	3,24	
II	1	I_*	1' I_{a*}	3,89	$0,36 \div 0,48$ $0,49 \div 0,545$	$1,68 \div 2,24$ $2,29 \div 2,55$	ТФНД ТВД
	2	I_{1m*}	1' I_{a*}	2,67	$0,266 \div 0,43$ $0,4 \div 0,5$	$0,85 \div 1,38$ $1,28 \div 1,6$	ТФНД ТВД
	3	$i_{\max \text{ отр}}$	—			$1,3 \div 1,96$ $1,32 \div 2,16$	ТФНД ТВД
	4	$t_n, \text{ мсек}$	—	5		$0,88 \div 1,68$	
	5	$I_{ср*}$	1' I_{a*}	2,7	$0,26 \div 0,45$ $0,37 \div 0,45$	$0,82 \div 1,46$ $1,2 \div 1,46$	ТФНД ТВД
III	2	I_{1m*}	2' I_{2m*}	$k_{т \max} = 5,5$			ТФНД ТВД
	2	I_{1m*}	3' Δi_*	$k_{т \max} = 2,65$ $k_{т \max} = 3,3$			

группу входят дифференциальные отсекки, рабочим сигналом которых является действующее, среднее значение или амплитуда 1-й гармоники тока включения. Расчетным режимом для них является работа трансформаторов тока с малыми погрешностями. В связи с этим коэффициент, учитывающий работу трансформаторов тока, максимален — $k_{BT} = 1$. Вторую группу составляют реле, тормозящиеся от апериодической составляющей тока включения или реагирующие на продолжительность бес-токовой паузы и амплитуду отрицательной полуволны. Расчетным режимом второй группы реле является работа трансформаторов тока в условиях глубокого насыщения ($k_{сн} = 0$). Коэффициент k_{BT} , учитывающий работу трансформаторов тока, для реле второй группы меньше 1 и зависит от нагрузки и типа трансформаторов тока. К третьей группе относятся релейные устройства, имеющие торможение независимо от режима работы трансформаторов тока защиты.

Наибольший ток срабатывания имеют реле первой группы. Ток срабатывания реле второй группы в 2—3 раза меньше, чем устройств первой группы. Для релейных устройств третьей группы переходный режим включения силового трансформатора не является расчетным.

Данные табл. 3 характеризуют не только работу дифференциального реле в однофазном исполнении, но и в трехфазном варианте, если существует разброс во включении отдельных фаз выключателей защиты. При отсутствии разброса расчетным для трехфазного реле является такой режим, когда в первичном токе включения в двух фазах протекают однополярные токи, а в третьей фазе — разнополярные. В этом режиме [Л. 6] амплитуда однополярного тока включения составляет 0,9 амплитуды наибольшего тока включения, т. е. при трех-

фазном исполнении, как это сделано, например, в [Л. 1], можно дополнительно на 10% снизить ток срабатывания дифференциальной защиты.

Повышенная чувствительность дифференциальных защит с реле второй и третьей группы достигается за счет усиленной отстройки реле от неустановившихся токов. Однако это может привести к значительному увеличению времени срабатывания при переходном режиме короткого замыкания в зоне защиты. Как показано в [Л. 9], увеличение времени срабатывания дифференциальных защит с реле типа РНТ, по сравнению с дифференциальными отсечками, выполненными на реле типа РТ-40, составляет 1—3 периода. Примерно такое же время будут иметь и другие реле, тормозящиеся от апериодических составляющих.

Реле с торможением от 2-й гармоники также будут увеличивать время срабатывания, так как при насыщении трансформаторов тока апериодическими составляющими первичного тока во вторичном токе появляются четные гармоники. Насыщение особенно быстро наступает при положительной остаточной индукции, поэтому начальное условие $B_{ост} = +1$ тл является в данном случае расчетным.

В табл. 4 приведены результаты определения отсечного времени замедления реле $t_{з*} = \frac{t_3}{T_1}$, в течение которого амплитуда 2-й гармоники во вторичном токе трансформаторов тока при наличии апериодической составляющей в первичном токе превышает $0,15I_{1м}$ (в соответствии с [Л. 3] $\frac{I_{2м}}{I_{1м}} = 0,15$ является уставкой реле).

Как видно из табл. 4, время замедления остается неизменным $t_3 = (2—2,4)T_1$ в широком диапазоне нагрузок (0,3—1,0) $r_{расч}$ и мало только при очень малых нагрузках $r_2 \approx 0,1r_{расч}$. При определении полного времени срабатывания дифференциального реле необходимо учитывать не только время замедления, но и собственное время срабатывания реагирующего органа. В соответствии с [Л. 3] реле имеет сильно зависимую характеристику времени срабатывания от кратности тока в реле. При малых кратностях тока короткого замыкания время срабатывания будет определяться срабатыванием реагирующего органа, а при больших — временем замедления и может быть значительно больше времени срабатывания защиты с реле типа РНТ [Л. 9].

Таблица 4

$$t_{з*} = \frac{t_3}{T_1} \text{ при } B_{ост} = +1 \text{ тл, } \frac{I_{к,з}}{I_{ном}} = 10$$

r_{2*}	ТФНД-110М-600/5					ТВДМ-110-200/5				
$T_1, \text{мсек}$	0,1	0,2	0,3	0,5	1,0	0,1	0,2	0,3	0,5	1,0
20	0	1,0	2	2	2	0	0	2,0	2,0	2,0
50	0,4	1,2	1,6	2	2,4	0	0,8	1,6	2,0	2,4
100	0,8	1,6	2,0	2	2,2	0	1,0	1,8	2,4	2,6

Таблица 5

$$t_{з*} = \frac{t_3}{T_1} \text{ при } B_{ост} = +1 \text{ тл, } \frac{I_{к,з}}{I_{ном}} = 10$$

r_{2*}	ТФНД $k_t \geq 2,65$					ТВД $k_t \geq 4,8$				
$T_1, \text{мсек}$	0,1	0,2	0,3	0,5	1,0	0,1	0,2	0,3	0,5	1,0
20	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
50	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	2,0	2,4
100	0,2	0,2	0,2	0,2	1,4	0,2	0,2	1,8	2,2	2,2

При определении времени срабатывания дифференциального реле с торможением от разности абсолютных значений амплитуд полуволн дифференциального тока за период [Л. 7] анализ следует производить для двух крайних режимов работы трансформатора тока: режима глубокого насыщения (начальное условие $B_{ост} = +1$ тл) и режима идеальной трансформации ($B_{ост} = -1$ тл). В табл. 5 приведены результаты расчета на АВМ времени, в течение которого при переходном процессе короткого замыкания в первичной цепи трансформаторы тока защиты насыщены и коэффициент торможения превышает расчетный.

Из табл. 5 видно, что замедление срабатывания дифференциальных защит с реле [Л. 7] и трансформаторами тока, имеющими большую номинальную н. с. в расчетном диапазоне нагрузок, кроме точки $r_{2расч}$, $T_1 = 100$ мсек, составляет один период. Значительно худшие характеристики имеют защиты, питающиеся от трансформаторов тока с малой н. с.

В случае идеальной трансформации время замедления определяется постоянной времени T_1 первичной цепи. Принимая с некоторым допущением, что ток с апериодической составляющей имеет экстремумы в моменты $t = n \frac{T}{2}$, где $T = 0,02$ сек —

период промышленной частоты, получим период n , когда рабочий сигнал превышает тормозной:

$$n = \frac{T_1}{T} \ln k_t \left[1 + \exp \left(-\frac{T}{T_1} \right) \right]. \quad (9)$$

Сравнение выражения (9) с аналогичным выражением (5) из [Л. 9] показывает, что реле [Л. 7] имеет примерно такое же замедление, как и реле типа РНТ с короткозамкнутой обмоткой в положении $z-z$. Выражение (9) является расчетным при ненасыщенных трансформаторах тока. Продолжительность этого режима можно найти из равенства [Л. 9]:

$$B_s - B_{ост} = B_m \left\{ \omega T_1 \left[1 - \exp \left(-\frac{t_1}{T_1} \right) \right] - \sin \omega t_1 \right\}. \quad (10)$$

Здесь B_s , $B_{ост}$ — индукции насыщения и остаточная индукция;

B_m — амплитуда периодической слагающей индукции в сердечнике трансформатора тока.

Расчетным режимом для реле, реагирующего на бестоковую паузу, является режим глубокого насыщения трансформатора тока. В этом случае вторичный ток трансформатора тока в течение перио-

Таблица 6

$$t_{3*} = \frac{t_3}{T_1} \text{ при } B_{\text{ост}} = +1 \text{ т.л.}, \frac{I_{\text{к.з}}}{I_{\text{ном}}} = 10, T_1 = 100 \text{ мсек}$$

r_{2*}	ТФНД-110М-600/5				ТВДМ-110-200/5			
$I_{3\text{ам}}$	0,3	0,5	0,7	1,0	0,3	0,5	0,7	1,0
0,5 $I_{\text{ном}}$	0	0	0,6	1,0	0	0	0	0,4
1,0 $I_{\text{ном}}$	0,2	0,8	1,2	1,4	0	0,2	0,6	0,8

Таблица 7

$$t_{3*} = \frac{t_3}{T_1} \text{ при } B_{\text{ост}} = +1 \text{ т.л.}, \frac{I_{\text{к.з}}}{I_{\text{ном}}} = 10, I_{3\text{ам}} = I_{\text{ном}}$$

r_{2*}	ТФНД-110М-600/5				ТВДМ-110-200/5			
$T_1, \text{мсек}$	0,3	0,5	0,7	1,0	0,3	0,5	0,7	1,0
20	0	0	0	1,0	0	0	0	0
50	0	0,8	1,2	1,2	0	0	0,4	0,8
100	0,2	0,8	1,2	1,4	0	0,2	0,6	0,8

да мал и продолжительность бестоковой паузы при данном уровне замера резко увеличивается. В табл. 6, 7 приведены полученные на АВМ значения относительного времени, начиная с которого бестоковые паузы во вторичном токе меньше 5 мсек.

Из табл. 6, 7 видно, что дифференциальное реле с уставкой по паузе 5 мсек при насыщении трансформаторов тока защиты аperiodическими составляющими замедляется несколько меньше, чем реле с торможением от 2-й гармоники или от разности абсолютных значений амплитуд полуволн тока за период. Существенным недостатком этого реле является возможность отказа в действии, если значительные бестоковые паузы имеют место в установившемся режиме, что может быть при перегруженных трансформаторах тока.

Выводы. 1. При токах включения силового трансформатора порядка 5—10 $I_{\text{ном}}$ и сочетании неблагоприятных условий (максимальные остаточные индукции в силовом трансформаторе и трансформаторе тока, номинальном и выше напряжении при включении и др.) дифференциальная защита трансформатора с током срабатывания меньше номинального может быть получена на реле, отстройка

которого от токов включения существенно не зависит от режима работы трансформаторов тока. К таким реле относятся реле с торможением от 2-й гармоники и реле с торможением от разности абсолютных значений амплитуд полуволн тока за период.

2. Наиболее целесообразно в качестве рабочего сигнала реле использовать амплитуду 1-й гармоники или среднее значение дифференциального тока.

3. Реле, использующее для отстройки от токов включения торможение от 2-й гармоники или разности абсолютных значений амплитуд полуволн тока за период, могут иметь замедление на срабатывание при переходном процессе внутреннего повреждения, равное (1,4—2,6) T_1 .

Несколько более быстродействующим является реле, фиксирующее паузу при данном уровне замера (наибольшее время замедления 1,4 T_1). Однако реле этого типа может отказывать в действии при максимальных токах внутреннего повреждения, если трансформаторы тока перегружены. Поэтому для этого реле обязательным дополнительным элементом является токовая отсечка.

Литература

1. Грек Г. Т., Быстродействующая дифференциальная защита с применением полупроводников, «Электричество», 1960, № 3.
2. Бирюков А. В. и Подаруев А. И., Авторское свидетельство № 170100 от 27 августа 1962 г.
3. Шарп и Глесберн, Дифференциальная защита трансформатора с торможением от вторых гармоник, Энергетика за рубежом, Релейная защита, вып. 3, 1960.
4. Zumbach I., Dev neue einschaltssichere Differentialschutz RQS4, Electro — Apparate Mitteilung, H. I, 1967.
5. Diferencialni ochrana R21T, Katalogu ZRA, Trutnov.
6. Дроздов А. Д., Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите, изд-во «Энергия», 1965.
7. Дроздов А. Д., Подгорный Э. В. и Ульяников Е. М., Авторское свидетельство № 216091 от 17 апреля 1967 г.
8. Михайлов Х. Л., Дифференциальная защита трансформаторов, Диссертационная работа, М., МЭИ, 1964.
9. Подгорный Э. В. и Люткевич В. И., Исследование работы дифференциальных реле с быстродействующими трансформаторами при повреждении в зоне защиты. Известия вузов, «Энергетика», 1968, № 1.

[22.1.1969]



Чувствительность сигнализации замыканий на землю с использованием высших гармоник в сетях промышленных предприятий

Канд. техн. наук И. В. ЖЕЖЕЛЕНКО

Жданов

и канд. техн. наук О. Б. ТОЛПЫГО

Киев

Введение. В последние годы в сетях 6—10 кВ крупных промышленных предприятий широко внедряются устройства компенсации емкостных токов однофазных замыканий на землю. Этому в значительной мере способствует налаженный в некоторых энергосистемах выпуск дугогасящих катушек

с плавной регулировкой настройки, а также выпуск автоматических регуляторов, обеспечивающих настройку, близкую к резонансной.

В связи с этим особое значение приобретает вопрос о правильном выборе системы сигнализации

УДК 621.3.014.7

однофазных замыканий на землю для компенсированных сетей.

По литературным данным наибольшее распространение получили системы сигнализации, основанные на использовании искусственно генерируемых или естественных высших гармоник, содержащихся в токе замыкания на землю при установившемся режиме [Л. 1].

В настоящей работе рассматриваются аналитические соотношения, определяющие величины гармоник тока однофазного замыкания на землю в компенсированных кабельных сетях 6—10 кВ промышленных предприятий и чувствительность устройств сигнализации, основанных на использовании этих гармоник.

Анализируется влияние различных факторов, характерных для сетей промышленных предприятий, на уровень гармоник в токе замыкания на землю и на чувствительность устройств сигнализации.

Метод расчета гармоник тока замыкания на землю. Для расчета гармонических составляющих тока замыкания на землю могут быть использованы те же методы, которые применяются для нахождения основной гармоники: метод эквивалентного генератора или основанный на нем метод комплексных схем замещения для симметричных составляющих. Возможность применения этих методов объясняется следующим.

В компенсированной кабельной сети при замыкании фазы на землю не изменяются величины гармоник источников э. д. с. и токов. Это определяется тем, что в рассматриваемом случае не искажается треугольник линейных напряжений источников э. д. с. и токов (генераторов, трансформаторов, ртутных и полупроводниковых преобразователей, дуговых электропечей).

Электромагнитные поля и, следовательно, условия работы источников гармоник также практически не изменяются, поэтому и не изменяются создаваемые ими гармоники э. д. с. и токов. Малые активные остаточные токи и реактивные токи, обусловленные небольшой расстройкой компенсации, никакого влияния в этом смысле оказывать не могут.

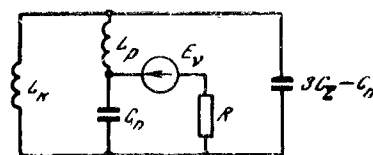
Расчет гармоник тока замыкания на землю в сетях промышленных предприятий возможен лишь с определенным приближением. Это обусловлено следующими обстоятельствами:

параметры электрических машин в схемах замещения для высших гармоник находятся приближенно без учета нелинейности магнитной цепи и ряда других факторов.

расчет гармоник намагничивающего тока, генерируемых трансформаторами, возможен лишь при усреднении параметров и условий работы их; в реальных же сетях характеристики намагничивания, схемы соединения и напряжения на зажимах отдельных трансформаторов не одинаковы. Отсутствие метода разделения индуктивного сопротивления короткого замыкания приводит к необходимости пользоваться Γ -образной схемой замещения для высших гармоник, что также вносит определенную погрешность.

емкости нулевой последовательности оборудования подстанций и электрических машин, состав-

Рис. 1. Схема замещения для расчета ν -й гармоники тока при замыкании на землю фазы реактивной линии.



ляющие 15÷35% соответствующей емкости кабельных линий, практически могут быть учтены лишь весьма приближенно; то же относится и к междофазным емкостям.

входные сопротивления линии с распределенными параметрами и питающей энергосистемы для высших гармоник могут быть оценены также лишь приближенно.

Таким образом, основные величины, определяющие уровень гармоник в токе замыкания на землю, находятся приближенно. Поэтому расчет этих гармоник целесообразно основывать на простых приближенных схемах замещения и формулах, внося коррективы лишь там, где это возможно и существенно необходимо.

При учете нелинейностей характеристик трансформаторов, ионных и полупроводниковых преобразователей и электрических печей в виде источников э. д. с. или тока [Л. 2 и 3], схема замещения сети может рассматриваться как линейная цепь с сосредоточенными параметрами, так как сопротивления синхронных и асинхронных машин, линий и реакторов высшим гармоникам в первом приближении линейны. Схема замещения для расчета ν -й гармоники тока при замыкании на землю одной фазы реактивного присоединения приведена на рис. 1.

В этой схеме по аналогии со схемой замещения для расчета основной гармоники емкостного тока не учтены нагрузки и междофазные емкости линий и батарей статических конденсаторов. Схема состоит только из реактивных элементов и активного сопротивления — переходного сопротивления в месте замыкания на землю. Активное сопротивление обмоток дугогасящих катушек, с учетом сопротивления заземления, не превосходит 5% реактивного сопротивления для 1-й гармоники [Л. 4]. Поэтому учет активного сопротивления обмотки катушки, изменяющего величину полного сопротивления ее для высших гармоник не более, чем на несколько десятых процентов, не целесообразен.

Активные сопротивления нагрузки, генераторов и пути возврата тока через землю обуславливают наличие активной составляющей тока, величина которой составляет не более 0,5% емкостного тока 1-й гармоники [Л. 4]; поэтому указанными активными сопротивлениями можно пренебречь.

Учет активной проводимости кабельных линий также не требуется, так как коэффициент успокоения обратно пропорционален номеру гармоники.

В целом погрешность от пренебрежения всеми активными сопротивлениями, а также индуктивными сопротивлениями кабелей согласно результатам многочисленных сравнительных расчетов для реальных сетей не превосходит 7% для $\nu=3-25$.

Учет активных сопротивлений необходим при возникновении резонансных условий для какой-либо гармоники в случае металлического замыкания. Поскольку точно рассчитать величины этих сопротивлений нельзя, то в рассматриваемом случае на

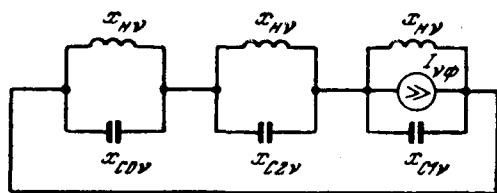


Рис. 2. Комплексная схема замещения для расчета ν -й гармоники тока замыкания на землю в компенсированных сетях.

рис. 1 параллельно эквивалентному генератору можно подключить активное сопротивление $r = (100 \div 150) x_{c0}$, где x_{c0} — емкостное сопротивление нулевой последовательности при промышленной частоте. При замыкании в конце кабеля нужно учитывать его активное и индуктивное сопротивление нулевой последовательности.

Неучет междофазных емкостей кабелей и батарей статических конденсаторов, соединяемых в треугольник в сетях 6—10 кВ, а также индуктивных сопротивлений нагрузочных ветвей приводит к определенным погрешностям в расчете.

Для учета влияния этих параметров сопоставим выражения для ν -й гармоники тока однофазного замыкания на землю в нереактированной сети, найденные по рис. 1 и по комплексной схеме замещения для симметричных составляющих (рис. 2) в случае, когда распределительная подстанция питается от энергосистемы, напряжение которой синусоидально.

Полагаем также, что генераторами высших гармоник являются источники токов.

На рис. 2 обозначено:

$x_{c1\nu}$, $x_{c2\nu}$ и $x_{c0\nu}$ — емкостные сопротивления сети для ν -й гармоники соответственно прямой, обратной и нулевой последовательностей;

$x_{k\nu}$ — индуктивное сопротивление дугогасящей катушки для ν -й гармоники;

$x_{H\nu}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки сети (двигателей и трансформаторов) для ν -й гармоники;

— эквивалентный источник тока ν -й гармоники заземлившейся фазы.

Отношение токов ν -й гармоники через начало поврежденного кабеля δ_ν , найденных с учетом и без учета контуров прямой и обратной последовательностей, при металлическом замыкании на землю запишется в виде:

$$\delta_\nu = \frac{\alpha(1 - k_{1,2}\nu^2)}{\alpha(1 - k_{1,2}\nu^2) - 2k_{1,2}\nu^2}, \quad (1)$$

где

$$\alpha = \frac{x_{c0}}{x_{c1}};$$

$$k_{1,2} = \frac{x_H}{x_{c1}};$$

$x_H = \frac{x_{H\nu}}{\nu}$ — условное эквивалентное сопротивление нагрузки для ν -й гармоники.

Как следует из (1), при $k_{1,2} \neq 0$ коэффициент $\delta_\nu > 1$. Следовательно, увеличение тока высших гармо-

ник в рассматриваемом случае происходит при увеличении мощности батарей статических конденсаторов, подключенных к сети 6—10 кВ, и при уменьшении нагрузки. Эти выводы справедливы и для реактированных сетей.

Как показали поверочные расчеты, выполненные для ряда реальных схем электроснабжения промышленных предприятий, в случае реактированных линий коэффициент δ_ν увеличивается всего на 2—3% (при $\nu = 3 \div 17$). Поэтому в практических расчетах можно пользоваться формулой (1) как для реактированных, так и для нереактированных сетей.

На промышленных предприятиях конденсаторные батареи устанавливаются, как правило, в сетях 0,4—0,5 кВ. В этом случае междофазные емкости сети 6—10 кВ обусловлены по существу лишь кабельными линиями. Для кабелей [Л. 5]

$$\alpha = \frac{x_{c0}}{x_{c1}} \approx 2,$$

и выражение для δ_ν приобретает вид:

$$\delta_\nu = \frac{1 - k_{1,2}\nu^2}{1 - 2k_{1,2}\nu^2}. \quad (2)$$

Графики зависимости $\delta_\nu = f(\nu)$ для рассматриваемого случая представлены на рис. 3. Кривые построены для разных величин отношения $k_{1,2} = \frac{x_H}{x_{c1}}$.

Из рассмотрения графиков следует, что влияние нагрузки и междофазных емкостей проявляется в возрастании гармоник тока замыкания на землю. Эти кривые могут использоваться в практических расчетах.

При $k_{1,2} \leq 0,7 \cdot 10^{-3}$, что характерно для сетей крупных металлургических и машиностроительных предприятий с мощным парком высоковольтных электродвигателей, погрешности от неучета нагрузки и междофазных емкостей кабелей с учетом принятых допущений не превосходят 11% для $\nu \leq 15$; следовательно, при практических расчетах для указанных сетей можно полагать $\delta_\nu = 1$. Для сетей с преимущественно трансформаторной нагрузкой это влияние существенно и его необходимо учитывать.

При замыкании через переходное сопротивление r $\delta_\nu \rightarrow 1$ при $r \rightarrow \infty$.

В расчетах эквивалентных сопротивлений двигателей для ν -й гармоники синхронные электродвигатели вводятся сопротивлениями [Л. 6]

$$x_{cд\nu} = 0,7\nu x_2, \quad (3)$$

где x_2 — сопротивление обратной последовательности двигателя.

Асинхронные двигатели и трансформаторы учитывают как [Л. 7]

$$x_{a,m\nu} = \nu x_k, \quad (4)$$

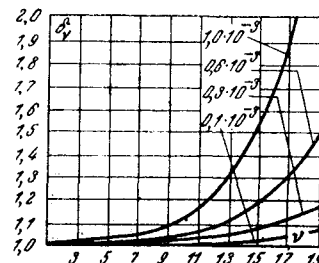


Рис. 3. Графики зависимости $\delta_\nu = f(\nu)$ для разных величин отношения $\frac{x_H}{x_{c1}}$.

где x_k — сопротивление короткого замыкания трансформатора или асинхронного двигателя.

Сопротивление нагруженного трансформатора для ν -й гармоники можно рассчитать по формуле.

$$x_{н. \nu} = \frac{\delta U_n^2}{0,75 k_n W}, \quad (5)$$

где U_n — номинальное напряжение обмотки высшего напряжения (6—10 кВ); 0,75 — коэффициент, учитывающий загрузку трансформатора; W — номинальная мощность трансформатора, Мва; k_n — кратность пускового тока асинхронных двигателей, обычно равная 5÷5,5.

Из рис. 1 могут быть получены расчетные зависимости для определения гармоник тока в месте замыкания на землю, гармоник токов поврежденного и неповрежденного присоединений и их отношений.

Эти зависимости целесообразно представить через емкостные токи кабелей на единицу длины (с учетом емкости относительно земли электрических машин и оборудования подстанций) и емкостный ток всей сети I_c .

Величина I_c бывает известна из результатов экспериментов; она может быть определена также по емкостным токам кабелей с учетом емкости оборудования подстанций. Расчеты и эксперименты в реальных сетях крупных предприятий показывают, что емкостный ток сети, определенный только с учетом кабелей, следует увеличивать в среднем на 30%; это объясняется значительной величиной емкостей электродвигателей.

Некоторые расчетные соотношения приведены в табл. 1, где обозначено:

$$k_\nu = \nu - \frac{k}{\nu};$$

k — степень настройки компенсации;

$$J_{п\nu} = I_c k_\nu - \frac{1}{3} I_{п\nu};$$

$I_{п}$ — емкостный ток поврежденного кабеля;

m и q — число кабелей соответственно поврежденного и неповрежденного присоединений;

r — переходное сопротивление в месте замыкания на землю.

При настройках, близких к резонансной, можно принимать:

$$k_\nu \approx \nu \text{ и } J_{п\nu} \approx \nu I_c.$$

При этом в схеме замещения на рис. 1 ветвь с дугогасящей катушкой следует полагать разомкнутой; распределение гармоник тока оказывается одинаковым для всех ν . В этом случае формулы табл. 1 упрощаются.

Результаты многочисленных расчетов гармоник тока однофазного замыкания на землю по формулам табл. 1 отличаются от значений, найденных экспериментально, не более чем на 25%.

При однофазных замыканиях на землю возможно возникновение резонанса напряжения на каких-либо гармониках.

На рис. 1 резонансный контур образуется индуктивным сопротивлением фазы реактора поврежденного присоединения и эквивалентным емкостным сопротивлением ветвей с индуктивностью L_k и емкостью $C_\Sigma - C_{п}$. Номер гармоники, на которой возможен резонанс,

$$\nu \approx \sqrt{\frac{x_{с0}}{x_p}}. \quad (6)$$

В сетях 6—10 кВ предприятий обычно устанавливаются бетонные токоограничивающие реакторы, индуктивные сопротивления которых — до 0,3 и 0,6 Ом при напряжениях соответственно 6 и 10 кВ.

Анализ формулы (6) показывает, что резонанс напряжений в контуре нулевой последовательности таких сетей возможен при $\nu \geq 11$. Резонансное «подчеркивание» гармоник тока, при которых последние достигают существенных значений, происходит лишь при наличии вентильных преобразователей.

При применении двоянных реакторов, индуктивное сопротивление которых больше, возможно резонансное «подчеркивание» 7-й гармоники. Такой случай наблюдался авторами на одном из металлургических комбинатов.

О минимальном уровне гармоник тока замыкания на землю. Из рис. 1 и предыдущего анализа

Таблица 1

Расчетные величины	Обозначения	Кабельные линии не реактированы		Кабельные линии реактированы $r = 0$
		$r = 0$	$r \neq 0$	
ν -я гармоника тока в месте замыкания на землю	I_ν	$\frac{U_\nu \delta_\nu I_{c k_\nu}}{U_\phi}$	$\frac{U_\nu \delta_\nu}{\sqrt{r^2 + \left(\frac{U_\phi}{I_{c k_\nu}}\right)^2}}$	$\frac{U_\nu \delta_\nu [I_{п\nu} (U_\phi - J_{п\nu} x_p) + 3 U_\phi J_{п\nu}]}{3 U_\phi (U_\phi - J_{п\nu} x_p)}$
ν -я гармоника тока в начале поврежденной жилы	$I_{п.нач}$	$\frac{U_\nu \delta_\nu J_{п\nu}}{U_\phi}$	$\frac{J_{п\nu}}{I_{c k_\nu}} I_\nu$	$\frac{U_\nu \delta_\nu J_{п\nu}}{U_\phi - J_{п\nu} x_p}$
Отношение ν -х гармоник токов нулевой последовательности поврежденного присоединения	χ_ν	$\frac{\nu q I_q}{I_{c k_\nu} - I_{п\nu} m}$		

следует, что уровень гармоник тока замыкания на землю будет минимальным в неактивированной сети предприятия при отсутствии батарей статических конденсаторов в сети 6—10 кв. При этом уровень гармоник напряжения в нормальном симметричном режиме, предшествующем однофазному замыканию на землю, должен быть также минимальным. Это возможно при малом индуктивном сопротивлении нагрузки высшим гармоникам. Такие условия имеют место в сетях крупных предприятий с преобладанием нагрузки в виде высоковольтных синхронных и асинхронных двигателей. Наличие блок-станций, как правило, приводит к дополнительному снижению уровня гармоник в кривой фазного напряжения сети. Последнее обусловлено тем, что сопротивление мощных турбогенераторов высшим гармоникам весьма мало и приводит к существенному уменьшению эквивалентного сопротивления сетей для высших гармоник. Возможность пренебрежения 5 и 7-й гармониками э. д. с. турбогенераторов отмечена в [Л. 8 и 13].

Влияние 3-й гармоники э. д. с. турбогенератора несущественно, так как эта гармоника в кривых э. д. с. современных турбогенераторов проявляется весьма слабо, а емкость обмотки относительно земли невелика.

Рассмотрим практически важный случай, когда генераторных станций нет; подстанция питается от сети энергетической системы, напряжение которой синусоидально. При этом гармоники напряжения определяются исключительно гармониками намагничивающих токов трансформаторов. В силу несимметрии магнитных цепей трансформаторов распределительных сетей уровень гармоник намагничивающих токов по фазам различен. Это приводит к тому, что и величины гармоник напряжения по фазам сети оказываются различными.

Гармоники напряжения, определяемые намагничивающими токами силовых трансформаторов, могут быть найдены на основании следующих соображений.

Согласно [Л. 9] действующие значения гармоник намагничивающего тока крайних (А, С) и средней (В) фаз при синусоидальном напряжении сети приближенно находятся из уравнений:

$$\left. \begin{aligned} I_{1A(C)} &= \frac{5A'_1 - A_1}{6}; & I_{1B} &= \frac{2A_1 + A'_1}{3}; \\ I_{3A(C)} &= \frac{A'_3 - A_3}{3}; & I_{3B} &= \frac{2(A_3 - A'_3)}{3}; \\ I_{5A(C)} &= \frac{5A'_5 - A_5}{6}; & I_{5B} &= \frac{2A_5 + A'_5}{3}; \\ I_{7A(C)} &= \frac{5A'_7 - A_7}{6}; & I_{7B} &= \frac{2A_7 + A'_7}{3}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Здесь $A_1, A'_1, A_3, A'_3 \dots$ и др. — действующие значения первой, третьей и т. д. гармоник н. с. соответственно средней и крайних фаз.

Соотношения между гармониками н. с. крайних и средней фаз определяются соотношением длин магнитных путей. В среднем для современных трансформаторов отечественного производства можно принять:

$$\frac{A'_1}{A_1} = \frac{A'_3}{A_3} = \frac{A'_5}{A_5} = \frac{A'_7}{A_7} = 1,9. \quad (8)$$

Соотношение между гармониками н. с. при нормальной индукции примем согласно [Л. 10]:

$$A'_1 : A'_3 : A'_5 : A'_7 = A_1 : A_3 : A_5 : A_7 = \\ = 100 : 52,8 : 26,7 : 11,3. \quad (9)$$

Паспортное значение намагничивающего тока трансформатора $I_{\mu\epsilon}$ связано с намагничивающими токами фаз $I_{\mu A (B, C)}$ уравнением:

$$I_{\mu} = \frac{I_{\mu A} + I_{\mu B} + I_{\mu C}}{3}. \quad (10)$$

Действующие значения гармоник намагничивающих токов фаз в абсолютных единицах находятся по простой формуле

$$I_{\nu\phi} = I_{\mu} k_{\nu\phi}. \quad (11)$$

Коэффициенты $k_{\nu\phi}$, определенные путем совместного решения уравнений (6) — (10), представлены в табл. 2

Таблица 2

$k_{\nu\phi}$	Крайняя фаза	Средняя фаза
$k_{3\phi}$	0,1	0,2
$k_{5\phi}$	0,29	0,22
$k_{7\phi}$	0,12	0,1

Экспериментальная проверка формулы (11) для трансформаторов 560—1800 кВА с помощью анализатора спектра и частотных характеристик типа СКЧ-3 позволила заключить, что спектры намагничивающих токов весьма близки при схемах соединений обмоток «звезда — звезда» и «звезда — треугольник»; это подтверждает выводы, сделанные ранее в [Л. 9, 10 и др.]. Пренебрегая уменьшением величин гармоник напряжения за счет соответствующих падений напряжения [Л. 10] и заменяя все трансформаторы одной эквивалентной нелинейной индуктивностью с суммарным намагничивающим током $I_{\mu\epsilon}$, получим приближенную формулу для расчета ν -й гармоники фазного напряжения в виде:

$$U_{\nu} = I_{\mu\epsilon} k_{\nu\phi} x_{\Sigma\nu}, \quad (12)$$

где $x_{\Sigma\nu}$ — эквивалентное сопротивление сети для ν -й гармоники.

На основании формул (3) — (5) сопротивление синхронного двигателя 1000 кВА, 6 кВ и асинхронного двигателя 1000 кВт, 6 кВ можно принять равным 6v ом; сопротивление нагруженного трансформатора 1000 кВА, 6 кВ, равным 12v ом. Ток холостого хода эквивалентного трансформатора примем равным 5%. Тогда на основании (12) после несложных преобразований получим:

$$I_{k\nu} \% = \frac{60 k_{\nu\phi} k_{\text{тр}} v^2}{U_{\phi} \left(1 + 2 \frac{W_{\text{дв}}}{W_{\text{тр}}} \right)} 100\%, \quad (13)$$

где $I_{k\nu} \%$ — относительная величина гармоник тока металлического замыкания на землю, в процентах от емкостного тока сети; $k_{\text{тр}}$ — коэффициент, рав-

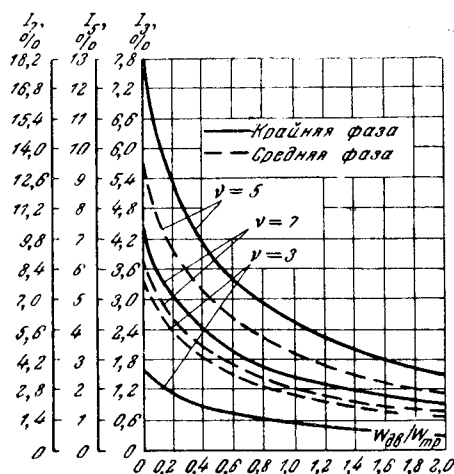


Рис. 4. Графики зависимости относительной величины гармоник тока металлического замыкания на землю от отношения $\frac{W_{дв}}{W_{тр}}$.

ный отношению суммарных номинальных мощностей всех включенных трансформаторов к суммарной номинальной мощности загруженных трансформаторов $W_{тр}$; $W_{дв}$ — условная суммарная номинальная мощность двигателей.

Формула (13) может использоваться при оценке чувствительности устройств, основанных на естественных высших гармониках, при проектировании установки их в сетях предприятия в случае минимального уровня гармоник. Соответствующие кривые представлены на рис. 4.

Расчет по формуле (13) для реальной сети 6 кВ предприятия при $I_c = 40$ а, $\frac{W_{дв}}{W_{тр}} = 2$ и $k_{тр} = 0,75$ в случае замыкания фазы А дает следующие результаты:

$$I_{k3} \approx 0,19 \text{ а}; I_{k5} \approx 0,75 \text{ а}; I_{k7} \approx 0,62 \text{ а}.$$

Из (13) и приведенного примера следует, что уровень естественных высших гармоник тока в рассматриваемом случае может быть небольшим; эквивалентное действующее значение их оказывается порядка 1 а.

Экспериментальные исследования подтверждают этот вывод.

Измерения уровней гармоник напряжения на предприятии показали, что при отсутствии вентильных преобразователей эквивалентное действующее значение гармоник не превосходит 1% напряжения сети. В силу стабильности напряжения и схемы коммутации сети уровни гармоник также весьма стабильны.

Из (13) следует также, что для сетей энергосистем (при преобладании трансформаторной нагрузки) уровень высших гармоник в токе поврежденного присоединения при металлическом замыкании на землю, отнесенный к емкостному току сети, в различных сетях практически одинаков. Этот вывод на основании результатов экспериментов впервые был сформулирован в [Л. 11].

При применении устройств суммирующего типа, в которых используются гармоники тока нескольких порядков, минимальный уровень гармоник мо-

жет быть оценен с учетом возрастания чувствительности устройства за счет наличия нескольких гармоник в спектре тока замыкания на землю.

По данным [Л. 11] при наличии в спектре напряжения нескольких высших гармоник чувствительность устройства повышается в

$$\gamma = \frac{\sqrt{U_m^2(L-C) + U_n^2(L-C) + \dots + U_v^2(L-C)}}{U_v(L-C)} \quad (14)$$

раз по отношению к рассматриваемой основной гармонике v -го порядка.

Здесь $U_m(L-C)$, $U_n(L-C)$, $U_v(L-C)$ — напряжения m -й, n -й и v -й гармоник на фильтре $L-C$.

Обозначив индуктивное сопротивление фильтра $L-C$ для 1-й гармоники через x_ϕ , напряжение v -й гармоники в спектре фазного напряжения через U_v и коэффициент трансформации трансформатора тока нулевой последовательности через k_0 , найдем

$$U_v(L-C) = \frac{(v^2 - 1) U_v x_\phi}{x_{c0} k_0} \quad (15)$$

Подставив (15) в (14), получим:

$$\gamma = \sqrt{1 + \sum \frac{(v^2 - 1) U_v}{(v_n^2 - 1) U_{vn}}} \quad (16)$$

где v_n и U_{vn} — номер и напряжение гармоники, принимаемой за основную.

С помощью формул (12) и (16), а также табл. 2 было найдено отношение коэффициентов γ_A и γ_B при металлическом замыкании соответственно фаз А и В сети при отсутствии вентильных преобразователей:

$$\frac{\gamma_A}{\gamma_B} \approx 1,25. \quad (17)$$

Таким образом, минимальный уровень гармоник тока металлического замыкания на землю — с точки зрения чувствительности рассматриваемого устройства суммирующего типа — будет иметь место при замыкании на землю фазы В. Этот факт был подтвержден экспериментально путем обработки осциллограмм тока металлического замыкания на землю в сети с трансформаторной и двигательной нагрузкой. Чувствительность устройства в этом случае определяется в основном 5 и 7-й гармониками; влияние 3-й гармоники незначительно. При наличии в напряжении сети заметных гармоник более высокого порядка (11-й; 13-й), генерируемых, главным образом, вентильными преобразователями, чувствительность устройств суммирующего типа в случае металлического замыкания определяется преимущественно этими гармониками и практически одинакова при замыкании любой фазы сети. Расчеты по формуле (16) показывают, что при наличии в кривой фазного напряжения 3-й, 5-й, 7-й и 11-й гармоник с удельным содержанием каждой 1% чувствительность устройства по 11-й гармонике — за счет влияния 3-й, 5-й и 7-й — возрастает всего на 4%.

В сетях 6—10 кВ металлургических заводов, как показали исследования, значительная часть одно-

фазных замыканий происходит через переходные сопротивления; величины этих сопротивлений достигают $2,5x_{c0}$ [Л. 12]. Поэтому представляет интерес вопрос о зависимости чувствительности устройств сигнализации однофазных замыканий на землю от величины переходного сопротивления.

Легко показать, что ток v -й гармоники в месте замыкания $I_{kv}^0/\%$ в рассматриваемом случае находится как

$$I_{kv}^0/\% = I_{kv}^0/\% \beta_r, \quad (18)$$

где

$$\beta_r = \frac{1}{\sqrt{1 + k_r^2 v^2}}; \quad k_r = \frac{r}{x_{c0}}.$$

Чувствительность устройств, основанных на наложении на ток замыкания на землю искусственно генерируемой 2-й гармоники тока, мало зависит от величины переходного сопротивления [Л. 1]. Например, при подключении источника тока 2-й гармоники параллельно дугогасящей катушке

$$\beta_r = \frac{k_v}{\sqrt{k_r^2 + k_v^2}}. \quad (19)$$

При $f=100$ гц и $k_r=1$ оказывается $\beta=0,835$; ток 2-й гармоники, протекающий через место повреждения, в рассматриваемом случае за счет переходного сопротивления уменьшается всего на 16,5%.

При замыкании через переходное сопротивление чувствительность устройств суммирующего типа [Л. 13] уменьшается в отношении

$$\beta_{r\Sigma} = \frac{\sqrt{1 + \Sigma \left[\frac{(v^2 - 1) U_v \sqrt{1 + k_r^2 (v_n - 1)}}{(v_n^2 - 1) U_{vn} \sqrt{1 + k_r^2 (v^2 - 1)}} \right]^2}}{\sqrt{1 + \Sigma \left[\frac{(v^2 - 1) U_v}{(v_n^2 - 1) U_{vn}} \right]^2}} \times \frac{1}{\sqrt{1 + k_r^2 (v^2 - 1)}}. \quad (20)$$

При выводе формулы (20) было принято $k_v \approx v$. На рис. 5 приведены графики зависимости $\beta_{r\Sigma} = f_1(k_r)$.

Из графиков следует, что уже при $k_r=1$ чувствительность устройств снижается на 80—85%. Это недостаток устройств суммирующего типа, основанных на абсолютном замере уровней высших гармоник. Однако указанный недостаток проявляется лишь тогда, когда уровень гармоники низких порядков ($v=3, 5 \dots$) недостаточен для обеспечения

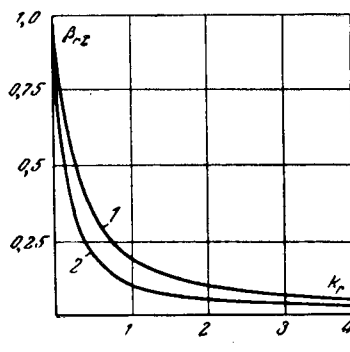


Рис. 5. Графики функции $\beta_{r\Sigma} = f_1(k_r)$.

1 — источником гармоник являются трансформаторы $v=5$; 2 — в кривой напряжения имеются 3-я, 5-я, 7-я и 11-я гармоники с содержанием каждой 1%.

$v=11$.

чувствительности устройства, как это имеет место в рассматриваемом случае.

При высоких частотах наложенного тока (500—700 гц) чувствительность соответствующих устройств сигнализации зависит от переходного сопротивления в такой же мере, как и при использовании естественных высших гармоник.

Влияние переходного сопротивления на работу устройств, основанных на естественных высших гармониках, менее существенно при значительном уровне гармоники, в особенности низких порядков; последнее имеет место, как правило, при наличии вентильных преобразователей.

В сетях металлургических, машиностроительных, химических предприятий уровень гармоник может быть весьма значительным. Например, в сетях новейших прокатных станов он может достигать 10% и более. Исследования, выполненные авторами, показали, что величины отдельных гармоник тока замыкания на землю достигают нескольких ампер; это относится как к гармоникам нечетных порядков ($v=5; 7; 11; 13 \dots$), так и четных ($v=2; 4$). Появление четных гармоник обусловлено особенностями работы систем сеточного управления вентильных преобразователей.

Столь значительный уровень гармоник в токе замыкания на землю объясняется преобладанием нагрузки в виде ртутных и полупроводниковых выпрямителей. Следует также отметить, что, как правило, при этом создаются условия, близкие к резонансным для 11-й или 13-й гармоник.

При таких условиях влияние переходного сопротивления на работу устройств суммирующего типа в значительной мере уменьшается.

Выводы. В сетях крупных промышленных предприятий при наличии мощных вентильных преобразователей уровень гармоник в токе замыкания на землю значителен. При этом чувствительность устройств сигнализации, основанных как на абсолютном, так и на относительном замере естественных высших гармоник, обеспечивается всегда.

При отсутствии вентильных преобразователей и наличии мощного парка высоковольтных электродвигателей следует применять устройства сигнализации, основанные на наложении искусственно генерируемых гармоник тока или на относительном замере естественных высших гармонических.

Литература

1. Сирота И. М., О принципах выполнения защиты от замыканий на землю в компенсированных сетях, сб. «Автоматизация и релейная защита электрических систем», «Наукова думка», Киев, 1966.
2. Либкинд М. С., Высшие гармоники, генерируемые трансформаторами, Изд-во АН СССР, 1962.
3. Костенко М. П. и др., Электромагнитные процессы в системах с мощными выпрямительными установками, Изд-во АН СССР, 1946.
4. Вильгейм Р. и Уотерс М., Заземление нейтрали в высоковольтных системах, Госэнергоиздат, 1959.
5. Шедрин Н. Н., Токи короткого замыкания высоковольтных систем, ОНТИ, 1935.
6. Лютер Р. А., Учет влияния высших гармонических в кривой тока на работу синхронных генераторов, сб. «Электросила», 1948, № 5.
7. Jain G. C., The effect of voltage waveshape of the performance of a 3-phase induction motor, Power Apparatus and Systems, 1964, № 6.

Практический метод расчета режимов возбуждения синхронных двигателей

Инж. В. В. АРХИПЕНКО и канд. техн. наук В. А. ТРОШИН

Красноярск

Предложенная в [Л. 1] методика расчетов режимов возбуждения синхронных двигателей из условия минимума потерь электроэнергии имеет ограниченное применение. В ней рассматривается частный случай узла нагрузки, когда последний можно представить в виде простой радиальной схемы с одним радиусом. Узлы же нагрузки действующих предприятий, имеющих значительное количество синхронных двигателей (например, крупные горнообогатительные комбинаты черной и цветной металлургии), отличаются, как правило, значительной разветвленностью внутренних сетей [Л. 2 и 3]. Кроме того, расчеты с использованием метода итераций [Л. 1] весьма трудоемки.

В настоящей статье приводится практический метод расчета режимов возбуждения синхронных двигателей.

Потери в синхронном двигателе, зависящие от режима возбуждения можно представить в виде двух составляющих [Л. 4]:

$$p = A\alpha^2 + B\alpha, \text{ кВт}, \quad (1)$$

где $A\alpha^2$ — составляющая потерь, изменяющаяся пропорционально квадрату реактивной мощности, кВт; $B\alpha$ — то же, пропорционально первой степени, кВт; $\alpha = \frac{Q_c}{Q_{с.н}}$ — относительная нагрузка синхронного двигателя по реактивной мощности; Q_c — реактивная мощность, генерируемая (потребляемая) синхронным двигателем, *квар*; $Q_{с.н}$ — то же, номинальное значение, *квар*.

Значения постоянных A и B находятся из [Л. 1].

Полные потери мощности, зависящие от режима возбуждения m групп двигателей с числом n_i в каждой, для радиального узла нагрузки с одним радиусом (рис. 1) можно представить в виде:

$$p_\Sigma = \sum_{i=1}^m (A_i \alpha_i^2 + B_i \alpha_i) n_i + \frac{c}{2} Q^2 + \lambda_0 Q, \text{ кВт}, \quad (2)$$

где c — постоянный параметр, характеризующий прирост экономического эквивалента реактивной мощности сети, равный:

$$c = 2 \cdot 10^{-3} \Sigma \frac{r}{U^2}, \text{ кВт/квар}^2, \quad (3)$$

r — сопротивления отдельных элементов радиальной сети [Л. 1], *ом*; U — среднее напряжение элемента, *кв*; Q — реактивная мощность, потребляемая узлом нагрузки, *квар*; λ_0 — экономический эквивалент реактивной мощности в центре питания узла, *квт/квар*.

Переменные α_i и Q в (1) связаны между собой уравнением вида:

$$\varphi = Q_a - \sum_{i=1}^m \alpha_i Q_{с.н} n_i - Q = 0, \quad (4)$$

где Q_a — средняя величина реактивных (асинхронных) нагрузок узла, *квар*.

Пределы изменения переменных:

$$\alpha_{i \min} \leq \alpha_i \leq \alpha_{i \max}; \quad (5)$$

$$Q_{\min} \leq Q \leq Q_{\max}, \quad (6)$$

где $\alpha_{i \min}$, $\alpha_{i \max}$ — минимально и максимально допустимые относительные значения реактивной мощности синхронного двигателя; $Q_{\min}$, $Q_{\max}$ — минимально и максимально допустимые значения реактивной мощности, потребляемой узлом, *квар*; величина $\alpha_{i \min}$ — определяется из условий тепловых режимов статора и по условию устойчивой работы [Л. 5]; $\alpha_{i \max}$ — из условий тепловых режимов статора и ротора.

Величина $Q_{\max}$ определяется из условий: перегрузки сети, баланса реактивной мощности в энергосистеме, обеспечения напряжения в узле не ниже минимально допустимого в период максимума нагрузки в энергосистеме; $Q_{\min}$ — из условия обеспечения напряжения в узле нагрузки не выше максимально допустимого.

Решение задачи повышения экономичности режимов должно соответствовать условию минимума полных потерь (2) при выполнении условий (4) — (6).

Используя метод неопределенных множителей Лагранжа, решение указанной задачи можно свести к отысканию минимума функции

$$\psi = p_\Sigma - \lambda \varphi, \quad (7)$$

где λ — неопределенный множитель.

8. Рихтер Р., Электрические машины, т. II, Синхронные машины, ОНТИ, 1935.

9. Петров Г. Н., Трансформаторы, ч. I, ОНТИ НКТП, 1934.

10. Рихтер Р., Электрические машины, т. III, Трансформаторы, ОНТИ, 1936.

11. Кискачи В. М. и Назаров Ю. А., Сигнализация однофазных замыканий на землю в компенсированных ка-

бельных сетях 6—10 кВ, Труды ВНИИЭ, вып. XVI, Госэнергоиздат, 1963.

12. Жежеленко И. В. и др., Учет влияния переходного сопротивления в системах сигнализации замыкания на земле, «Электричество», 1969, № 10, стр. 12—13.

13. Кискачи В. М., Селективность сигнализации замыканий на землю с использованием высших гармоник токов нулевой последовательности, «Электричество», 1967, № 3.

[27.1.1969]

Оптимальные (наиболее экономичные) значения переменных α_i и Q , соответствующие минимуму (7), определяются из решения системы $m+2$ уравнений вида:

$$\frac{\partial \psi}{\partial \alpha_i} = 2A_i \alpha_i + B_i - \lambda Q_{c,ni} = 0; \quad (8)$$

$$\frac{\partial \psi}{\partial Q} = cQ + \lambda_0 - \lambda = 0; \quad (9)$$

$$\varphi = Q_a - \sum_{i=1}^m \alpha_i Q_{c,ni} n_i - Q = 0. \quad (10)$$

Из уравнений (8) и (9) имеем:

$$\alpha_i = \frac{\lambda Q_{c,ni} - B_i}{2A_i}; \quad (11)$$

$$Q = \frac{\lambda - \lambda_0}{c}. \quad (12)$$

Подставляя (12) в (10), получаем:

$$\lambda = a(Q_a - Q) + b, \text{ квт/квар}, \quad (13)$$

где

$$a = \frac{1}{\sum_{i=1}^m \frac{Q_{c,ni}^2}{2A_i} n_i}, \text{ квт/квар}^2. \quad (14)$$

$$b = a \sum_{i=1}^m \frac{B_i}{2A_i} Q_{c,ni} n_i, \text{ квт/квар}. \quad (15)$$

Из выражений (13)–(15) нетрудно видеть, что:

1) a и b являются постоянными параметрами, характеризующими экономические особенности групп синхронных двигателей, причем параметр a характеризует прирост результирующего эквивалента реактивной мощности, а b —результатирующую постоянную эквивалента;

2) неопределенный множитель λ соответствует оптимальному значению экономического эквивалента реактивной мощности на зажимах всех m групп синхронных двигателей узла.

Из совместного решения (12) и (13)

$$Q = E - \lambda_0 F, \quad (16)$$

где E , F —постоянные параметры, приведенные к центру питания, характеризующие структурные и режимные особенности узла нагрузки (синхронных двигателей и питающей сети).

$$F = \frac{1}{a + c}, \text{ квар}^2/\text{квт}, \quad (17)$$

$$E = F(aQ_a + b), \text{ квар}. \quad (18)$$

Методика расчета для простейшей радиальной схемы (рис. 1).

1. По (14), (15) и (17) рассчитываются постоянные параметры a , b и F .

2. По (18) при заданном значении Q_a определяется параметр E и по (16) при заданном λ_0 —оптимальная реактивная мощность питающей линии Q . Проверяются ограничения (6). Если окажется, что $Q > Q_{\max}$ или $Q < Q_{\min}$, то принимают соответственно $Q = Q_{\max}$ или $Q = Q_{\min}$.

3. По (13) определяется оптимальное значение экономического эквивалента реактивной мощности λ на зажимах синхронного двигателя.

4. По (11) рассчитываются оптимальные нагрузки отдельных i -х групп синхронных двигателей по реактивной мощности α_i .

5. Проверяются ограничения (5).

Если для некоторых $i+1$ групп величина α_{i+1} выходит за пределы допустимых, то принимают для этих групп $\alpha_{i+1} = \alpha_{(i+1)\max}$ или $\alpha_{i+1} = \alpha_{(i+1)\min}$. Значения α_i остальных групп пересчитываются в соответствии с пунктами 2–4.

При этом $i+1$ группа из расчетов исключается, а величина асинхронной нагрузки в (18) принимается равной

$$Q'_a = Q_a - \alpha_{i+1} Q_{c,ni} n_{i+1}.$$

Методика расчета для разветвленной радиальной схемы из l радиусов (рис. 2).

Для каждого v -го радиуса схемы справедливы зависимости (11)–(18).

Оптимальная реактивная нагрузка сети v -го радиуса в соответствии с (12):

$$Q_v = \frac{\lambda_v - \lambda_0}{c_v},$$

где λ_v —оптимальное значение экономического эквивалента реактивной мощности на зажимах синхронного двигателя, получающих питание от сети v -го радиуса, квт/квар; λ_0 —то же, в точке разветвления радиусов, квт/квар; c_v —параметр сети v -го радиуса, определяемый по (3).

Суммарная нагрузка l радиусов

$$Q'_0 = \sum_{v=1}^l Q_v = \sum_{v=1}^l \frac{\lambda_v - \lambda_0}{c_{v1}}. \quad (19)$$

Доля участия v -го радиуса в суммарной нагрузке

$$\frac{Q_v}{Q'_0} = \frac{\lambda_v - \lambda_0}{c_v \sum_{v=1}^l \frac{\lambda_v - \lambda_0}{c_v}}. \quad (20)$$

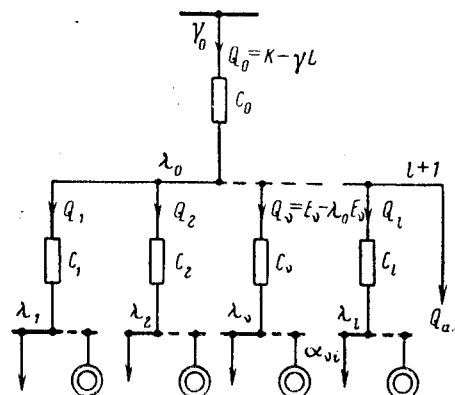


Рис. 2. Расчетная схема разветвленного радиального узла нагрузки.

Перепишав (20) в виде

$$\begin{aligned} \frac{c_1}{\lambda_1 - \lambda_0} Q_1 &= \frac{c_2}{\lambda_2 - \lambda_0} Q_2 = \dots = \frac{c_v}{\lambda_v - \lambda_0} Q_v = \dots = \\ &= \frac{c_l}{\lambda_l - \lambda_0} Q_l = \\ &= \frac{Q_1 + Q_2 + \dots + Q_v + \dots + Q_l}{\frac{\lambda_1 - \lambda_0}{c_1} + \frac{\lambda_2 - \lambda_0}{c_2} + \dots + \frac{\lambda_v - \lambda_0}{c_v} + \dots + \frac{\lambda_l - \lambda_0}{c_l}} = \text{const}, \end{aligned} \quad (21)$$

получим расчетный критерий оптимального распределения реактивных нагрузок между отдельными радиусами разветвленной схемы, который показывает, что наименьшие потери имеют место при условии, что реактивные нагрузки распределены прямо пропорционально разности экономических эквивалентов $\lambda_v - \lambda_0$ и обратно пропорционально параметрам сети c_v отдельных радиусов.

Значения λ_v и λ_0 должны определяться в результате соответствующих расчетов. Выясним характер и порядок их проведения.

Используя (16), можно написать следующее выражение для оптимального значения суммарной мощности, потребляемой узлом нагрузки (рис. 2)

$$Q_0 = \sum_{v=1}^l Q_v + Q_{a0} = \sum_{v=1}^l (E_v - F_v \lambda_0) = E_\Sigma - \lambda_0 F_\Sigma, \quad (22)$$

где

$$E_\Sigma = \sum E_v + Q_{a0}; \quad (23)$$

$$F_\Sigma = \sum_{v=1}^l F_v; \quad (24)$$

E_Σ и F_Σ — обобщенные параметры, характеризующие структурные и режимные особенности узла нагрузки;

Q_{a0} — среднее значение асинхронной нагрузки отдельных $l+1$ радиусов, не имеющих синхронных двигателей.

По аналогии с (12):

$$Q_0 = \frac{E_\Sigma - \gamma_0}{c_0}, \quad (25)$$

где γ_0 — значение экономического эквивалента реактивной мощности в центре питания узла нагрузки; c_0 — параметр питающей сети, квт/квар^2 .

Решив совместно (22) и (25), имеем:

$$Q_0 = K - \gamma_0 L, \quad (26)$$

где

$$K = \rho E_\Sigma; \quad (27)$$

$$L = \rho F_\Sigma, \quad (28)$$

K , L — приведенные к центру питания параметры, характеризующие структурные и режимные особенности узла нагрузки, аналогично (17) и (18); $\rho = \frac{1}{1 + c_0 F_\Sigma}$ — коэффициент приведения.

Порядок расчетов:

1. Для каждого радиуса схемы по (17) и (18) рассчитываются параметры E и F , затем по (23) и (24) — E_Σ и F_Σ и по (27), (28) — K и L .

2. При заданном γ_0 по (26) определяется Q_0 . В случае ограничений (6) принимаются $Q_0 = Q_{0\text{max}}$ или $Q_0 = Q_{0\text{min}}$.

3. По (22) определяется λ_0 .

4. По (16) для каждого радиуса рассчитываются оптимальные значения реактивной мощности сети Q .

Дальнейшие расчеты производят в соответствии с пунктами 3—5 методики расчетов для простейшей радиальной схемы.

Методика расчетов сложных схем. Сложную разветвленную схему узла нагрузки всегда можно представить в виде цепочки элементов, составленных из простых схем, рассмотренных выше. Каждый j -й элемент имеет свою характеристику, которая определяется в общем случае уравнением вида (26):

$$Q_{jq} = K_{jq} - \gamma_j L_{jq}. \quad (29)$$

Электрически связанные элементы имеют одинаковый «потенциал» — экономический эквивалент γ_j . Это позволяет довольно просто определять обобщенные параметры электрически связанных элементов.

Рассмотрим сложный узел нагрузки (рис. 3). Суммарная реактивная мощность j -го ответвления, состоящего из r схем вида рис. 2, по аналогии с (22).

$$Q_j = \sum_{q=1}^r (K_{jq} - \gamma_j L_{jq}) = K_\Sigma - \gamma_j L_\Sigma, \quad (30)$$

где $K_\Sigma = \sum_{q=1}^r K_{jq}$, $L_\Sigma = \sum_{q=1}^r L_{jq}$ — обобщенные параметры электрически связанных элементов.

По аналогии с (25)

$$\gamma_j = \gamma'_0 + c_j Q_j. \quad (31)$$

Подставив значение γ_j из (31) в (30), получим:

$$Q_j = M_j - \gamma'_0 N_j, \quad (32)$$

где

$$M_j = \rho' K_\Sigma, \quad N_j = \rho' L_\Sigma.$$

M_j , N_j — приведенные к γ'_0 параметры r электрически связанных элементов j -го ответвления; $\rho' = \frac{1}{1 + c_j L_\Sigma}$ — коэффициент приведения.

Суммарная реактивная мощность, потребляемая узлом нагрузки по аналогии с (30)

$$Q_0 = M_\Sigma - \gamma'_0 N_\Sigma, \quad (33)$$

где M_Σ , N_Σ — обобщенные параметры узла нагрузки.

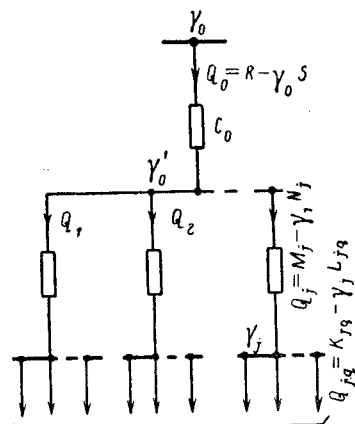


Таблица 2

Вариант	Q_0	Q_1	Q_2	Q_{12}	γ'_0	γ_1	λ_{02}	λ_{012}
	квар·10 ³				квт/квар·10 ³			
без ограничений	13,4	8,7	4,7	6,7	9,6	20,4	15,2	21,4
с ограничениями	11,0	7,1	3,9	5,3	18,6	27,4	23,0	28,1

В случае ограничений по реактивной мощности со стороны ГРЭС пределом, например, $Q_{0\max} < 11$ Мвар значение γ'_0 увеличится до 18,6 квт/квар.

Рассчитаем оптимальные режимы возбуждения синхронных двигателей для каждого из двух значений γ'_0 .

7. Используя характеристики (36)—(41), определим последовательно Q_1 по (39) и Q_2 по (41); λ_{02} по (40) и γ_1 по (38), Q_{12} по (37) и λ_{012} по (36).

Результаты расчетов сведены в табл. 2.

8. После этого производим расчеты для каждого радиуса отдельно в соответствии с методикой для простейшей радиальной схемы с одним радиусом. При этом экономический эквивалент в центре питания радиуса берется из табл. 2 (для радиуса 11— γ_1 , для радиусов 121—124— λ_{012} ; для 21, 22— λ_{02}).

Определим оптимальный режим возбуждения синхронного двигателя, подключенных к 121 радиусу.

Параметры радиуса, приведенные к λ_{012} из табл. 1: $a = 10,42 \cdot 10^{-6}$, $b = 18,2 \cdot 10^{-3}$, $E = 3,57 \cdot 10^3$, $F = 80,5 \cdot 10^3$.

Оптимальное значение реактивной мощности сети по (16) при $\lambda_{012} = 21,4 \cdot 10^{-3}$:

$$Q_{121} = 3,57 \cdot 10^3 - 21,4 \cdot 10^{-3} \cdot 80,5 \cdot 10^3 = 1,85 \cdot 10^3 \text{ квар.}$$

Оптимальное значение экономического эквивалента на зажимах синхронного двигателя по (13):

$$\lambda_{121} = 10,42 \cdot 10^{-6} (2 \cdot 500 - 1 \cdot 850) + 18,2 \cdot 10^{-3} = 25 \cdot 10^{-3} \text{ квт/квар.}$$

Оптимальный режим возбуждения по (11) для синхронных двигателей типа ДСК:

$$\alpha = \frac{25 \cdot 10^{-3} \cdot 331 - 7,5}{2,4,65} = 0,08;$$

типа СДН

$$\alpha = \frac{25 \cdot 10^{-3} \cdot 390 - 4,3}{2,4,1} = 0,66.$$

Результаты расчетов для остальных радиусов сведены в табл. 3.

Таблица 3

Результаты расчетов режимов возбуждения синхронного двигателя

Радиус	11	121	122	123	124	21	22
$\alpha_{\text{ДСК}}$ $\alpha_{\text{СДН}}$	0	0,08 0,66	0,1	$Q_0 = 13 \cdot 400 \text{ квар}$			
				0,16 0,76	0,21 0,72	0,13 0,72	0,03 0,6
$\alpha_{\text{ДСК}}$ $\alpha_{\text{СДН}}$	0,25	0,28 0,92	0,31	$Q_0 = 11 \cdot 000 \text{ квар}$			
				0,35 1,02	0,39 1,0	0,34 1,0	0,26 0,9

Литература

1. Никулин И. А. и др., Расчет режима возбуждения синхронных двигателей, обеспечивающего минимум потерь электроэнергии, «Электричество», 1965, № 4.
2. Никулин И. А. и др., Некоторые вопросы рационализации использования электроэнергии на предприятиях цветной металлургии, «Промышленная энергетика», 1968, № 9.
3. Свирский Р. А., Проблемы совершенствования режимов работы электрооборудования горно-обогатительного комбината, «Промышленная энергетика», 1968, № 11.
4. Сыромятников И. А., Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей, Госэнергоиздат, 1963.
5. Трошин В. А., Об ограничении тока возбуждения синхронных двигателей, Известия вузов СССР, «Энергетика», 1967, № 3.

[12.2.1969]

◇ ◇ ◇

УДК 621.314.212:621.313.322:621.313.126

Последовательные вольтодобавочные трансформаторы статических возбудителей синхронных машин

Инж. Я. Л. ФИШЛЕР и канд. техн. наук В. В. ЛАНГЕ

Свердловск

В настоящее время на генераторах средней и большой мощности широко внедряются системы самовозбуждения, что позволяет повысить устойчивость работы генераторов и энергосистем. За последние годы изготовлены и исследованы в эксплуатации статические возбудители мощных гидрогенераторов (блок 2×57 Мвт Саратовской ГЭС) и турбогенераторов 200 и 300 Мвт. Эти статические возбудители состоят из понижающего и последовательного вольтодобавочного трансформаторов и вентильного преобразователя, питающих ротор возбуждаемой машины. Принципиальная схема такого возбудителя показана на рис. 1.

В настоящей статье освещаются результаты, полученные при проектировании последовательных вольтодобавочных трансформаторов. Излагаются основы теории, расчета, конструкции и результаты экспериментальных исследований и внедрения этих трансформаторов.

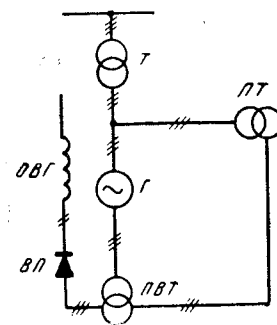
Основы теории работы последовательного трансформатора. Последовательные трансформаторы ста-

тических возбудителей должны обеспечивать формирование возбуждения генераторов с заданной кратностью в возможных аварийных режимах работы генераторов, связанных с ростом токов и снижением напряжений их статоров.

В статических возбудителях наиболее экономичным признано включение последовательных трансформаторов первичной обмоткой в нейтраль обмотки статора генератора, а вторичной — со стороны вторичной обмотки понижающего трансформатора, как это показано на рис. 1.

Рис. 1. Принципиальная схема статического возбудителя.

ПТ — понижающий трансформатор; ПВТ — последовательный вольтодобавочный трансформатор; Т — трансформатор связи генератора с системой; ВП — вентильный преобразователь; Г — генератор; ОВГ — обмотка возбуждения генератора.



Для получения линейной зависимости вторичного напряжения от первичного тока в заданном интервале его изменения, а также получения экономически целесообразного варианта, последовательный трансформатор выполняется с распределенными немагнитными зазорами.

Рассмотрим работу последовательного трансформатора, выделив его из схемы на рис. 1. Последовательный трансформатор включен на линейное сопротивление Z_n , токи обмоток синусоидальны, магнитная система ненасыщена.

Используя известные для обычного трансформатора соотношения напряжений и э. д. с. контуров и их токи, а также учтя особенность магнитной системы последовательного трансформатора, получим зависимость вторичных напряжения и тока от первичного тока

$$I_2 = I_1 \frac{\omega_1 \omega_2}{Z_2 z_\mu}; U_2 = I_2 Z_n, \quad (1)$$

где Z_2 — полное сопротивление вторичной цепи;

$$Z_2 = \sqrt{(r_n + r_2)^2 + (X_n + X_{2s})^2};$$

r_2 — активное сопротивление вторичной обмотки;

X_{2s} — индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки [Л. 1—4];

r_n , X_n — активное и индуктивное сопротивления нагрузки;

ω_1 , ω_2 — числа витков обмоток трансформатора;

z_μ — полное магнитное сопротивление, определяемое из соотношения:

$$z_\mu = \sqrt{(R_{\mu c} + R_{\mu \delta} + R_{\mu 2})^2 + (x_{\mu c} + x_{\mu 2})^2}. \quad (2)$$

Здесь

$$R_{\mu c} = \rho_R \frac{l}{S}; R_{\mu \delta} = \frac{\delta}{\mu_0 S_\delta};$$

$$R_{\mu 2} = \frac{\omega_2^2}{Z_2^2} X_2;$$

$$x_{\mu c} = \rho_x \frac{l}{S}; x_{\mu 2} = \frac{\omega_2^2}{Z_2^2} R_2;$$

$$R_2 = r_2 + r_n; X_2 = X_{2s} + X_n;$$

δ — длина немагнитного зазора в сердечнике трансформатора; S_δ — сечение немагнитного зазора с учетом выпучивания [Л. 4]; l , S — длина и сечение сердечника магнитопровода; ρ_R , ρ_x — удельные магнитные сопротивления материала сердечника соответственно активное и реактивное.

На основании соотношений (1) и (2) могут быть найдены напряжения и токи обмоток трансформатора в режимах холостого хода короткого замыкания при первичном токе I_1 .

Как правило, в номинальных режимах последовательный трансформатор работает при ненасыщенной магнитной системе при индукциях 0,6—0,8 тл, когда можно пренебречь магнитными сопротивлениями стали. Тогда имеем:

для режима холостого хода $I_2 = 0$.

$$\left. \begin{aligned} E_{20} &= \frac{\omega_1 \omega_2}{R_{\mu \delta}} I_1 = X_{2m} k I_1; \\ k &= \frac{\omega_1}{\omega_2}; X_{2m} = \frac{\omega_2^2}{R_{\mu \delta}}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

для короткого замыкания $U_n = 0$

$$\left. \begin{aligned} I_{2K} &= \frac{\omega \omega_1 \omega_2}{Z_{2K} z_{\mu K}} I_1; \\ z_{\mu K}' &= \sqrt{(R_{\mu \delta} + R_{\mu 2K})^2 + x_{\mu 2K}^2}; \\ R_{\mu 2K} &= \frac{\omega \omega_2^2 X_{2s}}{Z_{2K}^2}; x_{\mu 2K} = \frac{\omega \omega_2^2 r_2}{Z_{2K}^2}; \\ Z_{2K} &= \sqrt{r_2^2 + X_{2s}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Все полученные соотношения справедливы при синусоидальном первичном токе и работе трансформатора в линейной зоне его характеристики намагничивания. Линейность характеристики намагничивания сохраняется до тока насыщения. Под током насыщения понимается первичный ток, при котором э. д. с. на разомкнутой вторичной обмотке отличается от э. д. с. по спрямленной вольт-амперной характеристике не более, чем на 5—10%.

Работа последовательного трансформатора при насыщении его магнитной системы рассмотрена в [Л. 3 и 5]. Нетрудно показать, что электромагнитные процессы в преобразователе с ненасыщенным последовательным трансформатором протекают аналогично процессам в преобразователе с понижающим трансформатором, и все соотношения переменных и выпрямленных параметров преобразователя [Л. 6] остаются в силе, если положить коммутирующее сопротивление равным $X_{2m}' + X_{2s}$, а э. д. с. холостого хода, равной E_{20} . Это и позволяет использовать при расчете статического возбудителя известные соотношения между выпрямленными и переменными параметрами преобразователя [Л. 1 и 3].

При расчете статического возбудителя, исходя из заданных режимов его работы, определяют основные параметры последовательного трансформатора, которыми являются:

$U_{2n} = E_{20}$ — номинальное напряжение на разомкнутой вторичной обмотке последовательного трансформатора при номинальном первичном токе;

I_{1n} — номинальный первичный ток;

I_{2n} — номинальный вторичный ток;

X_{2m} — сопротивление взаимной индуктивности трансформатора, приведенное к его вторичной стороне;

K_I — кратность насыщения последовательного трансформатора, равное отношению тока насыщения к номинальному первичному току.

Типовая мощность. Для характеристики габаритов последовательного трансформатора удобно ввести понятие типовой мощности, под которой понимается мощность серийного силового трансформатора того же класса напряжения и с теми же физическими размерами, что и рассматриваемый последовательный трансформатор. Воспользуемся методом [Л. 4] и покажем, как вычисляется типовая мощность последовательного трансформатора.

Приведенные веса меди и стали в «нормальном» трансформаторе равны между собой, тогда как в последовательном трансформаторе они отлича-

ются. Приведенный вес активных материалов последовательного трансформатора

$$G'_T = 0,75 G_T \left(1 + \frac{S_2}{3S_1} \right),$$

где G_T , G'_T — приведенный вес активных материалов, соответственно трансформатора и последовательного трансформатора; S_1 , S_2 — мощность первичной и вторичной обмоток последовательного трансформатора

$$\left. \begin{aligned} S_1 &= U_{2H} K I_1, \\ S_2 &= U_{2H} I_{2H}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Таким образом, типовую мощность последовательного трансформатора следует вычислять по формуле:

$$S_T = 0,75 S_1 \left(1 + \frac{S_2}{3S_1} \right) A, \quad (6)$$

где A — коэффициент приведения, учитывающий электромагнитные нагрузки последовательного трансформатора

$$A = \frac{\sigma_T B_T}{\sigma'_T B'_T}, \quad (7)$$

здесь σ'_T , σ_T — плотность тока соответственно в обмотках последовательного трансформатора и в обычном силовом трансформаторе; B'_T , B_T — индукция в стали соответственно в магнитопроводе последовательного и обычного трансформатора.

Поскольку последовательный трансформатор используется при работе с длительным номинальным током и с кратковременными перегрузками допустимая плотность тока определяется условиями охлаждения обмоток при номинальном режиме. Поэтому соотношение σ_T/σ'_T в выражении (7) близко к единице. Отношение B_T/B'_T отличается от единицы и зависит от кратности тока насыщения последовательного трансформатора K_I . Принимая индукцию насыщения для стали Э-330А толщиной 0,35 мм, равной 2,0—2,1 тл, а номинальные индукции соответственно: для сухого трансформатора

$B_T = 1,3$ тл и для масляного $B_T = 1,6$ тл, получим:

$$A_c = (0,62 \div 0,65) K_I; A_m = (0,76 \div 0,8) K_I. \quad (8)$$

Основы инженерной методики расчета. Введение понятия типовой мощности для последовательного трансформатора позволяет определить оптимальные соотношения размеров, весов, потерь, стоимости и др., используя закономерности, известные из теории трансформаторостроения.

Типовая мощность последовательного трансформатора определяется по заданным номинальным параметрам U_{2H} , I_{2H} , I_{1H} , X_{2m} , K_I , используя выражения (3), (5) — (8). По найденной типовой мощности можно оценить габариты и вес последовательного трансформатора по показателям силового трансформатора равной мощности. Поскольку в последовательном трансформаторе определяющим является число первичных витков, им необходимо задаваться при выполнении расчета трансформатора.

Методика расчета последовательного трансформатора приведена в приложении 1. Производя расчеты вариантов трансформаторов с помощью ЭЦВМ, установив вполне определенные переменные величины: ω_1 (число витков первичной обмотки), δ_x (единичный немагнитный зазор сердечника), σ_1 и σ_2 (плотности тока в обмотках), $h_{вст}$ (высота вставки [Л. 4]), выбирают оптимальный вариант и производят его детальный расчет с проверкой выполнения заданных величин.

В приложении 2 дается пример расчета последовательного трансформатора. В таблице приведены некоторые электрические и геометрические параметры последовательных трансформаторов ряда статических возбудителей машин средней и большой мощности.

Расчетными режимами работы последовательного трансформатора являются режимы: номинальный, холостого хода, форсировочный и аварийный.

В номинальном режиме токи обмоток равны номинальным, индукция в сердечнике минимальна,

Тип трансформатора I, a	Первичный ток I_1, a	Вторичный ток I_2, a	Вторичное номинальное напряжение $U_2, в$	Индуктивное сопротивление взаимной индукции $X_{2m}, ом$	Расчетная кратность насыщения K_I	Потери в меди $P_{к.з.}, вт$	Потери в стали $P_{х.х.}, вт$	Диаметр сердечника $\varnothing, мм$	Высота окна $H, мм$	Межосевое расстояние $MO, мм$	Суммарный воздушный зазор $\delta_x, мм$	Единичный зазор $\delta_{x.м.}, мм$	Номинальная индукция $B_H, тл$	Число витков обмотки		Плотность тока		Примечание **
														первичной ω_1	вторичной ω_2	первичной σ_1 а/мм ²	вторичной σ_2 а/мм ²	
ТСВ-4000	3 020	1 150	130	0,0856	3	8 415	1 490	320	1 274	670	74	$\frac{2}{10}$	0,68	8	16	1,55	1,53	В
ТСВ-4000-1	5 350	1 170	57	0,022	3	6 710	1 410	320	1 274	670	74	$\frac{2}{10}$	0,61	4	8	1,4	1,5	П
ТСВ-5000	3 700	530	136	0,067	3	7 270	2 400	390	1 074	690	74	$\frac{2}{12}$	0,66	6	11	1,72	1,6	В
ОСВ-3333	10 200	465	341	0,123	2,7—3	8 600	2 320	390	1 380	690	80×2	$\frac{2}{10}$	0,835	6	22+22	1,64	1,8	В
ТВВ-12500*	11 210	990	454	0,148	3	57 000	8 100	500	1 322	850	202	$\frac{2}{24}$	0,72	6	22	4,05	1,63	П

* Трансформатор с водяным внутривитковым охлаждением первичной обмотки.

** В — внедрено; П — выполнен технический проект.

режим определяет номинальные перегревы меди обмоток трансформатора.

В режиме холостого хода вторичный ток трансформатора равен нулю, а первичный равен номинальному. Этот режим возможен при длительной работе возбудителя без одной группы вентилях, в которую включена вторичная обмотка последовательного трансформатора, а также при работе генератора с резервным возбудителем при включенном трансформаторе. В этом режиме индукция в сердечнике больше, чем в номинальном режиме, и определяет наибольший перегрев сердечника. Форсировочные и аварийные режимы кратковременны — от 20 до 50 сек, когда токи в обмотках максимальны и индукция в сердечнике наибольшая. Перегревы обмоток и сердечника трансформатора в этих режимах зависят от предшествующего режима [Л. 3 и 5].

Следует иметь в виду, что даже в предварительных расчетах необходимо оценивать по упрощенным формулам перегревы обмоток и сердечника, чтобы правильно выбрать оптимальный вариант трансформатора.

Особенности конструкции последовательного трансформатора. Поскольку последовательный трансформатор — это трансформатор с большим намагничивающим током, то его сердечник выполняется с «воздушными» зазорами, как в стержневом реакторе [Л. 4].

Первичная обмотка последовательного трансформатора на большие токи (до 10—15 ка) с естественным воздушным охлаждением выполняется, как правило, с небольшим числом витков при большом числе параллельно включенных катушек — до 100 на фазу. В этом случае равномерное деление тока по параллельным катушкам достигается специальным размещением зазоров в сердечнике. Для выравнивания тока может применяться также увеличение диаметра или числа витков в концевых катушках. Обмотки должны располагаться на равном расстоянии от обоих ярм, торцы обмоток должны быть симметричны относительно крайних зазоров и, по возможности, обмотка должна закрывать все зазоры. Вторичные обмотки чаще всего выполняются винтовыми, многоходовыми из-за их внутреннего расположения.

Сердечник последовательного трансформатора выполняется из плоских продольно шихтованных вставок, единичные воздушные зазоры образуются дистанцирующими прокладками из изоляционного материала. Для указанных вставок величина допустимого единичного зазора по нагреву крайних пакетов определяется высотой вставки, ее диаметром и номинальной индукцией в зазоре. Если не принимать специальных мер, то для сухих последовательных трансформаторов единичные зазоры не должны превышать 10—12 мм при рабочей индукции 0,8 тл, диаметре стержня 300—400 мм и высоте вставки 100 мм.

Для статических возбудителей мощных генераторов (200 Мвт и выше) не удается выполнить последовательные трансформаторы с естественным воздушным охлаждением в трехфазном исполнении. Поэтому для уменьшения габаритов, весов и стоимости могут использоваться последовательные

трансформаторы с водяным внутриводниковым охлаждением только первичной обмотки. В таких трансформаторах первичная обмотка выполняется из профильной меди и состоит из двух параллельных ветвей — по числу ветвей в обмотке статора машины.

Применение водяного охлаждения позволяет сократить расходы электротехнических материалов в 2—3 раза, общий вес и занимаемую площадь — в 2 раза, что оправдывает их использование в установках статических возбудителей мощных генераторов в тех случаях, когда габариты и вес являются определяющими.

Сокращение благодаря водяному охлаждению габаритов последовательного трансформатора приводит к возрастанию единичных зазоров до 20—30 мм. В этом случае уже при номинальных индукциях 0,8 тл следует использовать вставки с радиальной шихтовкой, либо применять специальные меры во избежание недопустимых местных перегревов сердечника.

Наличие воздушных зазоров приводит к заметным вибрациям и шуму трансформатора, поэтому последовательные трансформаторы должны устанавливаться на жестких изолированных фундаментах и закрепляться на них.

Результаты экспериментальных исследований и внедрения последовательных трансформаторов. Исследования образцов мощных последовательных трансформаторов проведены на заводе, а также в условиях эксплуатации в составе статических возбудителей мощных турбогенераторов 200 и 300 Мвт и блока гидрогенераторов 2×57 Мвт.

Исследования магнитного поля в зоне единичного зазора проводились на специальном макете мощностью 4 Мва, в котором была предусмотрена возможность изменения единичных зазоров в широком диапазоне от 6 до 20 мм через 2 мм. Исследования подтвердили логарифмический закон изменения индукции поля выпучивания. Индукция магнитного поля выпучивания максимальна на граничных вставках, расположенных на границах двух сред — сталь и воздух, причем в крайних пакетах вставок индукция поля выпучивания примерно в 2 раза меньше, чем в среднем пакете из-за размагничивающего действия вихревых токов, возникающих в плоскости листов пакетов вставок от поля выпучивания. Величина максимальной индукции поля выпучивания тем больше, чем больше единичный зазор и чем больше индукция магнитного поля в сердечнике. Хотя магнитные потоки выпучивания незначительны по сравнению с главным потоком, они создают добавочные потери в стали вставок, причем местные потери на гранях вставок, принадлежащих широким плоскостям крайних пакетов, могут достигать больших величин и вызывать недопустимые перегревы стали.

Одним из важных вопросов, который был решен при создании мощных последовательных трансформаторов — обеспечение удовлетворительного токораспределения по параллельным цепям первичной обмотки и относительно равномерного нагрева обмоток и сердечника. Исследования токораспределения и нагрева производились на образцах мощных последовательных трансформаторов ти-

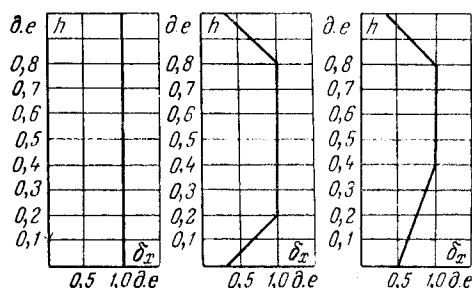


Рис. 2. Варианты распределения единичных зазоров в сердечнике последовательного трансформатора: равномерное, симметричное неравномерное, несимметричное неравномерное.
 h — высота обмотки; δ_x — единичный зазор в долях максимального единичного зазора.

па ОСВ-3333, предназначенных для статических возбудителей генераторов 300 Мвт.

Исследования токораспределения по параллельным катушкам первичной обмотки показали, что при равномерном распределении воздушного зазора в стержнях сердечника ток делится неравномерно по параллельным катушкам. Это приводило к увеличенным нагревам верхних секций первичной обмотки.

Известно, что в трансформаторах с естественным воздушным охлаждением наиболее нагретой зоной обмотки является ее верхняя часть. Поэтому с целью выравнивания нагрева обмотки по всей высоте в сердечниках последовательных трансформаторов было выполнено неравномерное несимметричное относительно середины стержня распределение зазоров по длине стержней. Эпюры распределения единичных зазоров по длине стержня показаны на рис. 2.

На рис. 3 показаны графики распределения э. д. с., токов и перегревов секций по высоте первичной обмотки последовательного трансформатора. Из рис. 3 видно, что обмотка нагревается достаточно равномерно по высоте. Там же показано распределение перегрева вставок стержня в последовательном трансформаторе ОСВ-3333.

Осуществленные на последовательных трансформаторах усиление крепления сердечника и ряд тех-

нологических мероприятий: опрессовка и пропитка вставок, их фиксация по длине стержней и другие позволили снизить уровень вибраций и шума трансформаторов. Исследования вибрации и шума, проведенные на нескольких образцах последовательных трансформаторов, показали, что вибрация не превышает 30—40 мк, а уровень шума находится в пределах 80—90 дБ.

Эксплуатационные испытания статических возбудителей мощных генераторов, проведенные на электростанциях, подтвердили соответствие характеристик последовательных трансформаторов расчетным [Л. 7].

В настоящее время последовательные трансформаторы, разработанные и изготовленные на заводе, успешно эксплуатируются на многих турбо- и гидрогенераторах.

Приложение I. Методика расчета последовательного трансформатора.

1. Задаемся целым числом первичных витков ω_1 .
2. Вычисляем число вторичных витков

$$\omega_2 = \frac{X_{2m} \omega_1 I_{1н}}{U_{2н}}. \quad (\text{П-1})$$

3. Рассчитываем необходимое сечение магнитопровода:

$$S = \frac{\sqrt{2} K_I U_{2н}}{\omega \omega_2 B_{нас}}. \quad (\text{П-2})$$

По найденному сечению выбираем нормализованный диаметр сердечника D_c .

4. Определяем суммарный воздушный зазор:

$$\delta_\Sigma = \frac{\sqrt{2} K_I I_{1н} \mu_0 \omega_1 K_\delta}{B_{нас}}, \quad (\text{П-3})$$

где μ_0 — магнитная проницаемость воздуха; K_δ — коэффициент выпучивания, учитывающий уширение магнитного поля в зоне зазоров [Л. 4]; $B_{нас}$ — индукция насыщения стали зависит от сорта используемой стали.

5. Задаемся величиной единичного воздушного зазора δ_x и рассчитываем число зазоров и число вставок, соответственно:

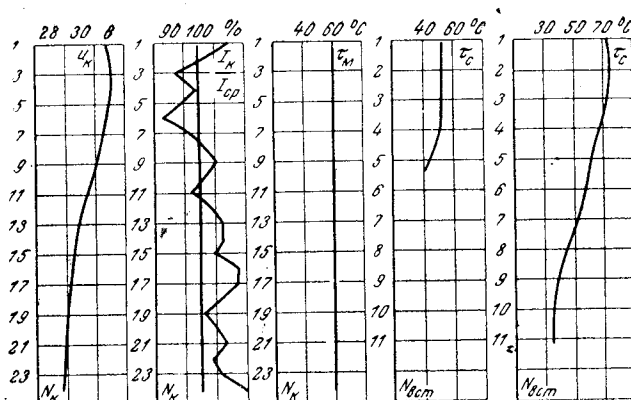
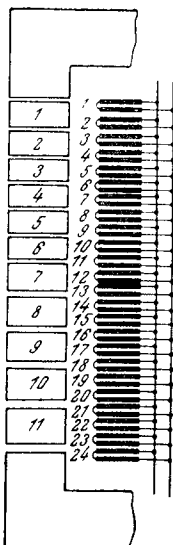
$$\left. \begin{aligned} m_z &= \delta_\Sigma / \delta_x, \\ m_{вст} &= m_z - 1. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-4})$$

6. Задаемся высотой вставки $h_{вст}$ и определяем высоту обмоток:

$$h = h_{вст} m_{вст}. \quad (\text{П-5})$$

Рис. 3. Расположение первичной обмотки на стержне последовательного трансформатора. Распределение потенциалов, токов, температур по высоте обмотки; распределение температур по высоте стержня магнитопровода.

u_k — напряжение секции первичной обмотки в опыте холостого хода со вторичной стороны до запайки отводов, в; I_k — относительная величина тока катушки, %; τ_m — перегрев меди первичной обмотки, °C; τ_c — перегрев стали сердечника, °C; N_k — номер катушки, счет сверху вниз; $N_{вст}$ — номер вставки, счет сверху вниз.



7. Задаемся плотностями тока (σ_1 и σ_2) в обмотках и изоляционными расстояниями (главная и продольная изоляция) и конструируем последовательный трансформатор.

8. Производим полный расчет последовательного трансформатора и определяем веса активных материалов, стоимость, потери, полный вес и габариты. При определении стоимости следует учесть стоимость изоляционных материалов, которая в мощных последовательных трансформаторах может составлять до 100% стоимости активных материалов.

Производя расчет по п. 1—8 с помощью ЦВМ по программе, построенной по методу обхода узлов пространственной сетки в координатах ω_1 , σ_1 , σ_2 , δ_x и $h_{вст}$, выбираем оптимальный вариант.

Учитывая существующий шаг в нормализованном ряду диаметров сердечников, на выбор числа первичных витков накладывается определенное ограничение, поэтому шаг по ω_1 должен согласовываться с шагом по сечениям S — вводится необходимая обратная связь.

9. Окончательный расчет трансформатора выполняется для оптимального варианта, для которого по найденным значениям D_c , ω_1 , ω_2 , δ_x , h производится детальный расчет: электромагнитный, тепловой и механический. Уточняются значения X_{2m} , $U_{2н}$; проверяется K_T , для чего строятся вебер-амперная и вольт-амперная характеристики трансформатора [Л. 3 и 5].

Приложение 2. Пример расчета. Исходные данные: $I_{1н}=10\,200$ а; $K_T=2,8$; $I_{2н}=465$ а; $U_{2н}=341$ в; $X_{2м}=0,123$ ом.

Охлаждение естественное воздушное, исполнение однофазное, класс изоляции обмоток по нагревостойкости F.

Производим расчет вариантов последовательных трансформаторов, задаваясь: числом витков первичной обмотки $\omega_1=1, 2, 3, \dots$; единичным зазором $\delta_x=2, 3, \dots$ мм; высотой вставки $h_{вст}=50, 100$ мм, плотностями тока в пределах $\sigma=(1,5 \div 2,5)$ а/мм². Из рассчитанных вариантов выбираем оптимальный по минимуму годовых затрат. Ниже приводится расчет принятого варианта:

1. Число витков первичной обмотки $\omega_1=6$.

2. Определяем число витков вторичной обмотки [П-1]:

$$\omega_2 = \frac{0,123 \cdot 6 \cdot 10\,200}{341} = 22.$$

3. Рассчитываем сечение стержня S , приняв $B_{нас}=2$ тл (П-2):

$$S = \frac{\sqrt{2} \cdot 2,8 \cdot 341}{314 \cdot 22 \cdot 2} = 985 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2.$$

Диаметр сердечника D_c выбираем с учетом размещения стягивающих шпилек вдоль стержня $D_c=390$ мм.

4. Определяем суммарный «воздушный» зазор δ_x , задаваясь $K_\delta=1,05$ (П-3):

$$\delta_x = \frac{\sqrt{2} \cdot 2,8 \cdot 10\,200 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 6 \cdot 1,05}{2,0} = 160 \cdot 10^{-3} \text{ м} = 160 \text{ мм}.$$

5. Приняв $\delta_x=7$ мм, рассчитываем число зазоров и вставок (П-4):

$$m_x = 160/7 \approx 12, \\ m_{вст} = 12 - 1 = 11.$$

6. Приняв $h_{вст}=100$ мм, определяем высоту обмотки [П-5]:

$$h = 100 \cdot 11 = 1\,100 \text{ мм}.$$

7. Приняв плотности тока в обмотках $\sigma_1=1,6$ а/мм² и $\sigma_2=1,8$ а/мм² рассчитываем сечение меди обмоток и производим раскладку обмоток, как в обычном трансформаторе.

8. Электромагнитный, тепловой и механический расчеты последовательного трансформатора производятся так же, как для сухого трансформатора.

Литература

1. Ланге В. В. и Фишлер Я. Л., Система статического самовозбуждения с серийным вольтодобавочным трансформатором, Труды УЭМИИТ, вып. 14, 1966.
2. Фишлер Я. Л. и Ланге В. В., Трансформаторное оборудование статических возбудителей мощных турбогенераторов. Сб. рефератов докладов на Всесоюзном совещании в Ленинграде, Информстандартэлектро, отд. ВНИИЭМ, 1967.
3. Бреев В. Н. и др., Определение коэффициента форсировки с учетом нелинейности элементов статической системы возбуждения с вольтодобавочным трансформатором, «Электротехника», 1966, № 12.
4. Ланге В. В., Исследование трансформаторного оборудования статических возбудителей мощных синхронных машин, Кандидатская диссертация, 1968.
5. Манькин Э. А., Расчет реакторов со стальным магнитопроводом и зазорами, «Электричество», 1959, № 7.
6. Островский А. С. и Ланге В. В., Основные соотношения переменных и выпрямленных напряжений, токов и мощностей трансформаторов преобразователей, Труды УЭМИИТ, вып. 19, 1967.
7. Бобров В. М. и др., Экспериментальное исследование параметров и характеристик последовательных вольтодобавочных трансформаторов мощностью 200 и 300 Мвт, Тезисы докладов XII научно-технической конференции МЭИ, 1969. [1.7.1969]



УДК 62—527.2

Бесконтактный асинхронный регулируемый электропривод

Доктор техн. наук, проф. А. С. САНДЛЕР и инж. Х. Г. КАРИМОВ

Московский энергетический институт

В ряде случаев возникает необходимость в использовании бесконтактного сравнительно тихоходного регулируемого электропривода переменного тока для механизмов большой мощности с вентиляторной нагрузкой. Питание таких электроприводов часто осуществляется от автономных источников.

Для указанных целей можно использовать агрегат, состоящий из двух асинхронных двигателей (рис. 1). Соединение на одном валу двигателей 1АД и 2АД позволяет осуществить непосредственное включение роторных обмоток, исключая тем самым контактные кольца. Роторные обмотки двигателей соединяются между собой с обратным чередованием фаз, так что поля, создаваемые токами в обмотках роторов, вращаются в противоположных направлениях. Статор 1АД получает питание

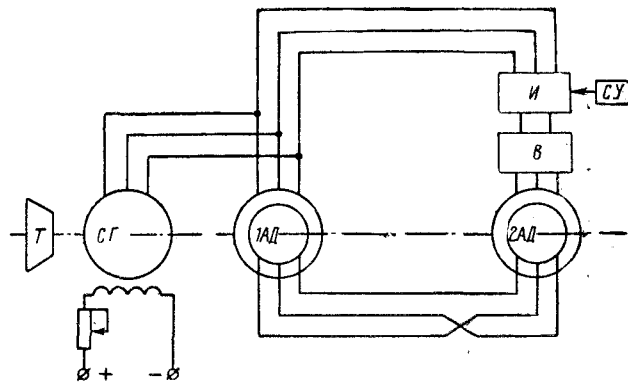


Рис. 1. Принципиальная схема электропривода.

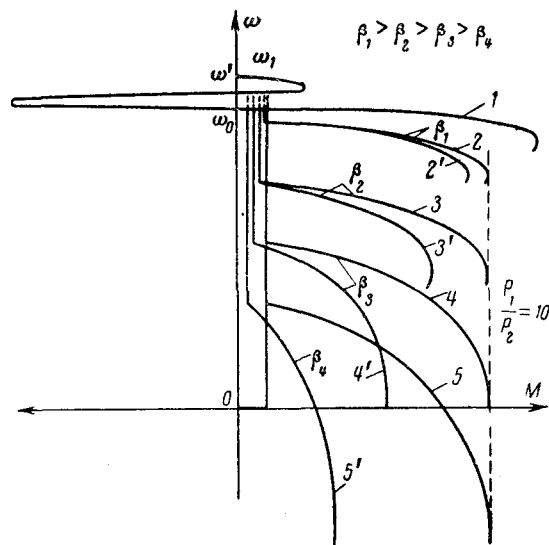


Рис. 2. Механические характеристики агрегата. 1 — естественная характеристика; 2, 3, 4, 5 — характеристики при различных β и постоянном значении напряжения $U_{c.r.}$; 2', 3', 4', 5' — то же самое при переменном значении $U_{c.r.}$

от генератора СГ с частотой f_1 , в цепи роторов частота равна f_2 , а в статоре 2АД — f_3 . Таким образом,

$$f_2 = f_1 s_1; \quad f_3 = f_1 \left[s_1 - \frac{p_2}{p_1} (1 - s_1) \right], \quad (1)$$

где $s_1 = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1}$; ω_1 — скорость вращения поля статора 1АД; ω — скорость вращения агрегата; p_1, p_2 — числа пар полюсов соответственно двигателя 1АД и 2АД.

Известно, что синхронная скорость агрегата равна:

$$\omega_0 = \omega_1 (1 - s_{1c}) = \frac{2\pi f_1}{p_1 + p_2}, \quad (2)$$

где $s_{1c} = \frac{p_2}{p_1 + p_2}$.

На рис. 2 изображены механические характеристики агрегата при $\frac{p_1}{p_2} = 10$. До скорости ω_0 1АД и 2АД работают в двигательном режиме. Выше скорости ω_0 агрегат работает в генераторном режиме до некоторого значения $\omega = \omega'$, а затем в интервале $\omega' < \omega < \omega_1$ 1АД работает в двигательном режиме, а 2АД остается в генераторном.

Указанные режимы работы агрегата поясняются векторными диаграммами, представленными на рис. 3, на которых использованы следующие обозначения:

$\vec{E}_{2\phi}, \vec{E}_{3\phi}$ — векторы э. д. с. ротора 1АД и статора 2АД;

$\vec{I}_2, \vec{I}_3$ — векторы токов ротора агрегата и статора 2АД;

$\vec{I}_{02}$ — вектор намагничивающего тока 2АД;

r_2, x_2 — суммарные активное и индуктивное сопротивление рассеяния ротора.

Считается, что все параметры агрегата приведены к одной из обмоток.

Максимальный момент асинхронного двигателя равен:

$$M_K = \frac{E_{2K}^2 p}{2 \cdot 2\pi f_1 x_K}.$$

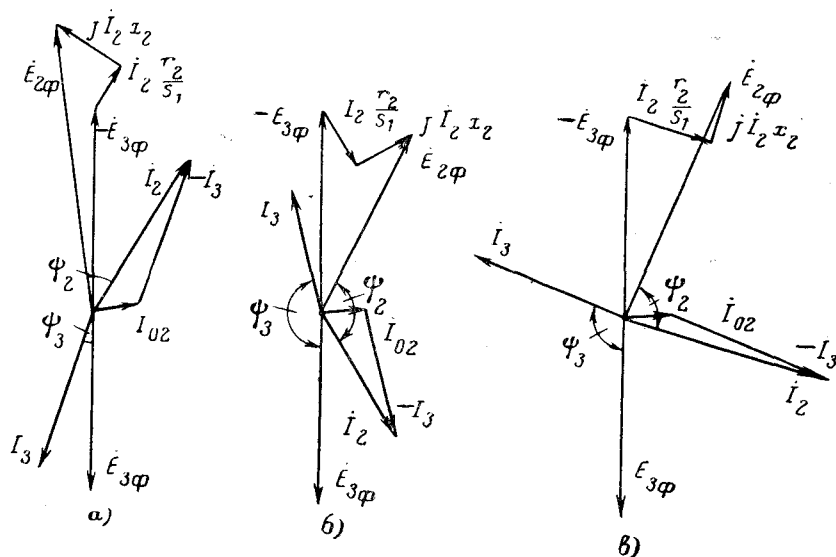


Рис. 3. Векторные диаграммы токов и напряжений в роторной цепи агрегата при работе в зоне скорости вращения.

а — $0 < \omega < \omega_0$; б — $\omega_0 < \omega < \omega'$; в — $\omega' < \omega < \omega_1$.

По аналогии с этим максимальный момент агрегата составляет

$$M_{K.a} = \frac{E_{2K}^2 k (p_1 + p_2 k h)}{2 \cdot 2\pi f_1 x_\Sigma}, \quad (3)$$

где E_{2K} — линейное напряжение на разомкнутом роторе 1АД (при $s_1 = 1$); x_Σ — суммарное индуктивное сопротивление рассеяния агрегата;

$$k = \frac{E_{3K}}{E_{2K}} = \frac{x_{02}}{\sqrt{\left(\frac{r_2}{s_1}\right)^2 + (x_2 + x_{02})^2}};$$

для машин большой мощности

$$k \approx k' = \frac{x_{02}}{x_2 + x_{02}};$$

h — коэффициент, зависящий от тока ротора и изменяющийся от 1 при токе, равном нулю, до 0,8—0,85, если ток равен номинальному; x_{02} — индуктивное сопротивление намагничивающего контура двигателя 2АД.

Как видно из выражения (3), максимальный момент агрегата уменьшается по сравнению с максимальным моментом двигателя в обычной схеме включения из-за возросшего значения индуктивного сопротивления $x_\Sigma = x_1 + x_2 + x_3$, которое в этом случае представляет собой сумму сопротивлений двух машин. Об уменьшении этого момента свидетельствуют также коэффициенты k и h , меньшие единицы, в числителе выражения (3). Следует отметить, что уменьшение x_Σ благоприятно сказывается на величинах коэффициентов k и h , приближая их к единице. Поэтому желательно получить возможно меньшие значения x_Σ . С целью лучшего использования машин при сравнительно тихом электроприводе целесообразно выбирать числа полюсов двигателей 1АД и 2АД с наибольшей разницей, т. е. следует принимать $p_2 = 1$. В этом случае удастся

уменьшить x_2 за счет относительно небольшого значения индуктивного сопротивления рассеяния машины 2АД, которая для этой цели должна быть соответствующим образом спроектирована.

Большая часть момента агрегата создается машиной 1АД, а момент, развиваемый 2АД, составляет небольшую часть общего момента, поэтому в выражении (3) можно принять $h=1$.

Коэффициент мощности агрегата в связи с тем, что магнитный поток проходит через два воздушных зазора, получается ниже, чем у одной асинхронной машины. В самом агрегате $\cos \phi$ двигателя 2АД выше, чем $\cos \phi$ двигателя 1АД из-за разницы в числах полюсов. Коэффициент мощности двигателя 2АД можно дополнительно увеличить, уменьшив несколько воздушный зазор двигателя в связи с тем, что двигатель 2АД работает в агрегате при скорости, значительно ниже той, которая соответствует $p_2=1$. Представляется возможным также, проектируя агрегат в однокорпусном исполнении, найти оптимальный вариант, при котором относительно малое значение x_2 не приводит к значительному ухудшению $\cos \phi$ агрегата.

В рассматриваемой схеме обмотка статора 1АД подключена к синхронному генератору, а обмотка статора 2АД — к преобразователю. Преобразователь может быть выполнен с промежуточным звеном постоянного тока (и тогда он состоит из выпрямителя и инвертора) или с непосредственной связью, где регулирование скорости агрегата возможно изменением частоты преобразователя. В первом случае система регулирования оказывается более простой. При этом регулирование скорости вращения агрегата производится изменением угла опережения открывания β вентилей инвертора. Рассмотрев при этом распределение мощности агрегата, можем установить, что электромагнитная мощность $P_{\Sigma 1}$ разделяется следующим образом: часть ее $P_{\Sigma 1} = M_{\Sigma 1} \omega_1 (1-s_1)$ передается на вал, а другая часть $P_p = M_{\Sigma 1} \omega_1 s_1$ — в обмотку ротора.

Часть мощности P_p , равная $\Delta P_p = (M_{\Sigma 1} - M_{\Sigma 2} \frac{p_1}{p_2}) \times \omega_1 s_1$, теряется в роторах агрегата, другая часть $P_{\Sigma 2} = M_{\Sigma 2} \frac{p_1}{p_2} \omega_1 s_1$ передается через зазор 2АД и распределяется так: $P_{\Sigma 2} = M_{\Sigma 2} (1-s_1) \omega_1$ передается на вал, а $P_s = M_{\Sigma 2} \omega_1 \frac{p_1}{p_2} \left[s_1 - \frac{p_2}{p_1} (1-s_1) \right]$ составляет мощность скольжения и за вычетом потерь в статоре 2АД и преобразователе возвращается синхронному генератору.

Если пренебречь потерями в агрегате, можно вывести зависимости мощностей P_s , P_p , $P_{\Sigma 1}$, $P_{\Sigma 2}$ и $P_{\Sigma 1}$ при вентиляторной нагрузке от скольжения s_1 . Это удобнее сделать, используя систему относительных единиц, где за единицу приняты следующие величины:

ω_1 — скорость вращения поля статора 1АД;

$M_{\Sigma 1}$ — номинальный электромагнитный момент 1АД;

$P_{\Sigma 1}$ — номинальная электромагнитная мощность 1АД.

Величина $P_{\Sigma 1}$ связана с номинальной мощностью агрегата следующим выражением:

$$P_{\Sigma 1} = \frac{P_{\Sigma 1} p_1}{(p_1 + p_2)(1-s_{1e})},$$

где s_{1e} — скольжение при работе агрегата на естественной характеристике.

Момент на валу агрегата при замкнутой коротко обмотке статора 2АД равен:

$$M = M_1 \frac{p_1 + p_2}{p_1}. \quad (4)$$

Выражение для момента агрегата в относительных единицах будет иметь такой вид:

$$M^d = \frac{p_1 + p_2}{p_1} \left(\frac{1-s_1}{1-s_{1e}} \right)^2. \quad (5)$$

Электромагнитная мощность машины 1АД равна:

$$P_{\Sigma 1}^d = \left(\frac{1-s_1}{1-s_{1e}} \right)^2. \quad (6)$$

Мощности, передаваемые на вал первой и второй машиной, соответственно равны:

$$P_{\Sigma 1}^d = \frac{(1-s_1)^3}{(1-s_{1e})^2}; \quad (7)$$

$$P_{\Sigma 2}^d = \frac{(1-s_1)^3}{(1-s_{1e})^2} \frac{p_2}{p_1}. \quad (8)$$

Отсюда суммарная мощность на валу

$$P_{\Sigma}^d = P_{\Sigma 1}^d + P_{\Sigma 2}^d = \frac{(1-s_1)^3}{(1-s_{1e})^2} \frac{p_1 + p_2}{p_1}. \quad (9)$$

Выражение для мощности, передаваемой ротору 1АД, имеет вид:

$$P_p^d = \left(\frac{1-s_1}{1-s_{1e}} \right)^2 s_1. \quad (10)$$

Максимальное значение

$$P_p^d \max = \frac{4}{27} \left(\frac{1}{1-s_{1e}} \right)^2 \quad (11)$$

достигается при $s_1 = \frac{1}{3}$.

Мощность скольжения, которая возвращается от статора 2АД источнику питания, равна:

$$P_s^d = \left(\frac{1-s_1}{1-s_{1e}} \right)^2 \left(s_1 - \frac{p_2}{p_1 + p_2} \right) \frac{p_1 + p_2}{p_1}. \quad (12)$$

Как видно из выражения (12), $P_s^d = 0$ при $s_1 = 1$ и при $s_1 = \frac{p_2}{p_1 + p_2}$, а максимальное значение мощности скольжения

$$P_s^d \max = \frac{4}{27} \left(\frac{p_1}{p_1 + p_2} \right)^2 \left(\frac{1}{1-s_{1e}} \right)^2 \quad (13)$$

достигается при

$$s_1 = \frac{1}{3} + \frac{2}{3} \frac{p_2}{p_1 + p_2}. \quad (14)$$

На рис. 4 приведены графики изменения мощностей в цепях агрегата в зависимости от скольжения s_1 при вентиляторной нагрузке и при $p_1=10$, $p_2=1$, $s_{1e}=0,12$.

Регулируя напряжение синхронного генератора, можно улучшить коэффициент мощности привода при работе агрегата с вентиляторной нагрузкой.

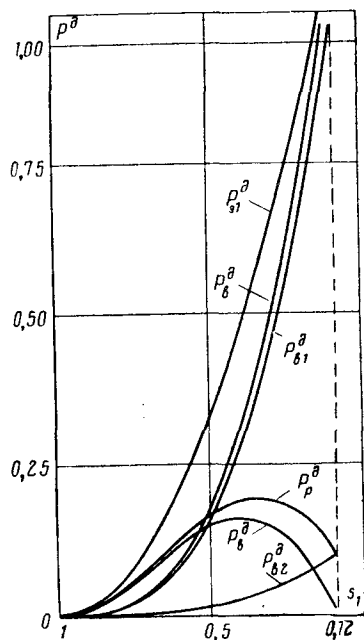


Рис. 4. Зависимости P_s^d , P_p^d , P_{bl}^d , P_{b2}^d , P_{b1}^d , P_{s1}^d от скольжения s_1 при вентиляторной нагрузке.

но уподобить схеме, где обмотка статора 1АД подключена к сети, а инвертор — к сети через трансформатор.

Схема замещения цепи выпрямленного тока представлена на рис. 5. Все параметры агрегата приведены к обмотке статора 2АД. На основании схемы замещения можно записать выражения для выпрямленного напряжения статора 2АД:

$$U_{zd} = E_{zd0} \left[s_1 - \frac{p_2}{p_1} (1 - s_1) \right] - I_d \frac{m_1 x_{\Sigma}}{\pi} \left[s_1 - \frac{p_2}{p_1} (1 - s_1) \right] - I_d 2r_1 \left[s_1 - \frac{p_2}{p_1} (1 - s_1) \right] - I_d \frac{2r_2 \left[s_1 - \frac{p_2}{p_1} (1 - s_1) \right]}{s_1} - I_d 2r_3 - 2\Delta U, \quad (15)$$

где $E_{zd0} = kE_{2d0} = \sqrt{2} E_{3\kappa} \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} = 1,35 E_{3\kappa}$ — вы-

прямленное напряжение статора 2АД при разомкнутой цепи постоянного тока и $s_1 = 1$; ($m_1 = 3$) — число фаз обмоток двигателя агрегата; ($m = 6$) — число фаз выпрямителя и инвертора (трехфазные мостовые схемы).

Входное напряжение инвертора равно:

$$U_{1d} = U_{1d0} \cos \beta + I_d \frac{m_1 x_{c.r}}{\pi} + 2\Delta U, \quad (16)$$

где $U_{1d0} = \sqrt{2} U_1 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} = 1,35 U_1$ — входное напряжение инвертора при разомкнутой цепи постоянного тока; $x_{c.r}$ — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора синхронного генератора.

Выпрямленное напряжение статора 2АД уравнивается входным напряжением инвертора, т. е. $U_{zd} = U_{1d}$, или с учетом падения напряжения на

активном сопротивлении дросселя:

$$U_{zd} = U_{1d} + I_d r_{др}. \quad (17)$$

Подставив в уравнение (17) значения U_{zd} и U_{1d} и решив его относительно I_d , получим:

$$I_d = \frac{E_{2d0} k \left[s_1 - \frac{p_2}{p_1} (1 - s_1) \right] - U_{1d0} \cos \beta - 4\Delta U}{\left[s_1 - \frac{p_2}{p_1} (1 - s_1) \right] \left(\frac{m_1 x_{\Sigma}}{\pi} + 2r_1 + \frac{2r_2}{s_1} \right) + \frac{m_1 x_{c.r}}{\pi} + 2r_3 + r_{др}}, \quad (18)$$

или

$$I_d = \frac{E_{2d0} \left[k \left(s_1 - \frac{p_2}{p_1 + p_2} \right) - \varepsilon \cos \beta - \lambda \right]}{s_1 \left(\frac{m_1 x_{\Sigma}}{\pi} + 2r_1 \right) - \frac{p_2}{p_1 + p_2} \frac{2r_2}{s_1} + R}, \quad (18a)$$

где

$$\varepsilon = \frac{U_{1d0} p_1}{E_{2d0} (p_1 + p_2)}; \quad \lambda = \frac{4\Delta U p_1}{E_{2d0} (p_1 + p_2)};$$

$$R = 2r_2 + \frac{p_1}{p_1 + p_2} \left(\frac{m_1 x_{c.r}}{\pi} + 2r_3 + r_{др} \right) - \frac{p_2}{p_1 + p_2} \times \left(\frac{m_1 x_{\Sigma}}{\pi} + 2r_1 \right).$$

Положив, что сглаживающий дроссель в цепи выпрямленного тока обладает достаточно большой индуктивностью, можем считать форму тока в фазах обмотки статора 2АД, а следовательно, и ротора агрегата, трапецеидальной, т. е. зададимся прямолинейным характером изменения тока на участках коммутации вентилей. Угол коммутации для первого режима работы выпрямителя определяется из выражения:

$$\cos \gamma = 1 - \frac{2I_d x_{\Sigma}}{\sqrt{6} E_{3\kappa} \Phi}. \quad (19)$$

Заменив для удобства интегрирования трапецеидальный график тока ступенчатым, запишем для момента:

$$M = \frac{2}{2\pi f_1} \frac{m_1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{m_1} + \gamma} i \sqrt{2} (E_{2\kappa. \Phi} p_1 + E_{3\kappa. \Phi} p_2 h) \sin \theta d\theta,$$

где $\theta = 2\pi f_1 t$ — текущий угол.

Проинтегрировав это выражение, получим:

$$M = \frac{\sqrt{2}}{\pi f_1} I_d E_{2\kappa. \Phi} (p_1 + p_2 h) \frac{m_1}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_1} \cos^2 \frac{\gamma}{2} \quad (20)$$

или после преобразований

$$M = \frac{I_d}{2\pi f_1} \left(p_1 \frac{1}{k} + p_2 h \right) \left(E_{zd0} - \frac{I_d m_1 x_{\Sigma}}{\pi} \right). \quad (20a)$$

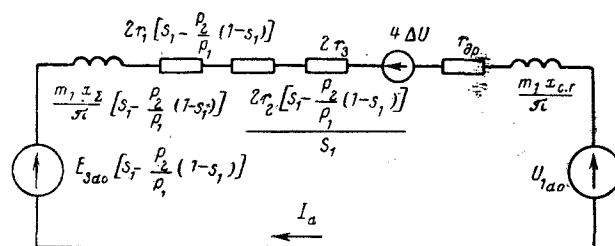


Рис. 5. Схема замещения цепи выпрямленного тока.

Для построения механических характеристик агрегата необходимо, задаваясь значением скольжения s_1 , определить по формуле (18а) выпрямленный ток I_d , затем, подставив I_d в уравнение (20а), найти значение момента. Формулы (18а) и (20а) справедливы для первого режима работы выпрямителя. Второй режим работы выпрямителя, как известно, характеризуется появлением угла сдвига коммутации α_B , зависимость которого от I_d выражается равенством

$$\sin(\alpha_B + 30^\circ) = \frac{2I_d x_\Sigma}{\sqrt{6} E_{3\kappa, \phi}}, \quad (21)$$

а угол коммутации остается постоянным и равным $\gamma = 60^\circ$. Ток I_d во втором режиме определяется из уравнения электрического равновесия цепи выпрямленного тока, которое после преобразований имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \frac{\sqrt{3}}{2} \left[s_1 - \frac{p_2}{p_1} (1 - s_1) \right] \sqrt{E_{3d0}^2 - \left(\frac{2m_1 x_\Sigma}{\pi} I_d \right)^2} = \\ = U_{1d0} \cos \beta + 4\Delta U + I_d \left\{ \left[s_1 - \frac{p_2}{p_1} (1 - s_1) \right] (2r_1 + \right. \\ \left. + \frac{2r_2}{s_1}) + \frac{m_1 x_{c.r}}{\pi} + 2r_3 + r_{\text{дп}} \right\}. \end{aligned} \quad (22)$$

Момент агрегата при работе выпрямителя во втором режиме определяется по формуле:

$$M = \frac{\sqrt{3}}{4\pi f_1} I_d \left(p_1 \frac{1}{k} + p_2 h \right) \sqrt{E_{3d0}^2 - \left(\frac{2m_1 x_\Sigma}{\pi} I_d \right)^2}. \quad (23)$$

Полученные формулы дают возможность построить механические характеристики агрегата, но сложны для анализа.

Для машин большой мощности при $p_1 > p_2$ из-за малых относительных величин активных сопротивлений можно принять, что

$$\begin{aligned} 2r_1 \left[s_1 - \frac{p_2}{p_1} (1 - s_1) \right] &\approx 2r_1; \\ \frac{2r_2 \left[s_1 - \frac{p_2}{p_1} (1 - s_1) \right]}{s_1} &\approx 2r_2. \end{aligned}$$

Учтя эти допущения и приняв $h=1$, получим более простые выражения:

$$\begin{aligned} E_{3d0} \left[s_1 - \frac{p_2}{p_1} (1 - s_1) \right] = U_{1d0} \cos \beta + 4\Delta U + \\ + I_d \left\{ \frac{m_1 x_\Sigma}{\pi} \left[s_1 - \frac{p_2}{p_1} (1 - s_1) \right] + \frac{m_1 x_{c.r}}{\pi} + 2r_\Sigma + r_{\text{дп}} \right\}; \end{aligned} \quad (24)$$

$$I_d = \frac{E_{3d0} \left(s_1 - \frac{p_2}{p_1 + p_2} - \varepsilon' \cos \beta - \lambda' \right)}{R_{3s}}, \quad (25)$$

где

$$\varepsilon' = \frac{U_{1d0} p_1}{E_{3d0} (p_1 + p_2)}; \quad \lambda' = \frac{4\Delta U p_1}{E_{3d0} (p_1 + p_2)};$$

$$\begin{aligned} R_{3s} = \frac{m_1 x_\Sigma}{\pi} s_1 - \frac{m_1 x_\Sigma}{\pi} \frac{p_2}{p_1 + p_2} + \\ + \frac{p_1}{p_1 + p_2} \frac{m_1 x_{c.r}}{\pi} + 2r_\Sigma + r_{\text{дп}}; \end{aligned}$$

$r_\Sigma = r_1 + r_2 + r_3$ — суммарное активное сопротивление фазы обмоток агрегата.

Приравняв правую часть выражения (25) нулю, найдем скольжение идеального холостого хода для режима непрерывных токов:

$$s_{10} = \frac{p_2}{p_1 + p_2} + \varepsilon' \cos \beta + \lambda'. \quad (26)$$

Вращающий момент равен:

$$M = b \frac{I_d}{2\pi f_1} \left(E_{3d0} - \frac{I_d m_1 x_\Sigma}{\pi} \right), \quad (27)$$

где

$$b = \frac{1}{k'} p_1 + p_2.$$

Подставив ток I_d из выражения (25) в уравнение (27), получим уравнение механической характеристики агрегата:

$$M = \frac{b E_{3d0}^2 (s_1 - s_{10})}{2\pi f_1} \frac{R_{3s0}}{R_{3s}^2}, \quad (28)$$

где

$$\begin{aligned} R_{3s0} = \frac{m_1 x_\Sigma}{\pi} s_{10} - \frac{m_1 x_\Sigma}{\pi} \frac{p_2}{p_1 + p_2} + \\ + \frac{p_1}{p_1 + p_2} \left(\frac{m_1 x_{c.r}}{\pi} + 2r_\Sigma + r_{\text{дп}} \right). \end{aligned}$$

Приравняв $\frac{dM}{ds_1}$ нулю, определим критическое скольжение:

$$s_{1к} = 2s_{10} + \rho, \quad (29)$$

где

$$\begin{aligned} \rho = - \frac{p_2}{p_1 + p_2} + \frac{p_1}{p_1 + p_2} \frac{x_{c.r}}{x_\Sigma} + \\ + \frac{(2r_\Sigma + r_{\text{дп}}) \pi}{m_1 x_\Sigma} \frac{p_1}{p_1 + p_2}. \end{aligned}$$

Критическое значение момента в этом случае будет равно:

$$M_{к.и} = \frac{m_1}{\pi} \frac{E_{2к}^2 k' (p_1 + k' p_2)}{2\pi f_1^2 x_\Sigma} = 0,955 M_{к.а}, \quad (30)$$

где $M_{к.а}$ — критический момент агрегата.

Момент, рассчитанный по формуле (30), называется идеальным максимальным, потому что в действительности он агрегатом не достигается из-за перехода выпрямителя во второй режим работы. Во втором режиме работы выпрямленное напряжение статора 2АД уменьшается более резко, что приводит к уменьшению скорости и максимального момента агрегата в каскадной схеме. Граничное значение тока при переходе во второй режим определяется из уравнения (19) для $\gamma = 60^\circ$:

$$I_{\text{дгр}} = \frac{\sqrt{2} E_{3к}}{4x_\Sigma}. \quad (31)$$

Подставив это значение $I_{\text{дгр}}$ в формулу (27), получим:

$$M_{\text{гр}} = \frac{3}{4} \frac{E_{3к}^2 b m_1}{2\pi f_1^2 \pi x_\Sigma}, \quad (32)$$

т. е. момент агрегата на границе первого и второго режимов работы выпрямителя составляет 75% от

его идеального максимального момента. Скольжение на границе первого и второго режимов равно:

$$s_{1rp} = \frac{\rho + 4s_{10}}{3} \quad (33)$$

и определяется по уравнению (28) при подстановке в него значения момента из выражения (32).

Итак, в пределах первого режима работы выпрямителя расчет механических характеристик агрегата производится по формуле (28). Во втором режиме ток I_d определяется, как и ранее, из уравнения электрического равновесия, которое в этом случае имеет вид:

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \left[s_1 - \frac{p_2}{p_1} (1 - s_1) \right] \sqrt{E_{3d0}^2 - \frac{m^2 x_\Sigma^2}{\pi^2} I_d^2} = \\ = U_{1d0} \cos \beta + 4\Delta U + I_d \left(\frac{m_1 x_{c.r}}{\pi} + 2r_\Sigma + r_{др} \right). \quad (34)$$

Момент вычисляется на основании выражения (23), которое можно переписать следующим образом:

$$M = \frac{\sqrt{3}b}{4\pi f_1} I_d \sqrt{E_{3d0}^2 - \left(\frac{2m_1 x_\Sigma}{\pi} I_d \right)^2}. \quad (23a)$$

Для определения максимального момента агрегата во втором режиме работы выпрямителя нужно найти производную $\frac{dM}{dI_d}$ из уравнения (23a) и приравнять ее нулю. Ток I_d при максимальном моменте равен:

$$I_{dmax} = \frac{E_{3k}}{2x_\Sigma}. \quad (35)$$

Подставив это значение тока в равенство (23a), получим формулу для вычисления критического момента во втором режиме работы выпрямителя:

$$M_{к2} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_{3k} b m_1}{2\pi f_1 2\pi x_\Sigma}, \quad (36)$$

т. е. при работе выпрямителя во втором режиме максимальный момент агрегата составляет $0,865M_{к.л}$ или $0,826M_{к.а}$. Следовательно, перегрузочная способность агрегата снижается на 17%, как и в обычной схеме вентильного каскада.

Используя выражение (21), можно получить другую формулу для вычисления момента во втором режиме работы выпрямителя:

$$M = \frac{3\sqrt{3}bE_{3k}^2}{8\pi^2 f_1 x_\Sigma} \sin(2\alpha_b + 60^\circ). \quad (37)$$

Из этого уравнения следует, что угол сдвига коммутации вентилей во втором режиме при максимальном моменте достигает значения $\alpha_b = 15^\circ$. Подставив значение тока из формулы (35) в уравнение электрического равновесия (34) и решив его относительно скольжения s_1 , определим критическое скольжение для второго режима:

$$s_{1к2} = -0,052 \frac{p_2}{p_1 + p_2} + \frac{2\sqrt{2}s_{10} + \rho}{\sqrt{3}}. \quad (38)$$

Примерные механические характеристики агрегата для различных углов β приведены на рис. 2. Как видно из этого рисунка, механические характе-

ристики не пересекаются с осью ординат. Это объясняется тем, что даже при $I_d = 0$ агрегат развивает момент за счет двигателя 1АД, обусловленный взаимодействием его потока с активной составляющей намагничивающего тока ротора 2АД. При построении механических характеристик агрегата указанный момент двигателя 1АД надо суммировать с моментом, получаемым по формулам (20a), (23), (23a), (27), (28), так как эти формулы не учитывают его. Следует заметить, что приведенные выше формулы дают приближенное аналитическое выражение механической характеристики агрегата еще и потому, что не учитывают моментов от высших гармоник тока и искажения механических характеристик в области прерывистых токов.

С уменьшением угла β критический момент несколько возрастает, что на рис. 2 отмечено. Эта тенденция объясняется уменьшением влияния активных сопротивлений обмоток агрегата с ростом скольжения s_1 на величину момента и поэтому больше проявляется при машинах малой мощности.

Приведенный выше анализ подтвержден данными экспериментального исследования, проведенного в лаборатории электропривода Московского энергетического института на макетном образце агрегата, состоящего из двух асинхронных двигателей АК-52-6 (2,8 квт, 220/380 в, 920 об/мин) и синхронного генератора СГС-4,5 (4,5 квт, 230 в).

В заключение следует отметить, что рассмотренная система бесконтактного привода при автономном питании его позволяет осуществить плавное и экономичное регулирование скорости в значительном диапазоне с помощью относительно простого и надежного преобразовательного устройства; она наиболее целесообразна для мощных тихоходных приводов, причем одна из машин агрегата выбирается с большим числом полюсов, приблизительно соответствующим номинальной скорости механизма, а другая — с числом полюсов, равным двум. С целью уменьшения габаритов привода и его веса можно обе машины объединить в однокорпусном агрегате. При вентиляторной нагрузке представляется возможным с целью увеличения коэффициента мощности привода регулировать напряжение синхронного генератора.

Общие весовые показатели системы могут быть значительно снижены за счет использования быстроходного синхронного генератора (3 000—6 000 об/мин).

К недостаткам системы можно отнести уменьшение перегрузочной способности агрегата по сравнению с перегрузочной способностью машины с большим числом полюсов. Этот недостаток в известной мере может быть устранен за счет уменьшения реактивных сопротивлений рассеяния при соответствующем конструировании машины с малым числом полюсов. Кроме того, как и в обычном вентильном каскаде, коэффициент мощности привода не высок, что приводит к некоторому увеличению установленной мощности синхронного генератора.

Магнитное поле якоря в зазоре явнополюсной синхронной машины с массивным ротором в асинхронных режимах

Доктор техн. наук А. И. ВАЖНОВ, канд. техн. наук В. В. ПОПОВ и М. И. ТОКОВ

Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина

Распределение магнитного поля в зазоре синхронной машины является важной ее характеристикой, определяющей активные и индуктивные сопротивления, электромагнитную мощность и момент, а также некоторые виды потерь. Наиболее полно этот вопрос рассмотрен применительно к симметричным синхронным режимам в [Л. 1]. Известно, что в случае отсутствия вихревых токов в роторе форма поля в зазоре определяется однозначно геометрическими размерами.

Для асинхронных режимов работы явнополюсных синхронных машин с массивными полюсами вопрос о характере магнитного поля в воздушном зазоре изучен недостаточно. Более того, некоторые авторы при его рассмотрении исходят из ошибочного предположения о неизменности формы поля в зазоре [Л. 2 и 3]. Однако нетрудно убедиться, что наличие вихревых токов в массиве ротора (динамическая задача) существенно изменяет картину поля.

Для удобства анализа магнитного поля якоря в зазоре синхронной машины при асинхронном режиме целесообразно рассматривать продольную и поперечную его составляющие, которые пульсируют с частотой f_1s , где f_1 — частота тока статора, s — скольжение ротора.

Воспользуемся понятием о комплексной амплитуде индукции в зазоре, под которой будем понимать временной комплекс, изображающий нормальную составляющую вектора индукции пульсирующего магнитного поля якоря на поверхности гладкого статора.

Очевидно, при решении динамической задачи модуль B_m и аргумент β' комплексной амплитуды в зазоре $\dot{B}_m$ будут зависеть от места расположения точки x , в которой определяется индукция

$$\dot{B}_m(x) = B_m(x) e^{-j\beta'(x)} = B_m(x) \cos [\beta'(x)] - jB_m(x) \sin [\beta'(x)] = B_{mA}(x) - jB_{mR}(x).$$

Введение понятия о комплексной амплитуде индукции позволяет воспользоваться теми же приемами и методами, которые разработаны и получили широкое распространение при исследовании поля якоря в синхронных режимах. Для этого достаточно распространить понятия о соответствующих коэффициентах на случай, когда поле характеризуется комплексной амплитудой индукции. При этом достигается общность и единство метода анализа поля якоря в зазоре синхронной машины независимо от режима ее работы.

Имея в виду сказанное, представим распределение индукции поля якоря в зазоре в виде ряда пространственных гармоник. В динамической задаче вещественная и мнимая части комплексной амплитуды индукции будут представлены самостоятельными рядами, объединяя которые нетрудно получить ряд для комплексной амплитуды индукции

в зазоре:

$$\begin{aligned} \dot{B}_m(x) &= \sum_{v=2k+1}^{\infty} \dot{B}_{vm} \cos v\pi \frac{x}{\tau} = \\ &= \sum_{v=2k+1}^{\infty} B_{vm} e^{-j\beta'_v} \cos v\pi \frac{x}{\tau}, \end{aligned} \quad (1)$$

где x — пространственная координата, отсчитываемая вдоль окружности ротора от оси поля; v — порядок гармоники ($k=0, 1, 2, \dots$); B_{vm} — амплитуда v -й пространственной гармоники; β'_v — фазовый угол сдвига комплексной амплитуды v -й пространственной гармоники относительно возбуждающей н. с. статора.

Выделим в (1) величины, в явной форме характеризующие значение и форму поля:

$$\begin{aligned} \dot{B}_m(x) &= \dot{B}_{1m} \sum_{v=2k+1}^{\infty} k_v \cos v\pi \frac{x}{\tau} = \\ &= \dot{B}_{1m} \sum_{v=2k+1}^{\infty} k_v e^{-j\beta_v} \cos v\pi \frac{x}{\tau}, \end{aligned} \quad (2)$$

где

$$k_v = \frac{B_{vm}}{B_{1m}}, \quad \beta_v = \beta'_v - \beta'_{1v}.$$

Из (2) следует, что коэффициенты поля k_v при асинхронном режиме будут комплексными. Изложенное, очевидно, в равной мере относится как к продольному, так и к поперечному полям якоря. Условимся в дальнейшем коэффициенты, характеризующие продольное или поперечное поле якоря, снабжать соответственно индексами d или q .

Следствием взаимного сдвига по фазе отдельных гармонических кривой поля может явиться несовпадение по фазе полного потока и его 1-й гармонической. Действительно, с учетом (2)

$$\dot{\Phi}_m = 2l \int_0^{\tau/2} \dot{B}_m(x) dx = \dot{\Phi}_{1m} \sum_{v=2k+1}^{\infty} \frac{k_v}{v} \sin v \frac{\pi}{2}, \quad (3)$$

где l — длина машины; $\dot{\Phi}_{1m} = \frac{2}{\pi} l \tau \dot{B}_{1m}$ — комплексная амплитуда 1-й гармонической потока.

Следовательно, коэффициент формы потока k_Φ , определяемый как отношение комплексной амплитуды полного потока к комплексной амплитуде его 1-й гармонической, будет также величиной комплексной.

Из (3) видно, что изменение комплексной амплитуды полного потока якоря $\dot{\Phi}_m$ в динамической задаче по сравнению со статической обусловлено двумя факторами: изменением комплексной

амплитуды 1-й гармонической потока $\dot{\Phi}_{1m}$; изменением формы поля в зазоре, характеризуемой коэффициентом k_Φ .

Изменение комплексной амплитуды потока $\dot{\Phi}_{1m}$ (и индукции $\dot{B}_{1m}$) можно характеризовать коэффициентом реакции вихревых токов:

$$\dot{k}_{r1} = \frac{\dot{\Phi}_{1m}}{\dot{\Phi}_{1m0}} = \frac{B_{1m} e^{-j\beta'_{11}}}{B_{1m0}} = k_{r1} e^{-j\beta'_{11}}, \quad (4)$$

где Φ_{1m0} и B_{1m0} — соответственно поток и амплитуда 1-й пространственной гармоники поля в статической задаче.

Представляет интерес выяснить общий характер результирующего поля. Мгновенные значения индукции продольного $B_d(x^p, t)$ и поперечного $B_q(x^p, t)$ полей в точке x^p в момент времени t , отнесенные к общей системе координат на роторе, равны:

$$B_d(x^p, t) = \operatorname{Re} \left[\sum_{v=2k+1}^{\infty} \dot{B}_{dvm} e^{j\omega t} \cos v\pi \frac{x^p}{\tau} \right] = \sum_{v=2k+1}^{\infty} B_{dvm} \cos(\omega t - \beta'_{dv}) \cos v\pi \frac{x^p}{\tau}; \quad (5)$$

$$B_q(x^p, t) = \operatorname{Re} \left[\sum_{v=2k+1}^{\infty} \dot{B}_{qvm} e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)} \sin v\pi \frac{x^p}{\tau} \right] = \sum_{v=2k+1}^{\infty} B_{qvm} \sin(\omega t - \beta'_{qv}) \sin v\pi \frac{x^p}{\tau}. \quad (6)$$

Суммируя эти индукции, получим ряд для фактической индукции в указанной точке:

$$B(x^p, t) = B_d(x^p, t) + B_q(x^p, t) = \sum_{v=2k+1}^{\infty} B_v(x^p, t),$$

причем

$$B_v(x^p, t) = B_{Fvm} \sin \xi_{Fv}^p + B_{Bvm} \sin \xi_{Bv}^p, \quad (7)$$

где амплитуды прямо- и обратнбегающей волн соответственно равны:

$$B_{Fvm} = \frac{1}{2} \sqrt{B_{dvm}^2 + B_{qvm}^2 + 2B_{dvm} B_{qvm} \cos(\beta'_{dv} - \beta'_{qv})};$$

$$B_{Bvm} = \frac{1}{2} \sqrt{B_{dvm}^2 + B_{qvm}^2 - 2B_{dvm} B_{qvm} \cos(\beta'_{dv} - \beta'_{qv})};$$

$$\xi_{Fv}^p = \omega t - v\pi \frac{x^p}{\tau} + \gamma_{Fv}, \quad \xi_{Bv}^p = \omega t + v\pi \frac{x^p}{\tau} + \gamma_{Bv},$$

а начальные фазы определены равенствами:

$$\operatorname{tg} \gamma_{Fv} = \frac{B_{dvm} \cos \beta'_{dv} + B_{qvm} \cos \beta'_{qv}}{B_{dvm} \sin \beta'_{dv} + B_{qvm} \sin \beta'_{qv}};$$

$$\operatorname{tg} \gamma_{Bv} = \frac{B_{dvm} \cos \beta'_{dv} - B_{qvm} \cos \beta'_{qv}}{B_{dvm} \sin \beta'_{dv} - B_{qvm} \sin \beta'_{qv}}.$$

Очевидно, необходимым и достаточным условием отсутствия обратнбегающих полей является равенство комплексных амплитуд соответствующих гармонических индукции продольного и поперечного полей.

Полученные выражения записаны в системе координат ротора и в них под ω следует подразумевать угловую частоту пульсаций потока относительно ротора, а координата x^p отсчитывается от середины полюса ротора. Для вычисления э. д. с., индуцируемой в обмотке статора, необходимо эти же выражения записать через статорную координату x^c . Примем за начало отсчета такую точку на статоре, с которой совпадает начало роторной системы координат при $t=0$. Тогда выражение для индукции, отнесенное к координате статора, имеет вид уравнения (7), если в нем заменить ξ_{Fv}^p , ξ_{Bv}^p на ξ_{Fv}^c , ξ_{Bv}^c , которые с учетом соотношения $\omega = \omega_1$ равны:

$$\xi_{Fv}^c = [v - (v-1)s] \omega_1 t - v\pi \frac{x^c}{\tau} + \gamma_{Fv};$$

$$\xi_{Bv}^c = [-v + (v+1)s] \omega_1 t + v\pi \frac{x^c}{\tau} + \gamma_{Bv}.$$

Эти выражения определяют угловые частоты v -й гармоники прямо- ω_{Fv} и обратнбегающего ω_{Bv} полей относительно обмотки статора:

$$\left. \begin{aligned} \omega_{Fv} &= \omega_1 \frac{v - (v-1)s}{v} = \omega_1 k_{sFv}; \\ \omega_{Bv} &= \omega_1 \frac{v - (v+1)s}{v} = \omega_1 k_{sBv}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где

$$k_{sFv} = \frac{v - (v-1)s}{v}, \quad k_{sBv} = \frac{v - (v+1)s}{v}.$$

Из (8) следует, что прямо- и обратнбегающая волны каждой гармоники поля индуцируют в обмотке статора э. д. с., частоты которых f_{Fv} и f_{Bv} могут принимать различные значения в зависимости от скольжения (кроме прямобегающей волны 1-й гармоники, для которой при любом s значение $f_{F1} = f_1$).

Если обмотка статора питается от сети бесконечной мощности, то источники э. д. с., частоты которых f_{Fv} и f_{Bv} , отличны от f_1 , оказываются замкнутыми накоротко через сеть, и должны были бы вызывать в обмотке статора соответствующие токи, которые своей реакцией ослабили бы создавшие их поля. Однако обмотка статора является весьма хорошим фильтром гармонических за счет распределения и укорочения ее шага. Поэтому в первом приближении можно считать, что рассматриваемые поля развиваются в машине так же, как это было бы при разомкнутой обмотке статора. Это дает основание использовать в нагрузочных режимах коэффициенты поля k_v , определенные без учета реакции токов в обмотке якоря.

Из изложенного следует, что в асинхронных режимах синхронных машин магнитное поле якоря в зазоре может быть полностью охарактеризовано теми же коэффициентами (k_v , k_Φ), что и для синхронных режимов. Однако, поскольку указанные коэффициенты в динамической задаче оказываются комплексными, это приводит к удвоению величин,

характеризующих поле, по сравнению со статической задачей. Кроме того, увеличивается и количество параметров, от которых эти величины зависят. Так, если в статической задаче число таких параметров можно было практически ограничить тремя (α , Δ_δ и Δ_τ), то в динамической задаче добавляются новые независимые параметры: частота пульсаций поля f , удельная проводимость γ и относительная магнитная проницаемость материала ротора μ_r , абсолютные размеры ротора и т. д.

Если принять во внимание, что некоторые из перечисленных параметров (f , μ_r) изменяются в широких пределах, то, очевидно, что составление «сетки кривых» для вышеуказанных коэффициентов, является трудоемкой задачей.

Коэффициенты поля k_α , k_ϕ , $k_{\tau 1}$ —, как следует из определения, могут быть найдены, если известна картина поля в зазоре. Определение картины магнитного поля в зазоре явнополюсной синхронной машины, как известно, представляет большие математические трудности и аналитическое решение подобной задачи в настоящее время не представляется возможным. Однако использование счетно-решающей и моделирующей техники позволяет получать численные решения с приемлемой для инженерных расчетов точностью. Среди многообразия вычислительных методов и средств для решения задач теории поля наиболее экономичным и доступным, с точки зрения затрат машинного оборудования, является моделирование посредством электрических сеток. Этот метод был принят в работе, описываемой в настоящей статье. Исследование проводилось на двух сопряженных сеточных моделях типа МСМ-1, с общим числом узловых точек около 1000.

Исследование переменного магнитного поля якоря в зазоре явнополюсной синхронной машины с массивным ротором производилось при следующих исходных предположениях:

электромагнитное поле по длине активной части машины плоскопараллельно;

магнитная проницаемость стали полюсов ротора конечна и постоянна, а статора и остальных элементов магнитопровода принята бесконечно большой;

поверхность статора принималась гладкой и ее кривизна также не учитывалась; исследуемый участок спрямлялся по дуге статора.

Таким образом, исследовалось плоскопараллельное вихревое электромагнитное поле, возбуждаемое первой пространственной гармоникой н. с. статора, в области: воздушный зазор — массивные полюса.

При использовании электрических сеток целесообразно моделировать уравнения пульсирующего вихревого электромагнитного поля, записанные относительно комплексной амплитуды векторного потенциала $\dot{A}(x, y)$ магнитного поля. В этом случае аналогия между $\dot{A}$ и комплексной амплитудой на модели $\dot{U}$ обеспечивается построением RC-сетки. Методика построения таких сеток с учетом специфических особенностей исследуемого поля достаточно подробно разработана и изложена в [Л 4].

Моделированием возможно найти значения комплексной амплитуды векторного потенциала $\dot{A}(x, y)$ в любых точках исследуемой области. Для исследования поля якоря в зазоре достаточно определить комплексные амплитуды векторного потенциала на поверхности статора $\dot{A}(x^p)$ и производные $\frac{\partial \dot{A}(x^p)}{\partial x^p}$ охарактеризуют распределение комплексной амплитуды индукции, откуда затем могут быть найдены пространственные гармоники поля в зазоре. Однако по соображениям точности целесообразно предварительно найти пространственные гармоники комплексной амплитуды векторного потенциала. При этом выделение указанных гармоник должно быть проведено отдельно как для вещественных, так и мнимых составляющих $\dot{A}(x^p)$. Затем определяются пространственные гармоники комплексной амплитуды индукции в виде (1).

Выделение пространственных гармоник поля в зазоре весьма трудоемко. Поэтому на сеточной модели непосредственно определялось только распределение $\dot{A}(x^p)$ на поверхности статора. Последующая обработка результатов, заключающаяся в определении пространственных гармоник комплексной амплитуды индукции, включительно до 11-й, производилась на ЦВМ. Исследование поля производилось для ряда вариантов геометрии ротора синхронной машины, указанных в таблице.

№ варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
α	0,6	0,6	0,6	0,6	0,75	0,75	0,75	0,75	1,0	1,0
Δ_δ	2,0	1,5	2,0	1,5	2,0	1,5	2,0	1,5	1,0	1,0
Δ_τ	0,03	0,03	0,07	0,07	0,03	0,03	0,07	0,07	0,03	0,07

Картина поля в каждом из вариантов определялась для различных значений относительной магнитной проницаемости стали полюса μ_r при изменении частоты пульсирующего поля f от 0 до 50 гц. Результаты гармонического анализа поля якоря, полученные на модели при $f=0$ сопоставлялись с аналогичными результатами, изложенными в [Л 1]. Совпадение коэффициентов оказалось весьма хорошим, особенно при больших значениях магнитной проницаемости стали полюса.

Анализ точности моделирования динамической задачи, учитывающей влияние вихревых токов [Л 4], показывает, что погрешность моделирования не превосходит $\pm 3\%$. При моделировании динамической задачи для цилиндрического ротора (рис. 1), а также при моделировании статических задач для явнополюсного ротора, погрешность моделирования оказывается менее $\pm 2\%$.

На рис. 1 и 2 представлены частотные зависимости модуля и аргумента $k_{\tau 1}$ для продольного и поперечного поля якоря при разомкнутой обмотке возбуждения.

На рис. 1 символами $\blacktriangle$ обозначены значения $k_{\tau 1}$ для ротора (вариант 9) с $\mu_r=100$ полученных моделированием и вычисленные на основе аналитического решения уравнений электромагнитного поля [Л 5].

Из анализа представленных зависимостей видно, что из размеров, характеризующих конфигура-

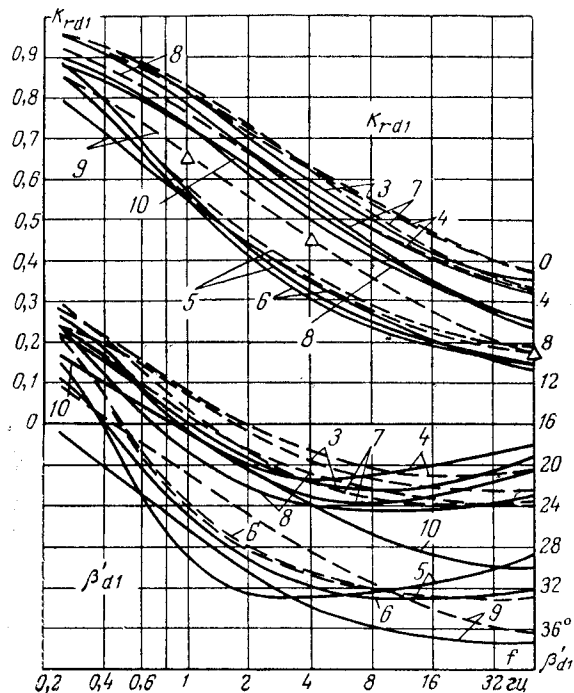


Рис. 1. Зависимости модуля k_{r1d} и аргумента β'_{d1} от частоты.
— $\mu_r=30$; ---- $\mu_r=100$.

цию полюса и величину воздушного зазора, наибольшее влияние на k_{r1} оказывают Δ_z и α . При этом влияние конфигурации полюса более значительно в случае поперечного поля якоря. Влияние магнитной проницаемости стали полюса на k_{r1} существенно зависит от частоты пульсирующего поля и оказывается более значительным при поперечном поле якоря. Представленные кривые могут служить исходными зависимостями при определении основной гармоники поля якоря в динамической задаче.

Следует заметить, что величину k_{r1} для явнополюсной машины обычно рекомендуется определять по формулам, полученным на основе решения уравнений электромагнитного поля для цилиндрического ферромагнитного ротора [Л. 6].

Из сопоставления кривых (рис. 1 и 2) следует, что учет реальной геометрии ротора может привести к существенной ошибке в определении k_{r1} , а следовательно, и основной гармоники поля якоря.

Изменение гармонического состава поля якоря в динамической задаче, обусловленное наличием вихревых токов в массиве полюса, будем соответственно характеризовать относительными значениями приращений коэффициентов поля $k_v^* = k_v^* e^{-l\beta_v^*}$ и формы потока $k_\Phi^* = k_\Phi^* e^{-l\varphi^*}$, определяемыми соотношениями:

$$k_v^* = \frac{|k_v|}{k_{v_0}} - 1, \quad k_\Phi^* = \frac{|k_\Phi|}{k_{\Phi_0}} - 1$$

и

$$\beta_v^* = \frac{\beta_v}{\beta_v(f=50\text{Гц})}, \quad \varphi^* = \frac{\varphi}{\varphi(f=50\text{Гц})},$$

где k_v , k_Φ и k_{v_0} , k_{Φ_0} — соответственно значения коэффициентов поля и формы потока в динамической и

статической задачах, а $\beta_v(f=50\text{Гц})$ и $\varphi_{f=50\text{Гц}}$ — соответственно значения аргументов упомянутых коэффициентов при частоте f равной 50 Гц.

Анализ частотных зависимостей относительных значений коэффициентов поля показывает, что эта зависимость оказывается существенной для 3-й и 5-й гармоник поля якоря и незначительной для гармоник более высокого порядка. Кроме того, оказалось, что влияние величины воздушного зазора и конфигурации полюса на k^* , весьма незначительно, особенно в случае продольного поля якоря. Поэтому на рис. 3 представлены средние значения коэффициентов поля, отличающиеся от найденных для исследуемых вариантов не более чем на $\pm 12\%$ в случае продольного поля. Влияние магнитной проницаемости стали полюса оказывается существенным только в отношении 3-й гармоники поля якоря и незначительным для гармоник более высокого порядка. По этой причине на рис. 3 представлены средние значения $k_{\Phi_3}^*$, отличающиеся от найденных для исследованных значений магнитной проницаемости стали полюса не более чем на $\pm 15\%$.

Частотная зависимость относительных значений коэффициентов формы потока, как показывают проведенные исследования, проявляется незначительно; также незначительным является влияние величины воздушного зазора, конфигурации полюса и его магнитной проницаемости. Поэтому представленные на рис. 3 частотные зависимости k_Φ^* и φ^* являются средними, отличающимися от найденных для всех исследуемых вариантов и значений μ_r не более, чем на $\pm 3\%$. Как следует из рис. 3, α (кривые 6, 7), изменение модулей коэффициентов $k_{\Phi d}$ и $k_{\Phi q}$ при изменении частоты от 0 до 50 Гц не превосходит 5%, а их аргументы при $f=50\text{Гц}$ равны соответственно 3,5 и $-4,1^\circ$. Это

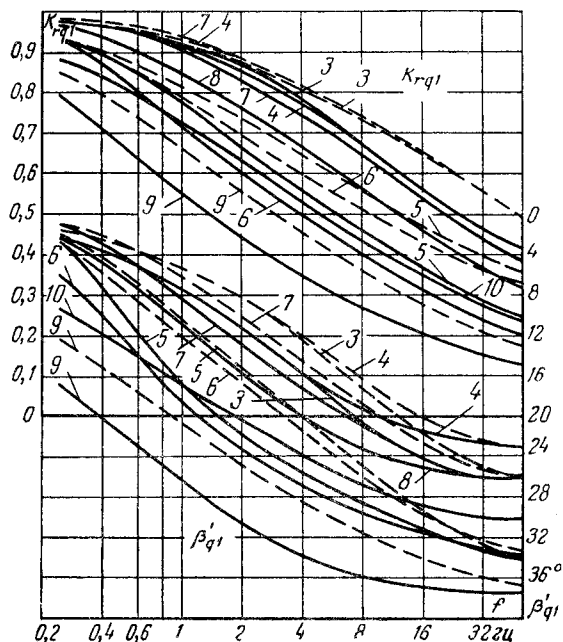


Рис. 2. Зависимости модуля k_{r1q} и аргумента β'_{q1} от частоты.
— $\mu_r=30$; ---- $\mu_r=100$.

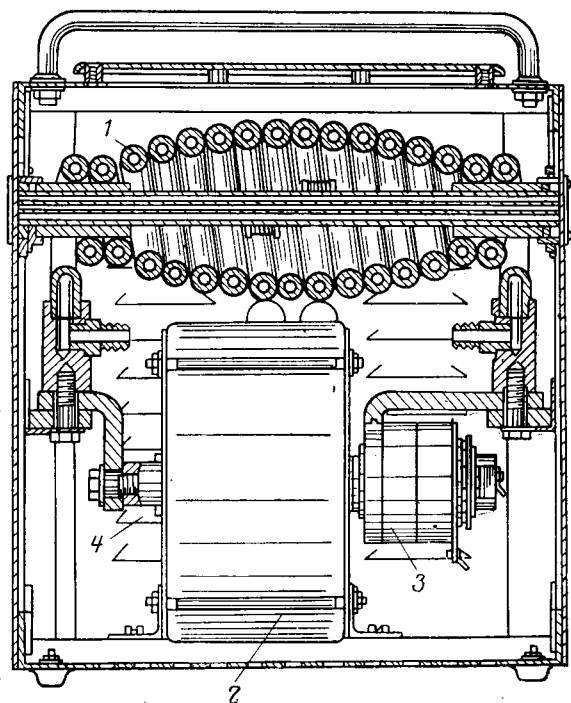


Рис. 1.

пературный градиент в соленоиде, что особенно важно для магнитоизмерительных устройств.

При расчете и конструировании таких намагничивающих устройств наибольшие трудности представляет анализ однородности поля однослойной эллипсоидальной обмотки, выполненной трубчатым проводником относительно большого сечения. Разложение поля на сферические гармоники, выраженные через полиномы Лежандра, и отыскание геометрических размеров сечения обмотки, для которых коэффициенты первых членов разложения обращаются в нуль [Л. 6], при анализе однородности поля сопряжено с большими математическими трудностями, так как даже для простейшего случая — колец Гельмгольца с обмоткой прямоугольного сечения — аналитическая форма коэффициентов при членах разложения, обращающихся в нуль, очень сложна [Л. 7]. Такая сложность анализа для рассматриваемых устройств не оправдана, поскольку к ним предъявляется ограниченное требование однородности поля (не хуже 1%).

Поэтому для решения поставленной задачи предлагается упрощенный метод анализа, основанный на принципе средних геометрических расстояний. Согласно этому принципу магнитное поле в некоторой точке, лежащей вне реального контура постоянного сечения, равно полю линейного контура с тем же током, являющегося геометрическим местом средних геометрических расстояний от этой точки до поперечных сечений реального контура. Поскольку среднее геометрическое расстояние кольца от точки равно расстоянию от нее до центра кольца, виток трубчатого провода может быть заменен линейным контуром, расположенным по геометрической оси провода витка. Такая замена достаточно строго эквивалентна только для уединенного витка с постоянной плотностью тока по

сечению. В реальном соленоиде с массивными витками можно ожидать некоторого смещения магнитной оси витков от геометрической вследствие неравномерности распределения плотности тока по сечению за счет поверхностного эффекта и эффекта близости. Последний связан с тем, что прилегающие части смежных витков сцеплены с большим магнитным потоком и максимум плотности тока наблюдается в наиболее удаленных друг от друга элементах поперечного сечения смежных витков.

Проведем анализ методом предварительных упрощений, коррективы к которым будут внесены экспериментальным исследованием реальной конструкции. Ограничимся рассмотрением обмотки с пренебрежимо малым поверхностным эффектом в витках, что обеспечивается при диаметре витков $d < 2\delta$ (δ — глубина проникновения поля в виток). Примем упрощающие допущения о равномерном распределении плотности тока по сечению трубчатого проводника и отсутствии краевых эффектов, вносимых полем крайних витков и токовыводов. Принятые упрощения не лишены практических оснований: опыт конструирования соленоидов сильных полей показывает, что на низких частотах пренебрежение поверхностным эффектом и эффектом близости мало сказывается на точности расчета, когда толщина обмотки меньше глубины проникновения тока [Л. 8]. Заменяем теперь в соответствии с принципом средних геометрических расстояний трубчатый проводник линейным, расположенным по геометрической оси трубчатого и несущим тот же ток. Следующим упрощением будет замена линейной эллипсоидальной обмотки фиктивной системой цилиндрических спиральных контуров, имеющих тот же шаг витков и радиусы, равные средним радиусам эллиптических слоев, вокруг которых делают полный оборот витки эллипсоидальной обмотки. Очевидно, что поле эллипсоидальной линейной обмотки более однородно, чем поле фиктивной системы цилиндрических спиральных витков. Следовательно, определив влияние спиральности витков на однородность поля фиктивной системы, мы оценим сверху однородность поля эллипсоидальной обмотки. Рассмотрим вначале влияние шага намотки на аксиальную составляющую поля уединенного спирального цилиндрического линейного витка. В цилиндрической системе координат с осью ox , перпендикулярной плоскости витка, и началом, расположенным в центре, виток радиуса r с шагом намотки $2p$ описывается уравнениями:

$$x = \frac{p}{\pi} \theta; \quad y = r \sin \theta; \quad z = r \cos \theta.$$

По закону Био — Савара $\vec{H} = I \oint \frac{[d\vec{l} \times \vec{r}]}{r^3}$ составляющие магнитного поля спирального витка в точке x на оси ox выражаются в виде:

$$H_x = I \oint \frac{p_y dz - p_z dy}{r^3}; \quad H_y = I \oint \frac{p_x dy - p_y dx}{r^3};$$

$$H_z = I \oint \frac{p_z dx - p_x dz}{r^3},$$

где

$$r = \sqrt{p_x^2 + p_y^2 + p_z^2};$$

$$\rho_x = \frac{p\theta}{\pi} + x; dl_x = \frac{p}{\pi} d\theta;$$

$$\rho_y = r \sin \theta; dl_y = r \cos \theta d\theta;$$

$$\rho_z = r \cos \theta; dl_z = -r \sin \theta d\theta.$$

Здесь p — полушаг намотки, равный в рассматриваемом случае внешнему радиусу поперечного сечения трубчатого проводника $r_{\text{т.п.}}$.

Подставляя значения составляющих $\bar{\rho}$, $\bar{dl}$, выраженные через r , и интегрируя по контуру в пределах от $+\pi$ до $-\pi$, получим:

$$|H_x| = \frac{I}{r} \int_{-\pi}^{+\pi} \frac{d\theta}{\left[1 + \left(\frac{p}{r} \frac{\theta}{\pi} + \frac{x}{r}\right)^2\right]^{3/2}} = \frac{I}{r} |g_x|;$$

$$|H_y| = \frac{I}{r} \int_{-\pi}^{+\pi} \frac{\left(\frac{p}{r} \frac{\theta}{\pi} + \frac{x}{r}\right) \cos \theta - \frac{p}{r} \frac{\sin \theta}{\pi}}{\left[1 + \left(\frac{p}{r} \frac{\theta}{\pi} + \frac{x}{r}\right)^2\right]^{3/2}} d\theta = \frac{I}{r} |g_y|;$$

$$|H_z| = \frac{I}{r} \int_{-\pi}^{+\pi} \frac{\frac{p}{r} \frac{\cos \theta}{\pi} + \left(\frac{p}{r} \frac{\theta}{\pi} + \frac{x}{r}\right) \sin \theta}{\left[1 + \left(\frac{p}{r} \frac{\theta}{\pi} + \frac{x}{r}\right)^2\right]^{3/2}} d\theta = \frac{I}{r} |g_z|,$$

где безразмерные величины

$$\begin{aligned} g_x &= \frac{\pi r}{p} \left(\frac{x+p}{\sqrt{r^2 + (x+p)^2}} - \frac{x-p}{\sqrt{r^2 + (x-p)^2}} \right); \\ g_y &= \frac{\pi r^2}{p} \left(\frac{1}{\sqrt{r^2 + (x+p)^2}} - \frac{1}{\sqrt{r^2 + (x-p)^2}} \right) + \\ &+ \sum_{m=0}^{\infty} \left(\frac{p}{\pi r} \right)^{2m} \frac{P_{2m+1}(\beta)}{\left(1 + \frac{x^2}{r^2}\right)^{m+1}} C_{2m+1} \times \\ &\times \left[1 + \left(\frac{p}{\pi r} \right)^2 (2m+2) \left(1 - \beta \frac{P_{2m+2}(\beta)}{P_{2m+1}(\beta)} \right) \right]; \\ g_z &= -\frac{p}{\pi r} g_x + \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{p}{\pi r} \right)^{2m+1}}{\left(1 + \frac{x^2}{r^2}\right)^{\frac{2m+1}{2}}} C_{2m+1} \times \\ &\times \left[P_{2m}(\beta) - \beta P_{2m+1}(\beta) - \frac{2m+2}{1 + \frac{x^2}{r^2}} P_{2m+2}(\beta) \right]; \\ C_{2m+1} &= 2(2m+1)! \left[\frac{\pi^{2m+1}}{(2m+1)!} - \right. \\ &\left. - \frac{\pi^{2m-1}}{(2m-1)!} + \dots + (-1)^m \pi \right]. \end{aligned}$$

Здесь $P(\beta)$ — полиномы Лежандра от аргумента $\beta = \frac{x}{\sqrt{r^2 + x^2}}$.

Будем характеризовать искажение поля витка, вносимое его спиральностью, величинами: ξ — направляющий косинус вектора поля витка; γ — отношение аксиальных составляющих поля витка в точках на оси и в центре витка; ζ — отношение акси-

альных составляющих цилиндрического спирально-го и кругового витков равного радиуса.

Выражения для этих величин будут иметь вид:

$$\xi = \frac{H_x}{|H|} = \frac{g_x}{\sqrt{g_x^2 + g_y^2 + g_z^2}};$$

$$\gamma = \frac{H_x\left(\frac{p}{r}; \frac{x}{r}\right)}{H_x\left(\frac{p}{r}; 0\right)};$$

$$\zeta = \frac{H_x\left(\frac{p}{r}; \frac{x}{r}\right)}{H_x\left(0; \frac{x}{r}\right)}.$$

В элементарных функциях выражается только g_x , поэтому значения ξ , γ , ζ рассчитывались на ЦВМ.

Интервалы и шаг определения p/r выбираются по соображениям технологического характера. Действующей нормалью приборостроения для медных труб $d = 3 \div 18$ мм предусмотрен минимальный допустимый радиус холодного изгиба, равный $2d$, а при изгибе с термообработкой — d .

Соответственно минимальный радиус линейного контура r принимается равным $3r_{\text{т.п.}}$ и максимальный относительный полушаг намотки $\left(\frac{p}{r}\right)_{\text{max}} = \frac{r_{\text{т.п.}}}{3r_{\text{т.п.}}} = 0,333$. Минимальный полушаг принимаем $\left(\frac{p}{r}\right)_{\text{min}} = 0,091$. Выбираем интервал $0 \leq \frac{x}{r} \leq 10$.

На рис. 2, 3 и 4 представлены графики $\gamma\left(\frac{p}{r}; \frac{x}{r}\right)$; $\xi\left(\frac{p}{r}; \frac{x}{r}\right)$ и $\zeta\left(\frac{p}{r}; \frac{x}{r}\right)$, построенные по результатам расчета на ЦВМ. Из графиков γ видно, что в принятом интервале $\frac{p}{r}$ и интервале $0 \leq \frac{x}{r} \leq 4,5$, где величина напряженности поля спадает

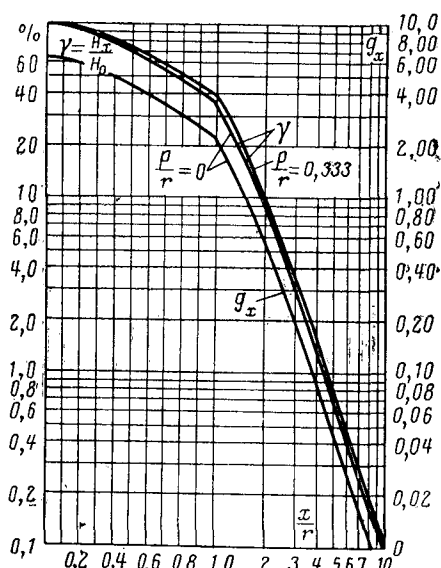


Рис. 2.

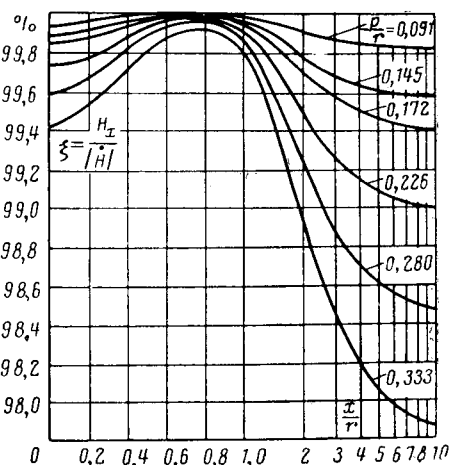


Рис. 3.

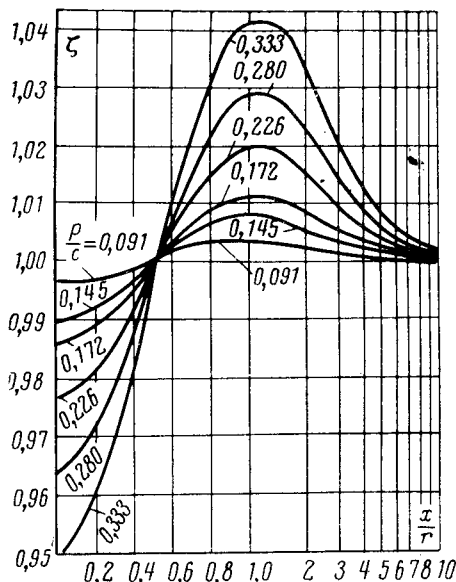


Рис. 4.

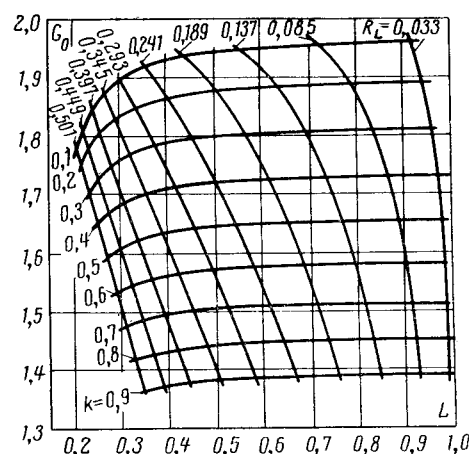


Рис. 5

до 1%, от H_0 максимальная разность ординат кривых распределения поля спирального и кругового контуров равного радиуса не превышает 3%. Из графиков ξ следует, что в тех же интервалах $\frac{p}{r}$ и $\frac{x}{r}$ аксиальная составляющая напряженности поля отличается от модуля ее вектора не более, чем на 1,9%.

Эти результаты позволяют заключить, что в инженерных расчетах величина и распределение поля по оси соленоида могут приближенно рассчитываться суперпозицией полей всех витков без учета их спиральности, что существенно сокращает объем вычислений. Для приближенных расчетов построена номограмма, представленная на рис. 5. Величина поля в центре соленоида определяется по формуле:

$$H_0 = \frac{\pi I n}{L} G_0 \left(\frac{R_L}{L}; k \right),$$

где I — ток в обмотке; n — число витков; L — длина полуоси соленоида; R_L — радиус крайних витков; k — коэффициент сжатия эллипсоида, на поверхности которого лежит ось трубчатого проводника. Безразмерная величина G_0 отсчитывается по оси ординат, а зона с однородностью поля не хуже 1% — по оси абсцисс.

Графики ζ , показывающие, что разность аксиальных составляющих спирального и кругового контуров может достигать 4%, позволяют оценить неоднородность поля, вносимую спиральностью витков. Для оценки составляющих поля в точках, не лежащих на оси вращения, заменим спиральный контур круговым того же радиуса, приписав ему распределение поля по оси такое же, как у спирального контура, и распространим на этот круговой контур выражение аксиальной и радиальной составляющих плоскомеридианного поля через поле на оси:

$$H_x(x, y) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(n!)^2} \left(\frac{y}{2} \right)^{2n} H_x^{(2n)}(x; 0);$$

$$H_y(x, y) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{n!(n+1)!} \left(\frac{y}{2} \right)^{2n+1} H_x^{(2n+1)}(x; 0).$$

Ограничиваясь членами не выше первого порядка, получим:

$$H_x(x, y) \approx H_x(x, 0) - \frac{y^2}{4} \frac{d^2 H_x(x, 0)}{dx^2} \approx$$

$$\approx \frac{I}{r} \left[g_x \left(\frac{p}{r}; \frac{x}{r} \right) - \frac{1}{4} \frac{y^2}{r^2} g''_x \left(\frac{p}{r}; \frac{x}{r} \right) \right];$$

$$H_y(x, y) \approx \frac{y}{2} \frac{dH_x(x, 0)}{dx} \approx \frac{1}{2} \frac{I}{r} \frac{y}{r} g'_x \left(\frac{p}{r}; \frac{x}{r} \right),$$

где g'_x и g''_x определяются по графикам рис. 6.

Численный анализ [однородности поля проведем для наиболее тяжелого случая: эллипсоидального со-

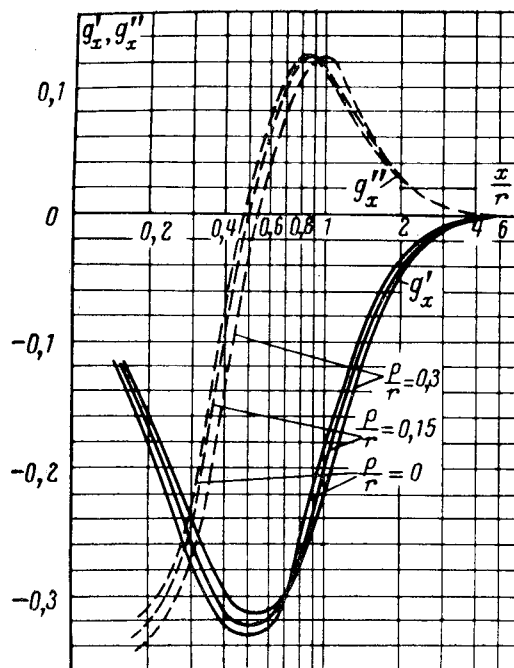


Рис. 6.

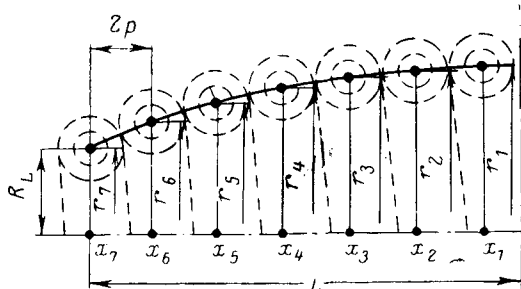


Рис. 7.

леноида, имеющего предельно допустимую спиральность краевых витков ($\frac{p}{r} = 0,333$). Предельный

диаметр медного проводника $d < 2\delta$, обеспечивающий отсутствие поверхностного эффекта в витках обмотки, определим по эмпирической формуле Кусковского [Л. 8].

$$\delta = 3(\alpha T)^{1/2} = 13,4 \text{ мм},$$

где δ — глубина проникновения тока в витке, мм; α — относительное сопротивление материала обмотки (за единицу принято электросопротивление меди); T — период тока, мсек. Остановимся на трубчатом проводе $d_{\text{т.п.}} = 18 \text{ мм}$ и по известной методике [Л. 9] выбираем геометрические размеры эллипсоидального соленоида: коэффициент сжатия образующей $k = 0,33$ и относительный радиус рабочего отверстия $\frac{R_L}{L} = 0,231$. Расчетная схема эллипсоидального соленоида, аппроксимированного системой цилиндрических круговых контуров, представлена на рис. 7. В таблице приведены результаты расчета параметров соленоида в центре ($x = 0$) (ввиду симметрии соленоида относительно экваториального сечения представлены данные только одной половины витков).

n	1	2	3	4	5	6	7
$x_n, \text{ мм}$	9	27	45	63	81	99	117
$r_n, \text{ мм}$	47,0	45,3	44,8	42,2	38,9	33,8	27,0
p/r_n	0,192	0,194	0,201	0,214	0,231	0,266	0,333
ζ_n	0,985	1,005	1,015	1,016	1,016	1,013	1,011
g_{xn}	5,950	4,000	2,200	1,040	0,500	0,204	0,070
$\frac{H}{I} = \frac{g_{xn}}{r_n}, \frac{\kappa a}{m}$	127,00	86,50	49,10	24,70	12,80	6,04	2,59
g'_{xn}	-0,154	-0,315	-0,213	-0,086	-0,038	-0,013	-0,003
g''_{xn}	-0,328	0,052	0,122	0,042	0,028	0,014	0,001

Применим неравенство Чебышева к конечным рядам $\zeta_1 \leq \dots \leq \zeta_5$; $\frac{g_{x1}}{r_1} \geq \dots \geq \frac{g_{x5}}{r_5}$ и неравенство Буняковского—Коши к рядам $\zeta_6 > \zeta_7$; $\frac{g_{x6}}{r_6} > \frac{g_{x7}}{r_7}$:

$$\frac{1}{5} \sum_{n=1}^5 \zeta_n \sum_{n=1}^5 \frac{g_{xn}}{r_n} > \sum_{n=1}^5 \zeta_n \frac{g_{xn}}{r_n};$$

$$\sqrt{\sum_{n=6}^7 \zeta_n \sum_{n=6}^7 \frac{g_{xn}}{r_n}} > \sum_{n=6}^7 \zeta_n \frac{g_{xn}}{r_n}.$$

Сложив эти неравенства и разделив обе части на $\sum_{n=1}^7 \frac{g_{xn}}{r_n}$, получим:

$$\frac{\frac{1}{5} \sum_{n=1}^5 \zeta_n \sum_{n=1}^5 \frac{g_{xn}}{r_n} + \sqrt{\sum_{n=6}^7 \zeta_n \sum_{n=6}^7 \frac{g_{xn}}{r_n}}}{\sum_{n=1}^7 \frac{g_{xn}}{r_n}} >$$

$$\frac{\sum_{n=1}^7 \zeta_n \frac{g_{xn}}{r_n}}{\sum_{n=1}^7 \frac{g_{xn}}{r_n}}.$$

Правая часть последнего неравенства представляет собой оценку неоднородности, вносимой спиральностью витков:

$$\frac{\sum_{n=1}^7 \zeta_n \frac{g_{xn}}{r_n}}{\sum_{n=1}^7 \frac{g_{xn}}{r_n}} = \frac{\sum_{n=1}^7 H_{xn}}{\sum_{n=1}^7 H_{xn}|_{p=0}} \Big|_{0,192 \leq \frac{p}{r_n} \leq 0,333} < 1,01.$$

Заметим, что неравенство $\zeta_{n+1} \geq \zeta_n$, строго выполняющееся для контуров 1—5, может быть распространено с погрешностью не более 0,5% на контуры 6—7, так что оценку неоднородности можно выразить в более простой форме через неравенство Чебышева:

$$\frac{\sum_{n=1}^7 \zeta_n \frac{g_{xn}}{r_n}}{\sum_{n=1}^7 \frac{g_{xn}}{r_n}} < \frac{\sum_{n=1}^7 \zeta_n}{n}.$$

Ордината y_x точки $x = 0$, ограничивающая область с однородностью аксиальной составляющей, не хуже 1% ($\frac{H_x(0, y)}{H_x(0, 0)} < 1,01$), определяется из уравнения:

$$H_x(0, y) = I \sum_{n=1}^n \frac{1}{r_n} \left[g_{xn} \left(\frac{p}{r}; \frac{x}{r} \right) - \frac{1}{4} \frac{y^2}{r_n^2} g''_{xn} \left(\frac{p}{r}; \frac{x}{r} \right) \right],$$

разделенного на $H_x(0, 0)$ и решенного относительно y :

$$y_x \leq \sqrt{\frac{0,04 \sum_{n=1}^n \frac{1}{r_n} g_{xn} \left(\frac{p}{r}; \frac{x}{r} \right)}{\sum_{n=1}^n \frac{1}{r_n^3} g''_{xn} \left(\frac{p}{r}; \frac{x}{r} \right)}} = 33,4 \text{ мм}.$$

Аналогичные расчеты, которые мы здесь не приводим, показали, что оценки, полученные для точки $x=0$, могут быть распространены на область x, y , где $\frac{H_x(x, 0) - H_x(0, 0)}{H_x(0, 0)} \leq 1\%$; $y \leq R_L$. Таким образом,

анализ, проведенный даже при таком упрощении, как замена эллипсоидальной обмотки системой цилиндрических спиральных контуров, подтверждает возможность создания поля с неоднородностью менее 1% в эллипсоидальном соленоиде, намотанном трубчатым проводником.

Для проверки результатов анализа, а также влияния поверхностного эффекта и эффекта близости на топографию поля были проведены многочисленные эксперименты, показавшие хорошее совпадение теоретических и экспериментальных данных.

В качестве примера приведем результаты экспериментального исследования топографии поля в эллипсоидальном соленоиде намагничивающего устройства, намотанного трубчатым проводником $d=18$ мм с внутренним диаметром крайних витков 30 мм и напряженностью поля 160 кА/м. Аксиальная и радиальные составляющие поля измерялись миниатюрным катушечным зондом диаметром 3 мм и шириной 1,5 мм. Значения э. д. с. зонда U_x ; U_y и U_z измерялись ламповым вольтметром первого класса. Расчетное распределение аксиальной составляющей H_{xp}/H_{0p} весьма мало отличается от экспериментально измеренного $U_x(x)/U_x(0)$, что указывает на пренебрежимо малое влияние поверхностного эффекта и эффекта близости. Более заметно сказывается влияние поля токоподводов, вызывающее смещение зоны однородности и рост радиальных составляющих у левого конца соленоида, где поле токоподвода складывается с полем соленоида. В точке $x=-100$ мм, где имеет место максимум $U_y=6,47$ мВ и $U_z=3,57$ мВ при $U_x=135,4$ мВ

$$\xi = \frac{U_x}{\sqrt{U_x^2 + U_y^2 + U_z^2}} = 0,9985.$$

Составляющие поля, измеренные в точках (x ; $y=-15$ мм) не отличаются от величин, измеренных на оси соленоида в пределах точности измерений $\pm 1\%$.

Выводы. 1. Эллипсоидальные соленоиды, намотанные трубчатым проводником, охлаждаемым проточной водой, и включенные во вторичную обмотку понижающего трансформатора, позволяют получить в вытянутых объемах магнитные поля промышленной частоты порядка 100—400 кА/м, что заставляет отказаться от распространенного взгляда на невозможность использования эллипсоидальных соленоидов для этой цели.

2. Упрощенный метод анализа поля однослойных эллипсоидальных соленоидов, намотанных трубчатым проводником, основанный на принципе средних геометрических расстояний, дает хорошее совпадение расчетных данных с экспериментальными при слабо выраженном поверхностном эффекте.

3. Численным анализом и экспериментально показано, что в однослойном эллипсоидальном соленоиде с отношением диаметра трубчатого проводника к длине обмотки, меньшим или равным 0,14, создается поле с однородностью не хуже 1%, а эффект близости и краевые эффекты мало сказываются на топографии поля.

Литература

1. Maxwell J. C., A Treatise on Electricity and Magnetism, Oxford, 1873, v. 2, 319.
2. Bitter F., New Developments in High—Magnetic Field—Research, Physics Today, 1961, v. 14, № 9.
3. Bitter F., Water Cooled Magnets. Rev. Scient. Instr., v. 33, 1962, № 3.
4. Кифер И. И., Испытание ферромагнитных материалов, Госэнергоиздат, 1962.
5. Могилевский В. М. и Талько-Гриневич П. П., Феррометр, Авторское свидетельство № 192937, кл. 21-е, 37/10, Бюллетень изобретений, 1967, № 6, Патент Франции № 1456464, 1967, Патент Италии № 742725, 1967, Патент США № 3358224, 1967.
6. Carret M. W., Axially Symmetric Systems for Generating and Measuring Magnetic Fields. J. of Applied Physics, v. 22, 1951, № 9.
7. Franzen W., Generation of Uniform Magnetic Fields by Means of Air—Cooled Coils. Rev. Scient. Instr., v. 33, 1962, № 9.
8. Kuskowski R. L., Nover T. W., Warshaw S. D., Design and Construction of a System of Pulsed Magnets, The rev. of Scient. Instr., v. 32, 1961, № 6.
9. Могилевский В. М., К выбору оптимальной намагничивающей системы для устройств непрерывного контроля металлических носителей магнитной записи, «Автометрия», 1966, № 3.

[3.3.1969]



Метод расчета магнитных цепей с воздушным зазором и распределенной н. с.

Доктор техн. наук, проф. Б. К. БУЛЬ

Московский энергетический институт

Практически важной задачей для современного аппаратостроения является разработка простого и достаточно точного метода расчета магнитных цепей. Предлагаемый метод расчета отличается от уже известных [Л. 1—9] сравнительно простыми расчетными формулами, которые учитывают магнитное сопротивление стали, размагничивающее действие электромагнитных экранов, рассеяние, поле выпучивания и пригодны для расчета цепей постоянного и переменного тока. Как показали опыты, метод расчета дает вполне удовлетворительные результаты при значениях магнитных индукций в сердечниках порядка 1,7—1,85 тл.

При выводе основных расчетных формул приняты следующие допущения и ограничения:

1. Удельная магнитная проводимость рассеяния g_s в пределах участка длины поля рассеяния принимается постоянной. В тех случаях, когда проводимость рассеяния G_s определяется по построенной картине поля [Л. 9], то удельная проводимость рассеяния находится из уравнения $g_s = 2 \frac{G_s}{l_s}$,

так как g_s в полученных нами расчетных уравнениях не приведена к полной н. с. катушки.

2. Удельные и полные магнитные сопротивления стали сердечников в пределах длины поля рассеяния остаются неизменными и определяются по среднему магнитному потоку.

3. При расчете магнитных цепей переменного тока изменение электрических и магнитных вели-

чин принимается синусоидальным. При желании влияние высших гармоник на параметры катушки возбуждения можно учесть, пользуясь работой автора [Л. 10].

4. Удельная н. с. по длине катушки принимается постоянной.

Вывод основных расчетных формул. Для наиболее распространенных магнитных цепей (рис. 1 и 2)

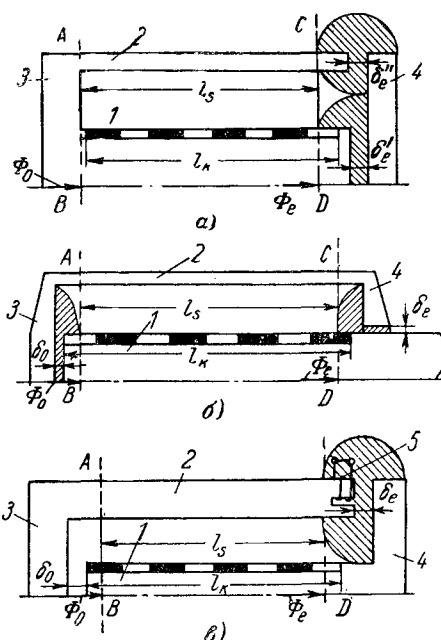


Рис. 2. Типы магнитных систем с воздушным зазором и распределенной н. с.

а — цилиндрическая магнитная система постоянного тока с плоским ярком; б — магнитная система постоянного тока броневых типа с втягивающимся сердечником; в — плоская магнитная система переменного тока с втягивающимся сердечником.

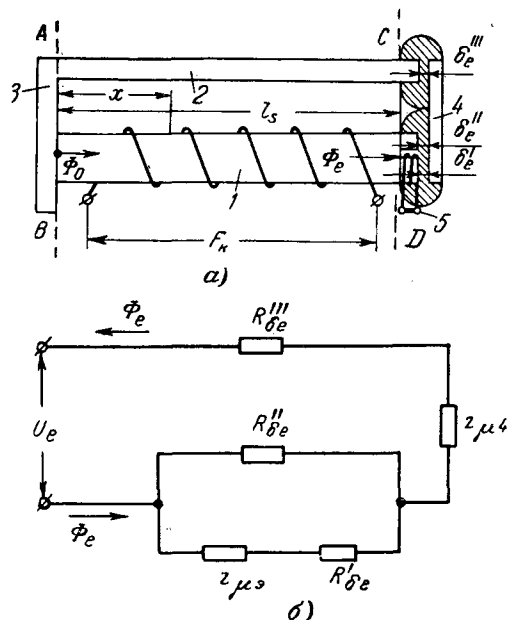


Рис. 1. Магнитная система переменного тока с воздушным зазором и распределенной н. с. (а) и схема замещения магнитных сопротивлений вблизи воздушного зазора (б).

можно отметить три характерные зоны: зону поля рассеяния между сердечниками 1 и 2 в пределах длины сердечников l_s (между сечениями АВ и CD на рис. 1 и 2); зону потока Φ_0 в ярме 3 (рис. 1, а и 2, а) или зону потока в пределах ярма 3 и границы поля выпучивания и рассеяния (до сечения АВ, рис. 2, б и в) и зону потока за пределами сечения CD, которая является границей между полем рассеяния и полем выпучивания и включает магнитное сопротивление воздушных зазоров с учетом поля выпучивания, магнитные сопротивления сердечника 4 и экрана 5 (рис. 1, а и 2, а и в). Потоки в каждой зоне изменяются по различным законам.

В общем случае для магнитных цепей переменного тока с воздушным зазором и распределенной н. с. (рис. 1, а или 2, в) для зоны поля рассеяния можно написать следующие дифференциальные

уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 \dot{U}_x}{dx^2} - g_s (\dot{z}'_{\mu 1} + \dot{z}'_{\mu 2}) \dot{U}_x &= 0; \\ \frac{d^2 \dot{\Phi}_x}{dx^2} + g \left[\frac{\dot{F}_K}{l_K} - (\dot{z}'_{\mu 1} + \dot{z}'_{\mu 2}) \dot{\Phi}_x \right] &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $\dot{U}_x$ и $\dot{\Phi}_x$ — разность магнитных потенциалов между сердечниками 1 и 2 и поток в сердечнике для координаты x (рис. 1, а);

g_s — суммарная удельная магнитная проводимость рассеяния между сердечниками 1 и 2 на длине l_s ;

$\dot{F}_K$ и l_K — н. с. и длина катушки;

$$\begin{aligned} \dot{z}'_{\mu 1} &= \dot{p}_{z1} \frac{1}{S_1} = (\rho_{R1} + j\rho_{x1}) \frac{1}{S_1}; \\ \dot{z}'_{\mu 2} &= \dot{p}_{z2} \frac{1}{S_2} = (\rho_{R2} + j\rho_{x2}) \frac{1}{S_2} \end{aligned} \quad (2)$$

— комплексные магнитные сопротивления сердечников 1 и 2 на единицу длины.

В формуле для магнитных сопротивлений сердечников ρ_{R1} , ρ_{x1} и $\dot{p}_{z1}$; ρ_{R2} , ρ_{x2} и $\dot{p}_{z2}$ — активные, реактивные и полные удельные магнитные сопротивления материалов, из которых сделан магнитопровод цепи [Л. 9]; S_1 и S_2 — поперечные сечения сердечников.

Решение уравнений (1) дает:

$$\begin{aligned} \dot{U}_x &= \dot{U}_e \operatorname{ch} V \sqrt{\dot{z}'_{\mu} G_s} \left(1 - \frac{x}{l_s}\right) + \\ &+ \left(\dot{\Phi}_e - \frac{\dot{F}_K}{\dot{z}'_{\mu}}\right) \sqrt{\frac{\dot{z}'_{\mu}}{G_s}} \operatorname{sh} V \sqrt{\dot{z}'_{\mu} G_s} \left(1 - \frac{x}{l_s}\right); \quad (3) \\ \dot{\Phi}_x &= \frac{\dot{F}_K}{\dot{z}'_{\mu}} + \dot{U}_e \sqrt{\frac{G}{\dot{z}'_{\mu}}} \operatorname{sh} V \sqrt{\dot{z}'_{\mu} G_s} \left(1 - \frac{x}{l_s}\right) + \\ &+ \left(\dot{\Phi}_e - \frac{\dot{F}_K}{\dot{z}'_{\mu}}\right) \operatorname{ch} V \sqrt{\dot{z}'_{\mu} G_s} \left(1 - \frac{x}{l_s}\right). \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь $\dot{U}_e$ и $\dot{\Phi}_e$ — разность магнитных потенциалов между сердечниками 1 и 2 и магнитный поток в этих сердечниках на границе поля рассеяния и выпучивания (при $x = l_s$);

$$\begin{aligned} \dot{z}'_{\mu} &= \dot{z}'_{\mu 1} + \dot{z}'_{\mu 2} = \dot{z}'_{\mu 1} l_1 + \dot{z}'_{\mu 2} l_2 = \\ &= (\rho_{R1} + j\rho_{x1}) \frac{l_1}{S_1} + (\rho_{R2} + j\rho_{x2}) \frac{l_2}{S_2} \end{aligned} \quad (5)$$

— полное комплексное сопротивление сердечников 1 и 2, где l_1 и l_2 — длина сердечников 1 и 2 ($l_1 = l_2 = l_s$) и $G_s = g_s l_s$ — полная магнитная проводимость рассеяния между сердечниками 1 и 2.

Если при разложении гиперболического синуса и косинуса ограничиться первыми двумя членами ряда, то уравнения (3) и (4) можно представить

в виде:

$$\begin{aligned} \dot{U}_x &= \dot{U}_e \left[1 + 0,5 \dot{z}'_{\mu} G_s \left(1 - \frac{x}{l_s}\right)^2 \right] + \\ &+ \left(\dot{\Phi}_e - \frac{\dot{F}_K}{\dot{z}'_{\mu}} \right) \dot{z}'_{\mu} \left(1 - \frac{x}{l_s}\right) \left[1 + \frac{1}{6} G_s \dot{z}'_{\mu} \left(1 - \frac{x}{l_s}\right)^2 \right]; \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_x &= \frac{\dot{F}_K}{\dot{z}'_{\mu}} + \dot{\Phi}_e \dot{z}'_{\mu} G_s \left(1 - \frac{x}{l_s}\right) \left[1 + \right. \\ &+ \left. \frac{1}{6} G_s \dot{z}'_{\mu} \left(1 - \frac{x}{l_s}\right)^2 \right] + \\ &+ \left(\dot{\Phi}_e - \frac{\dot{F}_K}{\dot{z}'_{\mu}} \right) \left[1 + \frac{1}{2} G_s \dot{z}'_{\mu} \left(1 - \frac{x}{l_s}\right)^2 \right], \end{aligned} \quad (7)$$

где $\dot{z}'_{\mu e}$ — эквивалентное комплексное сопротивление зоны за пределами границы CD поля рассеяния (при $x = l_s$).

Например, из схемы замещения для магнитной цепи переменного тока (рис. 1) имеем:

$$\dot{z}'_{\mu e} = \frac{R''_{\delta e} (R'_{\delta e} + \dot{z}'_{\mu 3})}{R'_{\delta e} + R''_{\delta e} + \dot{z}'_{\mu 3}} + R'''_{\delta e} + \dot{z}'_{\mu 4}. \quad (8)$$

Здесь $R'_{\delta e}$, $R''_{\delta e}$ и $R'''_{\delta e}$ — активные магнитные сопротивления воздушных зазоров с учетом поля выпучивания (на рис. 1, а показаны штриховкой);

$\dot{z}'_{\mu 4}$ — комплексное магнитное сопротивление якоря 4, соответствующее выражению:

$$\dot{z}'_{\mu 4} = (\rho_{R4} + j\rho_{x4}) \frac{l_4}{S_4}, \quad (9)$$

в котором ρ_{R4} и ρ_{x4} — удельное активное и реактивное магнитные сопротивления стали якоря; l_4 и S_4 — средняя длина и поперечное сечение якоря 4; $\dot{z}'_{\mu 3}$ — комплексное магнитное сопротивление экрана 5 (короткозамкнутого витка, см. [Л. 9]).

Для магнитной цепи цилиндрического бронированного электромагнита постоянного тока (рис. 2, а) магнитное сопротивление зоны за пределами сечения CD будет:

$$\dot{z}'_{\mu e} = R_{\mu e} = R'_{\delta e} + R''_{\delta e} + R_{\mu 4}, \quad (10)$$

где $R_{\mu 4}$ — магнитное сопротивление якоря 4.

При расчете магнитной цепи важно иметь расчетные формулы для потока Φ_e (на границе зоны поля рассеяния и выпучивания, т. е. в зоне зазора δ_e), потока Φ_0 в ярме (рис. 1, а и 2, а) или вблизи воздушного зазора δ_0 (в сечении сердечников 1 и 2 на границе потока рассеяния и выпучивания, рис. 2, б и в) и среднего значения потока $\Phi_{ср}$ в пределах зоны поля рассеяния.

При $x=0$ уравнения (6) и (7) после ряда преобразований и пренебрежения членами, мало влияющими на результаты, получим расчетные формулы:

$$\dot{\Phi}_0 = \frac{\dot{F}_K}{\dot{z}'_{\mu}} \left(\dot{\lambda}_1 + \frac{1}{2} G_s \dot{z}'_{\mu e} \right); \quad (11)$$

$$\dot{\Phi}_e = \frac{\dot{F}_k}{\dot{z}_k} \left(\dot{\lambda}_1 + \frac{1}{2} G_s \dot{z}_{\mu 0} \right); \quad (12)$$

$$\dot{\Phi}_{cp} = \frac{\dot{F}_k}{\dot{z}_k} \left[\dot{\lambda}_1 + \frac{1}{3} G_s (\dot{z}_{\mu 0} + \dot{z}_{\mu e}) \right], \quad (13)$$

где

$$\begin{aligned} \dot{\lambda}_1 &= 1 + \frac{1}{6} G_s \dot{z}_{\mu}; \quad \dot{z}_k = (\dot{z}_{\mu} + G_s \dot{z}_{\mu 0} \dot{z}_{\mu e}) \dot{\lambda}_1 + \\ &+ (\dot{z}_{\mu 0} + \dot{z}_{\mu e}) \dot{\lambda}_2; \quad \dot{\lambda}_2 = 1 + \frac{1}{2} G_s \dot{z}_{\mu}; \end{aligned} \quad (14)$$

$\dot{z}_{\mu 0}$ — комплексное сопротивление зоны яра.

Например, для магнитной цепи переменного тока (рис. 1, а) и постоянного тока (рис. 2, б) соответственно будем иметь:

$$\begin{aligned} \dot{z}_{\mu 0} = \dot{z}_{\mu 3} &= (\rho_{R3} + j\rho_{x3}) \frac{l_3}{S_3}; \quad \dot{z}_{\mu 0} = R_{\mu 0} = \\ &= \left(\rho_{R3} \frac{l_3}{S_3} + \frac{1}{G_{\delta 0}} \right). \end{aligned} \quad (15)$$

Здесь ρ_{R3} и ρ_{x3} — удельные магнитные сопротивления, которые определяются по кривым в [Л. 9];

l_3 и S_3 — средняя длина и поперечное сечение рассматриваемой части сердечника;

$G_{\delta 0}$ — проводимость воздушного зазора δ_0 с учетом поля выпучивания.

При расчете магнитных цепей постоянного тока в уравнениях (11)–(14) вместо $\dot{z}_{\mu 0}$, $\dot{z}_{\mu e}$, $\dot{z}_{\mu}$ и $\dot{z}_k$ следует брать соответственно только активные составляющие $R_{\mu 0}$, $R_{\mu e}$, R_{μ} и R_k .

Для ряда магнитных систем (рис. 1, а и 2, а), когда отсутствует воздушный зазор δ_0 , а магнитное сопротивление яра 3 мало и его можно не

учитывать ($z_{\mu 0} \approx 0$), уравнения (11)–(14) примут вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\Phi}_0 &= \dot{\Phi}_m = \frac{\dot{F}_k}{\dot{z}_k} \left(\dot{\lambda}_1 + \frac{1}{2} G_s \dot{z}_{\mu e} \right); \\ \dot{\Phi}_e &= \frac{\dot{F}_k}{\dot{z}_k} \dot{\lambda}_1; \quad \dot{\Phi}_{cp} = \frac{\dot{F}_k}{\dot{z}_k} \left(\dot{\lambda}_1 + \frac{1}{3} G_s \dot{z}_{\mu e} \right); \\ \dot{\Phi}_s &= \dot{\Phi}_m - \dot{\Phi}_e = \frac{\dot{F}_k}{2\dot{z}_k} G_s \dot{z}_{\mu e}, \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

где

$$\dot{z}_k = \dot{z}_{\mu} \dot{\lambda}_1 + \dot{z}_{\mu e} \dot{\lambda}_2. \quad (17)$$

Из уравнений (16) также следует:

$$\dot{\Phi}_{cp} = \dot{\Phi}_e + \frac{2}{3} \dot{\Phi}_s; \quad \dot{\Phi}_m = \dot{\Phi}_{cp} + \frac{1}{3} \dot{\Phi}_s. \quad (18)$$

Если учитывать комплексное магнитное сопротивление экранов 5, то, пренебрегая магнитным сопротивлением стали, уравнения (11)–(14) для магнитных систем переменного тока (рис. 2, в) можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\Phi}_0 &= \dot{\Phi}_{cp} \frac{1 + \frac{1}{2} G_s \dot{z}_{\mu e}}{1 + \frac{1}{3} G_s \left(\dot{z}_{\mu e} + \frac{1}{G_{\delta 0}} \right)}; \\ \dot{\Phi}_e &= \dot{\Phi}_{cp} \frac{1 + \frac{1}{2} \frac{G_s}{G_{\delta 0}}}{1 + \frac{1}{3} G_s \left(\dot{z}_{\mu e} + \frac{1}{G_{\delta 0}} \right)}; \\ \dot{\Phi}_{cp} &= \dot{F}_k \frac{1 + \frac{1}{3} G_s \left(\dot{z}_{\mu e} + \frac{1}{G_{\delta 0}} \right)}{\dot{z}_{\mu e} \frac{G_s}{G_{\delta 0}} + \left(\dot{z}_{\mu e} + \frac{1}{G_{\delta 0}} \right)}. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Методика расчета магнитной цепи при различных заданных параметрах. Так как обычно задан только один из четырех параметров ($\dot{\Phi}_e$, $\dot{\Phi}_0$, $\dot{\Phi}_{cp}$ или $\dot{F}_k$), то при определении магнитных сопротивлений стали сердечников, яра и якоря возникают некоторые трудности. На примере магнитной цепи постоянного тока рассмотрим четыре варианта расчета при различных исходных параметрах. Для всех вариантов размеры магнитной цепи считаем известными.

Вариант 1. Задан поток Φ_e . Требуется определить потоки Φ_{cp} , Φ_0 и н. с. F_k с учетом магнитного сопротивления стали. Исходными уравнениями для рассматриваемого варианта являются:

$$\Phi_e = \Phi_{cp} \frac{\lambda_1 + \frac{1}{2} G_s R_{\mu 0}}{\lambda_1 + \frac{1}{3} G_s (R_{\mu 0} + R_{\mu e})}; \quad (20)$$

$$\Phi_0 = \Phi_{cp} \frac{\lambda_1 + \frac{1}{2} G_s R_{\mu e}}{\lambda_1 + \frac{1}{3} G_s (R_{\mu 0} + R_{\mu e})}; \quad (21)$$

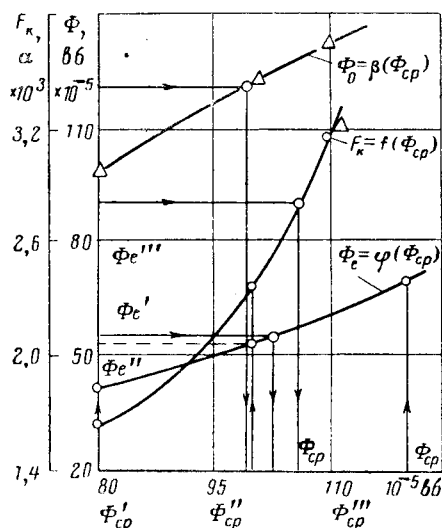


Рис. 3. К графическому определению среднего потока Φ_{cp} в сердечниках 1 и 2 по заданным значениям Φ_e , Φ_0 или F_k .

$$F_K = \Phi_{cp} \frac{R_K}{\lambda_1 + \frac{1}{3} G_s (R_{\mu 0} + R_{\mu e})}, \quad (22)$$

где

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= 1 + \frac{1}{6} G_s R_{\mu}; \\ R_K &= (R_{\mu} + G_s R_{\mu 0} R_{\mu e}) \lambda_1 + (R_{\mu 0} + R_{\mu e}) \lambda_2; \\ \lambda_2 &= 1 + \frac{1}{2} G_s R_{\mu}. \end{aligned} \quad (23)$$

Суть метода расчета сводится к следующему. В уравнении (20) для магнитной цепи, изображенной на рис. 2,а, для которой ниже приведен пример расчета, известны только величина заданного потока Φ_e и проводимость рассеяния G_s . Магнитное сопротивление воздушного зазора и ярма $R_{\mu e}$ находим по формулам (9) и (10), где ρ_{R4} определяем по кривым, приведенным в [Л. 9], по $B_4 = \Phi_e / S_4$. Неизвестными величинами являются средний поток Φ_{cp} и магнитные сопротивления сердечников 1 и 2 и ярма 3, для которых справедливы следующие соотношения:

$$R_{\mu} = \left(\frac{\rho_{R1}}{S_1} + \frac{\rho_{R2}}{S_2} \right) l_s \text{ и } R_{\mu 0} = R_{\mu 3} = \rho_{R3} \frac{l_3}{S_3}. \quad (24)$$

Таким образом, имеем одно уравнение с тремя неизвестными. Чтобы определить поток Φ_{cp} , задаемся тремя его значениями и для каждого из них определяем индукции в сердечниках 1 и 2 по формулам $B_1 = \Phi_{cp} / S_1$ и $B_2 = \Phi_{cp} / S_2$. Зная B_1 и B_2 , в [Л. 9] для выбранной марки стали находим ρ_{R1} и ρ_{R2} , что позволяет по (24) подсчитать три значения R_{μ} . Для определения трех значений $R_{\mu 0}$ необходимо знать потоки Φ_0 в ярме, значения которых при выбранных величинах Φ_{cp} приближенно можно найти по (21), если пренебречь магнитным сопротивлением стали ярма, т. е.

$$\Phi_0 = \Phi_{cp} \frac{\lambda_1 + \frac{1}{2} G_s R_{\mu e}}{\lambda_1 + \frac{1}{3} G_s R_{\mu e}}. \quad (25)$$

Для трех значений Φ'_{cp} , Φ''_{cp} и Φ'''_{cp} находим по (20) три значения Φ'_e , Φ''_e и Φ'''_e и строим кривую $\Phi_e = \Phi(\Phi_{cp})$ (рис. 3), из которой по заданной величине Φ_e определяем истинное значение потока Φ_{cp} . После этого по индукциям $B_1 = \Phi_{cp} / S_1$ и $B_2 = \Phi_{cp} / S_2$ с помощью кривых, приведенных в [Л. 9], находим ρ_{R1} и ρ_{R2} и, следовательно, по (24) — величину R_{μ} .

Таким образом, зная Φ_{cp} , R_{μ} и $R_{\mu 0}$, по уравнениям (21) и (22) находим величины Φ_0 и F_K .

Вариант 2. При заданной н. с. катушки F_K рассчитываем потоки Φ_{cp} , Φ_e и Φ_0 .

Аналогично предыдущему задаемся тремя значениями Φ'_{cp} , Φ''_{cp} и Φ'''_{cp} и строим кривую $F_K = f(\Phi_{cp})$ по (22). При построении кривой $F_K = f(\Phi_{cp})$ магнитные сопротивления стали ярма $R_{\mu 0} = R_{\mu 3}$ и ярма $R_{\mu 4}$ определяем соответственно по потокам Φ_0 и Φ_e , подсчитанным по (25) и по формуле

$$\Phi_e = \Phi_{cp} \frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \frac{1}{3} G_s R_{\mu e}}. \quad (26)$$

В выражении (26) магнитное сопротивление стали ярма не учитывается. По заданному значению F_K находим истинную величину Φ_{cp} (рис. 3) и подсчитываем магнитное сопротивление R_{μ} по (24) и R_K по (23). Зная величины Φ_{cp} , λ_1 , λ_2 , $R_{\mu 0}$ и $R_{\mu e}$, по (20) и (21) находим потоки в ярме — Φ_0 и вблизи воздушного зазора — Φ_e .

Вариант 3. Задан средний поток в сердечнике магнитной цепи Φ_{cp} . Необходимо определить Φ_e , Φ_0 и F_K .

Расчет магнитных цепей переменного тока (рис. 1,а и 2,а) весьма удобно вести именно по этому варианту, так как значение Φ_{cp} можно определить, пренебрегая активным электрическим сопротивлением катушки, по формуле

$$\Phi_{cp} = \frac{\sqrt{2} U}{W \omega}, \quad (27)$$

где напряжение питания U и число витков катушки W — известные величины.

Тогда определяемые величины, выраженные через поток Φ_{cp} , можно представить в виде:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\Phi}_e &= |\Phi_{cp}| \frac{\lambda_1 + \frac{1}{2} G_s \dot{z}_{\mu 0}}{\lambda_1 + \frac{1}{3} G_s (\dot{z}_{\mu 0} + \dot{z}_{\mu e})}; \\ \dot{\Phi}_0 &= |\Phi_{cp}| \frac{\lambda_1 + \frac{1}{2} G_s \dot{z}_{\mu e}}{\lambda_1 + \frac{1}{3} G_s (\dot{z}_{\mu 0} + \dot{z}_{\mu e})}; \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

$$\dot{F}_K = |\Phi_{cp}| \frac{\dot{z}_K}{\lambda_1 + \frac{1}{3} G_s (\dot{z}_{\mu 0} + \dot{z}_{\mu e})}. \quad (29)$$

По кривым [Л. 9] находим ρ_{R1} , ρ_{R2} и ρ_{R3} для индукций $B_1 = \Phi_{cp} / S_1$ и $B_2 = \Phi_{cp} / S_2$; $\dot{z}_{\mu}$ — по уравнению (5); $\dot{\lambda}_1$ и $\dot{\lambda}_2$ — по (14). Значения $\dot{z}_{\mu 0}$ и $\dot{z}_{\mu e}$, например, для магнитной системы, показанной на рис. 1,а, находим по (15), (8) и (9). Величины ρ_{R3} , ρ_{R4} и ρ_{R4} для стали ярма 3 и ярма 4 находим из кривых, приведенных в [Л. 9], по $B_3 = \Phi_0 / S_3$ и $B_4 = \Phi_e / S_4$, где комплексные значения потоков Φ_0 и Φ_e подсчитываются по (28) без учета магнитного сопротивления стали

$$(\dot{z}_{\mu 0} = \dot{z}_{\mu 3} = 0, \dot{z}_{\mu 4} = 0).$$

Таким образом, зная величины $|\Phi_{cp}|$, $\dot{z}_{\mu}$, $\dot{z}_{\mu 0}$ и $\dot{z}_{\mu e}$, по уравнениям (28) и (29) находим $\dot{\Phi}_e$, $\dot{\Phi}_0$ и $\dot{F}_K$ с учетом магнитного сопротивления стали. По полученным данным легко построить векторную диаграмму.

Вариант 4. Задан поток в ярме Φ_0 , определяются Φ_{cp} , Φ_e и F_K . Расчет по этому варианту проводится аналогично варианту 1. Задаваясь по-

Наименование определяемой величины	Воздушный зазор $\delta_e = 0,57 \text{ мм}$					Воздушный зазор $\delta_e = 4,4 \text{ мм}$				
	Расчет при заданных величинах									
	Опыт	без учета магнитного сопротивления стали		с учетом магнитного сопротивления стали		Опыт	без учета магнитного сопротивления стали		с учетом магнитного сопротивления стали	
		Φ_e	$\Phi_{\text{ср}}$	Φ_0	F_K		Φ_e	$\Phi_{\text{ср}}$	Φ_0	F_K
Поток вблизи воздушного зазора $\Phi_e \cdot 10^{-5}, \text{ вб}$	99,7	Задано 99,7/99,7	93,7/99,8	89,0/96,3	299,6/99,2	55	Задано 55/55	52,5/56,2	50,2/53	77,4/54,5
Погрешность, %	—	99,7/99,7	—6/—1	—10,7/—3,5	+200/—1	—	—	—4,5/+2,2	—8,7/—3,7	+41/—1
Средний поток в сердечнике $\Phi_{\text{ср}} \cdot 10^{-5}, \text{ вб}$	121	128,5/121,5	Задано 121/121	115,0/117,5	383/127,5	102	106,5/102,5	Задано 102/102	98,3/99	150/106
Погрешность, %	—	+6,2/—1	—	—5/—3	+219/—1	—	+4,5/—1	—	—3,6/—3	+47/+4
Поток в ярме $\Phi_0 \cdot 10^{-5}, \text{ вб}$	125,5	143/128,5	135/128,4	Задано $\Phi_m = 128/125,5$	430/127,5	120,9	132,6/125	126,5/126,5	$\Phi_m = 121,9/120,9$	183,5/128,5
Погрешность, %	—	+13,9/+2,5	+7,6/+2,3	—	+242/+2	—	+9,7/+3,4	+4,6/4,6	—	+54/+4,6
Намагничивающая сила катушки $F_K, \text{ а}$	2 800	933/2710	876/2700	833/2410	Задано 2800/2800	2 800	1990/2510	1900/2670	1816/2350	Задано 2800/2800
Погрешность, %	—	—67/—4	—68,8/—4	—70/—13,9	—	—	—29/—10,4	—32,2/—4,7	—35,1/—16	—

токама Φ'_{cp} , Φ''_{cp} и Φ'''_{cp} , по (21)) строим кривую $\Phi_0 = \beta(\Phi_{cp})$. По известной величине Φ_0 определяем истинное значение Φ_{cp} , а по (22) и (20) подсчитываем Φ_e и F_K , причем при построении кривой $\Phi_0 = \beta(\Phi_{cp})$ для цепи на рис. 2,а принимается сопротивление стали ярма $R_{\mu 3} = R_{\mu 0}$, а для цепи на рис. 2,б берем $R_{\mu 0} = R_{\mu 3} + R_{\mu 0}$. Сопротивление же стали якоря $R_{\mu 4}$ для Φ'_{cp} , Φ''_{cp} и Φ'''_{cp} находим по потоку Φ_e , полученному без учета магнитного сопротивления стали ярма по (26).

Экспериментальная проверка расчетных формул. Размеры магнитопровода (рис. 2,а), опытные кривые распределения потока и разности магнитных потенциалов вдоль длины магнитопровода, подробный расчет всех проводимостей и магнитных сопротивлений даны в [Л. 9]. Приведем только опытные данные магнитных индукций на различных участках магнитопровода для двух значений воздушного зазора δ_e . Так, при воздушном зазоре 0,57 мм максимальная и средняя индукция в сердечниках 1 и 2 и индукция вблизи воздушного зазора соответственно получились: $B_m = 1,84 \text{ тл}$, $B_{cp} = 1,74 \text{ тл}$, $B_e = 1,43 \text{ тл}$. При воздушном зазоре 4,4 мм значения индукции были: $B_m = 1,75 \text{ тл}$, $B_{cp} = 1,46 \text{ тл}$ и $B_e = 0,79 \text{ тл}$. При этом заданной величиной поочередно был один из четырех опытных параметров Φ_e , Φ_{cp} , Φ_0 или F_K , а для остальных трех подсчитывались их значения и определялась их погрешность (см. таблицу).

Проведенное сравнение результатов расчета с опытными данными позволило сделать следующие выводы:

1. Расчет цепи без учета магнитного сопротивления стали для воздушного зазора 4,4 мм при заданных магнитных потоках Φ_e , Φ_0 и Φ_{cp} дает несколько увеличенные погрешности по н. с. F_K . При заданной величине F_K погрешности сильно возрастают по магнитным потокам Φ_e , Φ_0 и Φ_{cp} . Особенно большие погрешности в этом случае получаются при воздушном зазоре 0,57 мм. При заданной же величине F_K погрешности по потокам Φ_e , Φ_{cp} и Φ_0 очень велики и составляют 200—242%. Таким образом, при указанных ранее значениях опытных индукций в сердечниках необходимо расчет магнитной цепи проводить с учетом магнитного сопротивления стали, даже при сравнительно больших воздушных зазорах.

2. Расчет магнитной цепи по приведенной в статье методике, когда индукция в сердечниках достигает порядка 1,7—1,85 тл, дает значительное снижение погрешностей, если учитывать магнитное сопротивление стали.

3. При различных индукциях в ярме (при отсутствии в нем воздушного зазора) необходимо учитывать его магнитное сопротивление. Магнитное же сопротивление части магнитопровода 4 (рис. 1 и 2) в большинстве случаев можно не учитывать, так как оно мало по сравнению с магнитным сопротивлением воздушного зазора.

4. Предлагаемый метод расчета по сравнению с известными графо-аналитическими методами [Л. 9] значительно проще, менее трудоемок и дает достаточную для практических целей точность при условии, если максимальная индукция в сердечниках не будет превышать 1,85 тл. Этот метод без особых усложнений может быть использован для расчета магнитных цепей переменного тока, особенно цепей с электромагнитными экранами. Для тех случаев, когда магнитная индукция в сердечниках превышает 1,85 тл, можно рекомендовать в зависимости от заданных параметров один из известных графо-аналитических методов расчета магнитных цепей [Л. 7 и 9].

Литература

- Сотсков Б. С., Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств, изд-во «Энергия», 1965.
- Ступель Ф. А., Электромеханические реле, Изд. Харьковского университета, 1956.
- Витенберг М. И., Расчет электромеханических реле, изд-во «Энергия», 1966.
- Гордон А. В. и Сливинская А. Г., Электромагниты постоянного тока, Госэнергоиздат, 1960.
- Коваленков В. И., Основы теории магнитных цепей и применение ее к анализу релейных схем, Изд. АН СССР, 1940.
- Ротерс Г., Электромагнитные механизмы (пер. с англ.), Госэнергоиздат, 1949.
- Тихомирова З. Т., Оценка методов расчета магнитных цепей с воздушным зазором, «Электричество», 1961, № 1.
- Любчик М. А., Расчет и проектирование электромагнитов постоянного тока, Госэнергоиздат, 1959.
- Буль Б. К., Основы теории и расчета магнитных цепей, изд-во «Энергия», 1964.
- Буль Б. К., Расчет параметров катушки возбуждения с учетом короткозамкнутого витка и высших гармоник, «Электричество», 1965, № 3.

[5.4.1968]

Влияние увлажнения на электрические характеристики бумажно-масляной изоляции конденсаторного типа при переменном напряжении промышленной частоты

Доктор техн. наук, проф. Г. С. КУЧИНСКИЙ,
канд. техн. наук Г. Г. ЛЫСАКОВСКИЙ, инженеры Ю. В. БЕРЗИН и В. Л. ФЕДОРОВ

Ленинград

В течение последних двух десятилетий в СССР и за рубежом в качестве внутренней изоляции аппаратов и вводов широко применяется бумажно-масляная изоляция конденсаторного типа. Это объясняется большими возможностями регулирования поля в радиальном и аксиальном направлениях, а также высокими электрическими характеристиками, дающими возможность существенно выигрыша в радиальных размерах изоляции.

Согласно данным эксплуатации ряд конструкций вводов и трансформаторов тока имеют повышенную аварийность или отбраковку при профилактических испытаниях по характеристикам внутренней изоляции. Одной из основных причин, обуславливающих понижение надежности изоляции, является то, что подавляющее большинство современных аппаратов и вводов имеет негерметичное исполнение, т. е. внутренняя изоляция защищена от воздействия окружающей атмосферы только с помощью расширителей, масло в которых имеет контакт с воздухом. Вследствие этого происходит постепенное увлажнение изоляции с постоянной времени 3—5 лет [Л. 1]. По данным [Л. 2] равновесное влагосодержание изоляции (пропитанной маслом бумаги) через 10—15 лет эксплуатации достигает 7% (по весу) для измерительных трансформаторов и 4—5% для силовых.

Как показали исследования, проведенные совместно ЦКТБ ВВ и ЛПИ, при нарушениях технологического режима изоляция может иметь повышенное (до 1—1,5%) влагосодержание в состоянии поставки.

Увеличение влажности изоляции приводит к ухудшению ее электрических характеристик. Помимо снижения пробивной напряженности происходит рост $\tan \delta$, а также ухудшение физико-химических характеристик масла, связанных с интенсификацией окислительных процессов, особенно при температуре 80—90°С в нормальном рабочем режиме. Согласно данным [Л. 3] более половины вводов, бракуемых при профилактических испытаниях, имеет либо повышенный $\tan \delta$, либо неудовлетворительные характеристики масла, что указывает на повышение внутренней влажности негерметичных конструкций.

По данным ОРГРЭС при авариях вводов наблюдается, как правило, перекрытие по нижней части бумажно-масляного остова, что также может объясняться переходом в масло значительного количества воды, накапливаемой остовом в процессе эксплуатации.

Требование повышенной надежности, предъявляемое к аппаратуре высших классов напряжения, приводит к необходимости задавать допустимые рабочие и испытательные напряженности с учетом условий эксплуатации и особенностей технологии, определяющих влагосодержание изоляции.

Как показали исследования [Л. 4], допустимые радиальные и аксиальные напряженности в изоляции конденсаторного типа определяются соответственно характеристиками частичных разрядов и разрядными характеристиками изоляции. Исследования этих характеристик до настоящего времени проводились в основном на образцах, выполненных по тщательной технологии, т. е. имеющих остаточное влагосодержание 0,3—0,5%. Кроме того, большинство опытов было проведено при комнатной температуре. Рекомендации по величинам допустимых напряженностей, составленные на основании этих исследований, должны быть уточнены применительно к изоляции, работающей при температуре 80—90°С и имеющей различные степени увлажнения.

Содержанием настоящей работы, проведенной совместно ЛПИ и ЦКТБ ВВ, являлось исследование влияния влажности бумаги на характеристики частичных разрядов и разрядные характеристики образцов бумажно-масляной изоляции конденсаторного типа. В задачу работы входило уточнение принятых в настоящее время допустимых рабочих и испытательных напряженностей в изоляции вводов с учетом особенностей технологии и условий эксплуатации. Полученные данные могут быть также применены к изоляции трансформаторов тока высших классов напряжения.

Испытуемые образцы. Методика измерения влагосодержания. Исследование электрических характеристик производилось на цилиндрических образцах (рис. 1), представлявших собой модели одного слоя изоляции толщиной 1 или 2 мм между обклад-

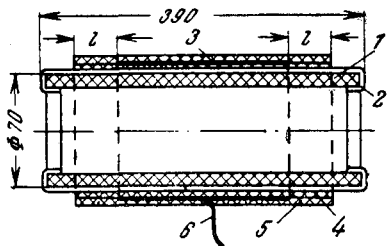


Рис. 1. Эскиз испытуемого образца изоляции.

1 — длина уступа.
1 — изоляционная труба; 2 — внутренняя (высоковольтная) обкладка — алюминиевая фольга толщиной 50 мк; 3 — внешняя (низковольтная) обкладка — алюминиевая фольга толщиной 11 мк; 4 — изоляция; 5 — бумажная обложка толщиной 1 мм; 6 — низковольтный вывод.

ками. Лента бумаги К-12 шириной 20 или 60 мм накладывалась с положительным перекрытием 50%.

Методика проведения сушки и пропитки образцов позволяла изменять влагосодержание изоляции в пределах от 0,5 до 5%. Это достигалось изменением остаточного давления и температуры при вакуумной сушке образцов, а также увлажнением в атмосфере с постоянной влажностью и температурой. Пропитка производилась трансформаторным маслом с $\text{tg } \delta_{70^\circ\text{C}} \approx 1\%$.

Для оценки влажности диэлектрика W были предварительно получены зависимости $\text{tg } \delta(W)$ при различных температурах изоляции, причем влагосодержание в этих опытах определялось по методу Дина и Старка и гидридкальциевым методом. На рис. 2 приведены зависимости $\text{tg } \delta(W)$ при температурах 90 и 25°C. В соответствии с уже имеющимися данными [Л. 5 и 6], данные рис. 2 показывают, что при комнатной температуре $\text{tg } \delta$ имеет слабую зависимость от влагосодержания в интервале W от 0,5 до 2%, представляющем наибольший интерес. С другой стороны, при повышенной температуре зависимость $\text{tg } \delta(W)$ имеет четкий монотонный характер и может быть использована для косвенной оценки влагосодержания по величине $\text{tg } \delta$. В настоящей работе $\text{tg } \delta$ при напряженности 4 кВ/мм измерялся мостом Р-525 перед испытаниями образцов при повышенной температуре.

Влияние влажности изоляции на электрическую прочность и характеристики частичных разрядов. Исследование проводилось на установке, имевшей измеритель частичных разрядов с чувствительностью приблизительно 10^{-12} к по кажущейся интенсивности при емкости образцов от 200 до 400 пФ.

За напряжение начальных частичных разрядов (E_n) принималось напряжение, при котором возникшие разряды не исчезали окончательно и стабилизировались по интенсивности. Обычно для такой стабилизации требовалось время не более трех часов.

При дальнейшем подъеме напряжения, осуществлявшемся ступенями по 1 кВ с одномоментной выдержкой на каждой ступени, начальные частичные разряды увеличиваются по интенсивности, но самопроизвольного их разрастания не на-

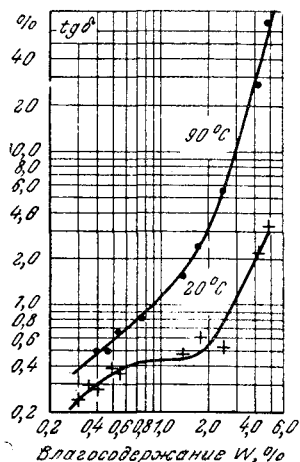
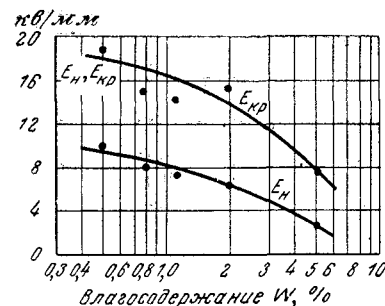
Рис. 2. Зависимости $\text{tg } \delta$ от влагосодержания изоляции.

Рис. 3. Зависимости напряженностей начальных E_n и критических $E_{кр}$ частичных разрядов от влагосодержания изоляции при температуре 20—30°C.



блюдается. При напряжении, которое определено как напряжение критических частичных разрядов ($E_{кр}$), возникают мощные импульсы амплитудой до 10^{-8} к и выше, которые приводят к быстрому самопроизвольному увеличению амплитуды и частоты следования частичных разрядов. Критические частичные разряды чаще всего возникают в виде скользящих разрядов у краев обкладок и сопровождаются характерным треском. Пробивное напряжение $E_{пр}$ фиксировалось при дальнейшем ступенчатом подъеме напряжения.

При температуре 20—30 и 90°C наблюдаемые явления носят качественно один и тот же характер с тем отличием, что при повышении температуры время стабилизации интенсивности частичных разрядов уменьшается.

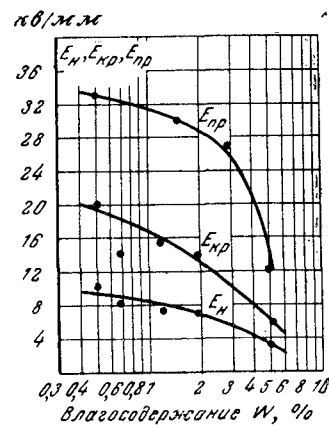
На рис. 3 и 4 представлены зависимости напряженностей начальных E_n , критических $E_{кр}$ разрядов и пробивной напряженности $E_{пр}$ от влагосодержания изоляции. Напряженности рассчитывались делением напряжения на толщину изоляции d :

$$E_n = \frac{U_n}{d}, \quad E_{кр} = \frac{U_{кр}}{d}, \quad E_{пр} = \frac{U_{пр}}{d}.$$

Каждая точка на рис. 3 и 4 есть результат усреднения величин, измеренных на 3—6 образцах с приблизительно одинаковой влажностью W .

Приведенные данные показывают, что при увеличении влагосодержания изоляции все характеристики плавно снижаются. Особенно резкое снижение пробивного напряжения наступает при превышении влагосодержанием величины 2—2,5%. Температура не оказывает существенного влияния на характеристики частичных разрядов.

Полученные данные можно качественно сопоставить с данными [Л. 7] для конденсаторной изоляции толщиной 40 мк, влажность которой характеризовалась величиной удельного объемного сопротивления. Следует также отметить, что при влагосодержании $W=0,5\%$ и температуре 30°C получается $E_n=9,6$ кВ/мм и $E_{кр}=18$ кВ/мм; это близко совпадает с аналогичными средними величинами, полученными в [Л. 4]

Рис. 4. Зависимости напряженностей начальных E_n , критических $E_{кр}$ частичных разрядов и пробивной напряженности $E_{пр}$ от влагосодержания изоляции при температуре 90°C.

для изоляции, тщательно высушенной и пропитанной.

Сопоставление данных литературы и полученных данных показывает, что разброс напряженностей начальных частичных разрядов уменьшается в 2,5—3 раза при увеличении влажности от 0,5 до 5% (при влагосодержании 0,5% коэффициент вариации $\frac{\sigma_n}{E_{н.ср}}$ составляет 0,28 [Л. 4], а при влагосодержании 5%—0,1). Разброс напряженностей критических частичных разрядов согласно аналогичному сопоставлению не зависит от влажности (коэффициент вариации составляет 0,07—0,1).

С целью выяснения влияния влагосодержания изоляции на разрядное напряжение по поверхности U_p были получены зависимости разрядного напряжения от длины уступа l при различных значениях влагосодержания и толщине основного слоя изоляции 2 мм. Полученные зависимости представлены на рис. 5.

Независимость разрядного напряжения от влагосодержания при температуре 20°С отмечалась для электрокартона [Л. 8] и подтверждается для бумаги (рис. 5). Однако при повышенной температуре (85°С) происходит достаточно резкое снижение разрядного напряжения при увеличении содержания влаги от 1,5 до 5%, что следует объяснять характером зависимости диэлектрической проницаемости ϵ , определяющей удельную поверхностную емкость, от влагосодержания и температуры. Параллельно с данными о величинах $\tan \delta$ (рис. 2) было получено, что при комнатной температуре диэлектрическая проницаемость очень мало (на 5—10%) повышается при увеличении влагосодержания от 0,3 до 5%. При температуре 80—90°С возрастание влагосодержания от 0,3 до 1,5% мало влияет на диэлектрическую проницаемость, а при возрастании влагосодержания от 1,5 до 5% диэлектрическая проницаемость увеличивается примерно в 2 раза. Вследствие этого разрядное напряжение понижается с ростом влагосодержания именно при высоких температурах.

Допустимые напряженности в изоляции с учетом технологии и условий эксплуатации. Как показали последние исследования [Л. 9], наиболее правильным является выбор допустимой радиальной рабочей напряженности E_{rp} по допустимой интенсивности начальных частичных разрядов, регистрируемых схемой с чувствительностью порядка 10^{-14} к. Однако в ряде случаев можно пользоваться критерием недопустимости при рабочем напря-

жении начальных частичных разрядов с амплитудой 10^{-12} к и выше, поскольку они представляют собой пробой масляных прослоек толщиной 100 мк и более, характерных для аппаратной изоляции, изготовленной из ленты кабельной бумаги большой толщины. Для того чтобы в подавляющем большинстве случаев это условие выполнялось, можно использовать соотношение

$$E_{rp} = E_{н.ср} \left(1 - 3 \frac{\sigma_n}{E_{н.ср}} \right), \quad (1)$$

где все величины имеют размерность $\left[\frac{кв}{мм} \right]$, а $\frac{\sigma_n}{E_{н.ср}}$ представляет собой коэффициент вариации E_n для отдельных образцов.

Эта формула пригодна в тех случаях, когда $\frac{\sigma_n}{E_{н.ср}}$ достаточно мало (не более 0,1—0,15), т. е. при повышенной влажности изоляции. В случае больших $\frac{\sigma_n}{E_{н.ср}}$, что имеет место при малом влагосодержании, можно ориентироваться на нижнее значение E_n , полученное по испытанию большого количества образцов (порядка 100).

При задании $E_{н.ср}$ и $\frac{\sigma_n}{E_{н.ср}}$ в формуле (1) необходимо выяснить вероятное влагосодержание изоляции в условиях длительной эксплуатации. Например, для негерметичных конструкций вводов, вне зависимости от влагосодержания в состоянии поставки, следует ориентироваться на величину $W = (4 \div 5)\%$, как на вероятное влагосодержание изоляционного остова по истечении нескольких лет эксплуатации. Соответственно $E_{н.ср}$ будет весьма низкой (рис. 3 и 4). Для герметичных конструкций, т. е. в том случае, когда предотвращено заметное увлажнение изоляции при длительной работе, $E_{н.ср}$ определяется практически только влагосодержанием в состоянии поставки. При нормальной технологии сушки и пропитки изоляции $W \approx 0,5\%$; при нарушениях технологии следует принимать $W = (1 \div 1,5)\%$. На основании опытных данных о величине $E_{н.ср}$ и $\frac{\sigma_n}{E_{н.ср}}$, полученных в настоящей работе и в предшествующих исследованиях, были вычислены значения E_{rp} по выражению (1) при толщине изоляции $d=1$ мм (таблица).

Допустимые радиальные испытательные напряженности E_{rn} выбираются по условию отсутствия критических частичных разрядов при одно- или пятиминутных испытаниях повышенным напряжением, т. е. по соотношению, аналогичному (1). Необходимо учесть, что изоляция испытывается повышенным напряжением либо в состоянии поставки, либо после ремонта, поэтому следует ориентироваться на величины $E_{кр}$, соответствующие $W = (1 \div 1,5)\%$ вне зависимости от герметичности конструкции. По методике, аналогичной методике выбора радиальных рабочих напряженностей, были получены значения E_{rn} по соотношению (1), представленные в таблице, для толщины слоя изоляции $d=1$ мм.

Для получения значений E_{rp} и E_{rn} при $d \neq 1$ мм следует умножить соответствующие значения E_{rp} (1) и E_{rn} (1) на коэффициент $d^{-0,58}$,

* σ_n — среднее квадратичное отклонение E_n от среднего значения $E_{н.ср}$.

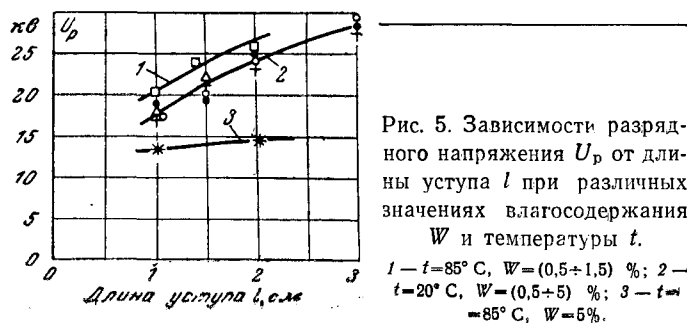


Рис. 5. Зависимости разрядного напряжения U_p от длины уступа l при различных значениях влагосодержания W и температуры t .
1 — $t=85^\circ\text{C}$, $W=(0,5 \div 1,5)\%$; 2 — $t=20^\circ\text{C}$, $W=(0,5 \div 5)\%$; 3 — $t=85^\circ\text{C}$, $W=5\%$.

Допустимые радиальные рабочие E_{rp} и испытательные $E_{ти}$ напряженности при $d=1$ мм и различном влагосодержании изоляции W

Характеристика		Конструкции			
		герметичные		негерметичные	
$W, \%$	Начальное	0,5	1,5	0,5	1,5
	В эксплуатации	0,5	1,5	5	5
$E_{rp} (I), \text{кв/мм}$		4	3,2	2—2,5	2—2,5
$E_{ти} (I), \text{кв/мм}$		12	9—10	12	9—10

Допустимые аксиальные испытательные напряженности ($E_{ан}$) выбираются по соотношению:

$$E_{ан} = E_{p.ср} \left(1 - 3 \frac{\sigma_p}{E_{p.ср}} \right), \quad (2)$$

где все величины имеют размерность $\left[\frac{\text{кв}}{\text{см}} \right]$, $\frac{\sigma_p}{E_{p.ср}}$ — коэффициент вариации E_p для отдельных образцов

Поскольку испытания выдерживаемым напряжением, которое является расчетным, проводятся при комнатной температуре, когда влажность не сказывается на величине разрядного напряжения, величина $E_{ан}$ получается одинаковой для всех значений влажности (в настоящее время принимается $E_{ан} = (8—10) \text{ кв/см}$ при нормальной, т. е. неукороченной длине нижней части ввода). Поскольку влияние влажности проявляется только при повышенной температуре, а испытания проводятся при комнатной температуре, $E_{ан}$, определенная по приведенному соотношению (2), не зависит от влажности. Однако испытания холодной изоляции не могут характеризовать надежности изоляции в отношении перекрытия при ее эксплуатации. Наличие разрядов по поверхности в нижних частях негерметичных вводов при воздействии рабочего напряжения указывает на резкое снижение электрической прочности вдоль уступа из-за увлажнения масла. Этому способствует накопление в масле загрязнений, активно адсорбирующих влагу. В настоящей работе получено, что при $t=85^\circ\text{C}$ разрядное напряжение может понизиться примерно на 40%, если изоляцию увлажнить до $\sim 5\%$. Однако опыты проводились при закрытой поверхности уступа и тем самым было исключено накопление загрязнений на поверхности диэлектрика; в противном случае можно ожидать еще большего снижения разрядных характеристик.

Таким образом, существующая методика выбора аксиальных напряженностей недостаточно оправдывает себя, если изоляция имеет повышенное влагосодержание. Для повышения надежности негерметичных вводов в отношении перекрытия следовало бы увеличивать их аксиальные размеры, однако это нельзя признать целесообразным, поскольку аксиальные размеры и так велики. Наиболее радикальным способом обеспечения высоких разрядных характеристик является полная герметизация внутренней изоляции при соблюдении технологии, исключающей попадание загрязнений; в частности, необходимо добиваться устранения хлопчатобумаж-

ных лент, обычно используемых для механической стабилизации бумажно-масляного остова и способствующих накоплению влаги в нижней части объема фарфоровой крышки. Таким образом, наиболее рациональным является сохранение существующих в настоящее время допустимых аксиальных напряженностей при условии решения вопросов о герметизации и качестве технологий.

Выводы. 1. Влагосодержание изоляции является важным параметром, определяющим эксплуатационную надежность высоковольтных аппаратов и вводов. При увеличении влагосодержания понижаются напряженности начальных и критических частичных разрядов, определяющие допустимые радиальные напряженности в бумажно-масляной изоляции конденсаторного типа.

2. Характеристики частичных разрядов практически не зависят от температуры изоляции. Разброс характеристик уменьшается с ростом влагосодержания.

3. При отсутствии загрязнений на поверхности диэлектрика и комнатной температуре разрядное напряжение практически не зависит от влагосодержания изоляции, если W изменяется от 0,5 до 5%. При температуре 85°C наблюдается значительное понижение разрядного напряжения с ростом влагосодержания изоляции.

4. Допустимые радиальные напряженности зависят от герметичности конструкции, а в герметичных конструкциях — от качества технологии. Принимаемые величины допустимых напряженностей уточнены в соответствии с величинами вероятного влагосодержания изоляции в герметичных и негерметичных конструкциях вводов.

5. Аксиальные испытательные напряженности, принимаемые для внутренней изоляции вводов, могут обеспечивать эксплуатационную надежность изоляции при условии полной герметизации и технологии, исключающей возможность накопления на поверхности изоляции загрязнений, активно адсорбирующих влагу.

Литература

1. Манн А. К. и Цепаккина Л. П., Исследование работы бумажно-масляной изоляции вводов 110 кв, Известия НИИПТ, 1962, № 9.
2. Fabre J., Yosse H., Influence of moisture in power and instrument transformers on the ageing of the paper and on the electric strength, CIGRE, 1958, rep. 149.
3. Воскресенский В. Ф., Некоторые итоги опыта профилактических испытаний электрооборудования, «Электрические станции», 1967, № 6.
4. Грейсх М. А. и др., Бумажно-масляная изоляция в высоковольтных конструкциях, Госэнергоиздат, 1963.
5. Blodgett R. B., Influence of absorbed water and temperature on tan delta and dielectric constant of oil — impregnated paper insulation, Pow. App. and Syst., 1962, № 59.
6. Teague W. L., Mc Whinter J. H., Dielectric measurement of the insulation of new power transformers, Pow. App. and Syst., 1952, № 2.
7. Krasucki Z., Chunch H. F., Garton C. G., A new explanation of gas evolution in electrically stressed oil — impregnated paper, Journ. of electrochem. Soc., 1960, № 7.
8. Bingelli J., Froidevaux J., Kratzer R., The treatment of transformers. Quality and completion criteria of the process, CIGRE, 1966, rep. 110.
9. Кучинский Г. С., Частичные разряды и срок службы бумажно-масляной изоляции конденсаторного типа, Диссертация, ЛПИ, 1965.

[2.7.1969]

Продольная дифференциальная токовая защита блока генератор—трансформатор с тремя токами срабатывания

Инж. В. Г. ГАЛЬПЕРИН

Москва

Продольная дифференциальная защита блока генератор—двухобмоточный трансформатор, применяющаяся в энергетических системах, имеет сравнительно большой ток срабатывания (свыше 1,3 номинального тока трансформатора), который соизмерим с токами коротких замыканий на вводах обмотки высшего напряжения трансформатора блока при отключенном его высоковольтном выключателе. При этом защита имеет недостаточную чувствительность к таким повреждениям, особенно при однофазных замыканиях на землю.

В [Л. 1] предложена дифференциальная защита блока генератор—трансформатор с двумя зонами чувствительности, которая совмещает свойства продольной дифференциальной токовой защиты блока и отдельной продольной дифференциальной токовой защиты генератора. Эта защита имеет два тока срабатывания: меньший—при повреждениях в генераторе и больший—при коротких замыканиях в трансформаторе блока. При повреждениях в трансформаторе блока защита имеет такую же чувствительность, что и обычная продольная дифференциальная токовая защита блока.

Предложенная автором продольная дифференциальная токовая защита блока генератор—двухобмоточный трансформатор [Л. 2] имеет три тока срабатывания в зависимости от места повреждения: меньший—при коротких замыканиях в генераторе, больший—при повреждениях в обмотке низшего напряжения трансформатора и меньший—при коротких замыканиях в обмотке высшего напряжения трансформатора блока. Поэтому эта защита может заменять три защиты: продольную дифференциальную токовую защиту генератора, продольную дифференциальную токовую защиту блока и дифференциальную токовую защиту нулевой последовательности обмотки высшего напряжения трансформатора блока. Однако она не действует при части витковых замыканий в обмотках трансформатора блока.

В отличие от защиты [Л. 1] предлагаемая защита имеет меньший ток срабатывания при повреждении в обмотке высшего напряжения трансформатора блока.

Описание схемы и принцип ее действия. Схема защиты показана на рис. 1. Трансформаторы тока и обмотки насыщающихся трансформаторов дифференциальных реле включены так, что в нормальном рабочем режиме блока (пренебрегая током, ответвляющимся в трансформатор собственных нужд) и в режиме внешнего короткого замыкания н. с. витков обмотки реле, обтекаемых вторичными токами трансформаторов тока 1 и 3, уравновешивают н. с. витков обмотки реле, обтекаемых вторичными токами трансформаторов тока 2 и 4.

Уравнение равновесия н. с. в насыщающемся трансформаторе дифференциального реле

$$I_1 \omega_1 - I_2 \omega_2 + I_3 \omega_3 - I_4 \omega_4 = 0. \quad (1)$$

Преобразуем (1), учитывая $I_3 = I_4$ (коэффициенты трансформации трансформаторов тока 3 и 4 одинаковы) и $I_2 = \frac{n_1}{n_2} I_1$, тогда

$$I_1 \left(\omega_1 - \frac{n_1}{n_2} \omega_2 \right) - I_4 (\omega_4 - \omega_3) = 0, \quad (2)$$

где n_1 и n_2 —коэффициенты трансформации трансформаторов тока 1 и 2.

Из (2) следуют условия

$$\omega_1 > \frac{n_1}{n_2} \omega_2; \quad (3)$$

$$\omega_4 > \omega_3. \quad (4)$$

Еще преобразуем уравнение (1):

$$I_1 \omega_1 - I_4 \left[\frac{n_4 \sqrt{3}}{n_2 N_T} \omega_2 + (\omega_4 - \omega_3) \right] = 0 \quad (5)$$

или

$$I_1 \omega_1 - I_4 [k \omega_2 + (\omega_4 - \omega_3)] = 0, \quad (6)$$

где $k = \frac{n_4 \sqrt{3}}{n_2 N_T}$ —постоянная величина; N_T —коэффициент трансформации трансформатора блока; n_4 —коэффициент трансформации трансформаторов тока 4.

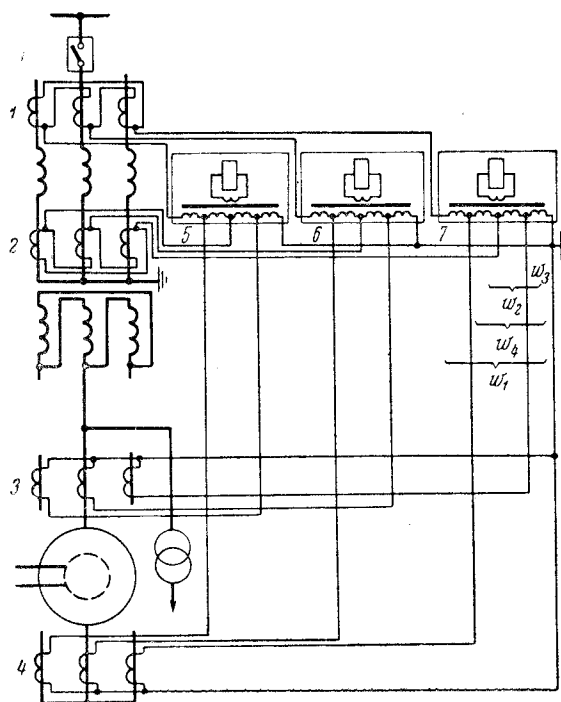


Схема продольной дифференциальной токовой защиты блока генератор—трансформатор с тремя токами срабатывания.

При коротком замыкании в обмотке низшего напряжения трансформатора блока или на ее вводах в режиме, когда блок отключен от системы, током повреждения будут обтекаться трансформаторы тока 3 и 4. Трансформаторы тока 3 и 4 и обмотки насыщающихся трансформаторов дифференциальных реле включены так, что магнитные потоки в магнитопроводах реле в этом случае будут обусловлены разностью н. с., соответствующих вторичным токам I_3 и I_4 . Реле сработают, если эта разность будет равна или больше н. с. срабатывания реле, и ток срабатывания дифференциальных реле в этом случае равен

$$I_{c.pI} = \frac{F_{c.p}}{w_4 - w_3}, \quad (7)$$

где $F_{c.p}$ — н. с. срабатывания реле.

Это первая уставка защиты.

При коротком замыкании в обмотке статора генератора в режиме, когда блок отключен от системы, током повреждения обтекаются трансформаторы тока 4. Ток срабатывания реле в этом случае будет являться второй уставкой защиты

$$I_{c.pII} = \frac{F_{c.p}}{w_4}. \quad (8)$$

Число витков w_3 и w_4 можно выбрать достаточно большими, лишь бы их разность удовлетворяла (2) и ток срабатывания второй уставки защиты может быть достаточно малым (его значение будет ограничиваться током небаланса при внешнем коротком замыкании). Таким образом, ток срабатывания второй уставки защиты будет меньше номинального тока защищаемого генератора.

При повреждении в обмотке высшего напряжения трансформатора или на ее вводах в режиме, когда блок отключен от системы, током короткого замыкания будут обтекаться трансформаторы тока 2, 3 и 4. Тогда магнитный поток в реле будет обусловлен, во-первых, разностью н. с., соответствующим вторичным токам I_3 и I_4 , во-вторых, н. с., соответствующей вторичному току I_2 . Ток срабатывания дифференциального реле в этом случае является третьей уставкой защиты

$$I_{c.pIII} = \frac{F_{c.p}}{kw_2 + w_4 - w_3}. \quad (9)$$

Числа витков w_1 и w_2 можно выбрать достаточно большими, лишь бы их значения удовлетворяли (2). Значение $I_{c.pIII}$ ограничивается током небаланса при внешнем коротком замыкании. Однако ток срабатывания третьей уставки может быть выбран меньше номинального тока трансформатора блока.

Повышенная чувствительность защиты при повреждении в обмотке высшего напряжения трансформатора блока или на ее вводах возможна благодаря тому, что ток срабатывания защиты в этой зоне не нужно отстраивать от броска тока намагничивания трансформатора блока. При увеличении напряжения генератора ток намагничивания трансформатора блока протекает только в его обмотке низшего напряжения и попадает в цепи защиты только через трансформаторы тока 3 и 4.

В описанной схеме используются реле с одной дифференциальной и тремя уравнительными обмотками.

Схема включает комплект трансформаторов тока 2, установленный на вводах к нейтрали обмотки высшего напряжения трансформатора блока. У однофазных трансформаторов — это трансформаторы тока, встроенные во вводы к нейтрали обмотки высшего напряжения, а у трехфазных трансформаторов — это трансформаторы тока, встроенные в бак трансформатора (при их наличии).

Расчет защиты. Ток срабатывания первой уставки $I_{c.pI}$ (при повреждении в обмотке низшего напряжения трансформатора блока) выбирается:

по условию отстройки от максимального тока короткого замыкания за трансформатором собственных нужд;

по условию отстройки от броска тока намагничивания при включении ненагруженного трансформатора блока под напряжение [Л. 3].

Расчетное число витков обмотки насыщающегося трансформатора реле $(w_4 - w_3)_{расч}$ определяется по (7).

Ток срабатывания второй уставки защиты $I_{c.pII}$ (при повреждении в генераторе блока) выбирается по условию отстройки от максимального значения тока небаланса при внешнем коротком замыкании или при асинхронном режиме [Л. 3] и принимается практически порядка $0,5 \div 0,6 I_{ном}$.

Расчетное число витков обмотки насыщающегося трансформатора реле, включенной на трансформаторы тока на выводах к нейтрали обмотки статора генератора, $w_{4расч}$ определяется из выражения (8).

Число витков обмотки насыщающегося трансформатора реле, включенной на трансформаторы тока, установленные на линейных выводах обмотки статора генератора,

$$w_3 = w_4 - (w_4 - w_3), \quad (10)$$

где $w_4 - w_3$ — число витков, определенное по (7).

Ток срабатывания третьей уставки $I_{c.pIII}$ (при повреждении в обмотке высшего напряжения трансформатора блока) выбирается по условию отстройки от максимального значения тока небаланса при внешнем коротком замыкании или асинхронном режиме [Л. 3].

Расчетное число витков обмотки насыщающегося трансформатора реле, включенной на трансформаторы тока, установленные на вводах к нейтрали обмотки высшего напряжения трансформатора блока, определяется из условия срабатывания защиты при повреждении в обмотке высшего напряжения:

$$F_{c.p} = I_2 w_2 + I_4 (w_4 - w_3)$$

или

$$F_{c.p} = \frac{I_{c.pIII} \sqrt{3}}{n_2} w_2 + \frac{I_{c.pIII} N_T}{n_3} (w_4 - w_3),$$

где $I_{c.pIII}$ — первичный ток срабатывания защиты в обмотке высшего напряжения трансформатора, откуда при повреждении

$$w_{2расч} = \frac{n_2}{\sqrt{3}} \left[\frac{F_{c.p}}{I_{c.pIII}} - \frac{N_T}{n_3} (w_4 - w_3) \right]. \quad (11)$$

В случаях, когда число витков $w_{2расч}$ получается дробным, принимается ближайшее целое мень-

шее количество витков ω_2 из тех, которые можно установить на насыщающемся трансформаторе дифференциального реле.

Расчетное число витков обмотки насыщающегося трансформатора реле, включенной на трансформаторы тока, установленные на линейных вводах обмотки высшего напряжения трансформатора блока, определяется по условию равновесия н. с. в обмотках реле при нагрузочном режиме или внешних повреждениях.

Из (1) следует:

$$I_B \left[\frac{\sqrt{3}}{n_1} \omega_1 - \frac{\sqrt{3}}{n_2} \omega_2 - \frac{N_T}{n_4} (\omega_4 - \omega_3) \right] = 0,$$

где I_B — ток трансформатора блока на стороне высшего напряжения или

$$\frac{\sqrt{3}}{n_1} \omega_1 - \frac{\sqrt{3}}{n_2} \omega_2 - \frac{N_T}{n_4} (\omega_4 - \omega_3) = 0,$$

откуда

$$\omega_{1\text{расч}} = \frac{n_1}{n_2} \omega_2 + \frac{N_T n_1}{\sqrt{3} n_4} (\omega_4 - \omega_3). \quad (12)$$

В случаях, когда число витков $\omega_{1\text{расч}}$ получается дробным, принимается ближайшее целое (меньшее или большее) число витков ω_1 , а расчет уточняется учетом составляющей тока небаланса $I_{\text{нб.расч}}$, обусловленной этим приближением:

$$I'''_{\text{нб.расч}} = \frac{\omega_{1\text{расч}} - \omega_1}{\omega_{1\text{расч}}} I_{\text{к.з. макс}}^{(3)} \quad (13)$$

Расчетный ток небаланса с учетом составляющей $I'''_{\text{нб.расч}}$

$$I_{\text{нб.расч}} = I'_{\text{нб.расч}} + I'''_{\text{нб.расч}}, \quad (14)$$

где $I'_{\text{нб.расч}}$ — расчетный ток небаланса при внешнем коротком замыкании или асинхронном режиме, вычисленный по [Л. 3].

Уточняется ток срабатывания третьей уставки защиты и далее расчет ведется в указанной выше последовательности.

Под коэффициентом чувствительности защиты понимается отношение н. с. в реле при данном виде повреждения к н. с. срабатывания реле.

Чувствительность защиты при трехфазном коротком замыкании на вводах высшего напряже-

ния трансформатора блока в режиме, когда отключен высоковольтный выключатель блока (режим опробования), характеризуется коэффициентом

$$K_r^{(3)} = \frac{I_{\text{к.з}}^{(3)} \left[\frac{\sqrt{3} \omega_2}{n_2} + \frac{N_T}{n_3} (\omega_4 - \omega_3) \right]}{F_{\text{с.р}}}, \quad (15)$$

где $I_{\text{к.з}}^{(3)}$ — ток трехфазного короткого замыкания на вводах высшего напряжения трансформатора блока.

Чувствительность защиты при двухфазном коротком замыкании на вводах высшего напряжения трансформатора блока в режиме опробования характеризуется коэффициентом

$$K_4^{(2)} = \frac{2I_{\text{к.з}}^{(2)} \left[\frac{\omega_2}{n_2} + \frac{N_T}{\sqrt{3} n_3} (\omega_4 - \omega_3) \right]}{F_{\text{с.р}}}, \quad (16)$$

где $I_{\text{к.з}}^{(2)}$ — ток двухфазного короткого замыкания на вводах высшего напряжения трансформатора блока.

Чувствительность защиты при однофазном коротком замыкании на землю на вводе высшего напряжения трансформатора блока в том же режиме характеризуется коэффициентом

$$K_r^{(1)} = \frac{I_{\text{к.з}}^{(1)} \left[\frac{\omega_2}{n_2} + \frac{N_T}{\sqrt{3} n_3} (\omega_4 - \omega_3) \right]}{F_{\text{с.р}}}, \quad (17)$$

где $I_{\text{к.з}}^{(1)}$ — ток однофазного короткого замыкания на землю на вводе высшего напряжения трансформатора блока в режиме опробования.

Литература

1. Шверин Н. Г., Дифференциальная защита блоков генератор — трансформатор с двумя зонами чувствительности, «Электрические станции», 1966, № 10.
2. Гальперин В. Г., Заявка на изобретение № 1076880/24—7, «Продольная дифференциальная токовая защита блока генератор — трансформатор» от 17 мая 1966 г.
3. Руководящие указания по релейной защите, вып. 5, «Защита блоков генератор — трансформатор и генератор — автотрансформатор», изд-во «Энергия», 1963.

[17.3.1969]



УДК 621.315.616.1

Свойства и области применения электропроводных резин

Канд. техн. наук В. С. ЖУРАВЛЕВ, инж. А. А. БЛИНОВ
и канд. техн. наук, доц. А. Е. КОРНЕВ

Москва

Применяемые в различных отраслях народного хозяйства электропроводные резины [Л. 1—6] особенно широко используются для антистатической защиты производств, где заряды статического электричества представляют опасность воспламенения.

Резиновое изделие обладает антистатическими свойствами, если его полное электрическое сопротивление по отношению к земле не превышает 10^6 ом. Однако для безопасности персонала и

взрывобезопасности оборудования при пробое изоляции электроустановок, соприкасающихся с антистатической резиной, это значение в большинстве случаев не должно быть меньше 10^4 ом [Л. 4]. Для правильного выбора электропроводной резины в качестве антистатика, кроме ее электрических параметров и эксплуатационных свойств, необходимо также знать: каким образом длительная эксплуатация в различных средах будет влиять на электропроводность этой резины. Более полное изучение

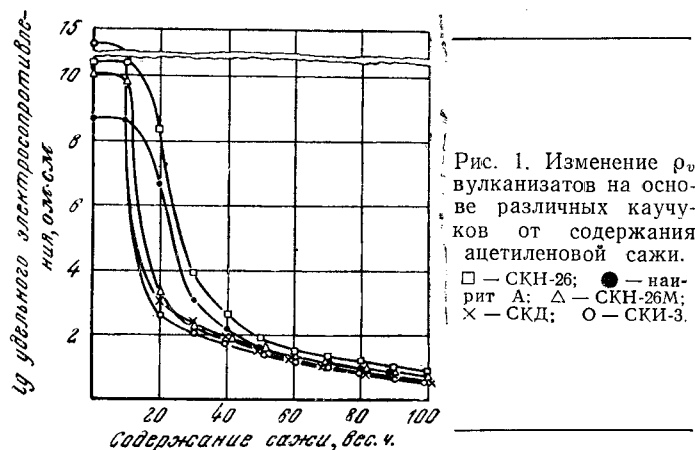


Рис. 1. Изменение ρ_v вулканизатов на основе различных каучуков от содержания ацетиленовой сажи.
□ — СКН-26; ● — наирит А; Δ — СКН-26М; × — СКД; ○ — СКИ-3.

физико-механических и эксплуатационных свойств электропроводных резин позволит расширить области их применения.

Электропроводные резины могут быть получены практически из всех видов отечественных синтетических каучуков путем введения электропроводящего наполнителя: липецкой ацетиленовой сажи, сажи ПМ-100, других специальных сортов саж и графита [Л. 1 и 5].

На рис. 1 показано влияние содержания ацетиленовой сажи на удельное электрическое сопротивление вулканизатов на основе некоторых отечественных синтетических каучуков: полиизопренового — СКИ-3, полибутадиенового — СКД, полихлоропренового — наирита и бутадиен-нитрильных — СКН-26 и СКН-26М.

Каучук СКИ-3 наибольшее применение находит как заменитель натурального каучука (частично или полностью) в шинном производстве и в производстве резино-технических изделий.

В шинном производстве в основном применяется СКД, поскольку вулканизаты на его основе по сопротивлению, тепловому старению и износостойкости значительно превосходят вулканизаты на основе натурального каучука.

Бутадиен-нитрильные каучуки и наирит чаще всего применяются в качестве масло-бензостойких изделий во многих отраслях промышленности. Наирит — негорюч, обладает высокой озоностойкостью, стойкостью к действию химических веществ и растворителей.

Измерение удельного электрического сопротивления для резин с $\rho_v > 10^6$ Ом·см производилось по ГОСТ 6433-65, а для резин с $\rho_v < 10^6$ Ом·см — потенциометрическим методом по методике, разработанной в МИТХТ им. М. В. Ломоносова [Л. 7].

Как видно из рис. 1, удельное электрическое сопротивление чистых каучуков оказывает существенное влияние на электросопротивление вулканизатов только при малом содержании наполнителя (0–10 весовых частей сажи на 100 весовых частей каучука).

При содержании 20–40 весовых частей сажи на 100 весовых частей каучука наблюдается резкое падение электросопротивления резин вследствие образования устойчивых токопроводящих сажевых цепочек.

При дальнейшем наполнении формируется пространственная сажевая структура, падение удельного электросопротивления вулканизатов замедляется и ρ_v становится приблизительно одинаковым для всех каучуков.

Более жесткие каучуки — наирит, бутадиен-нитрильный СКН-26, хотя и имеют сравнительно низкое электросопротивление 10^8 – 10^{10} Ом·см, дают вулканизаты при содержаниях сажи от 15 до 40 весовых частей с более высокими показателями ρ_v по сравнению с вулканизатами из каучуков СКИ-3 и СКД [Л. 8].

Вследствие этого каучук СКИ-3, являясь самым мягким, позволяет получать наиболее эластичные вулканизаты с меньшими значениями ρ_v .

В табл. 1 приведены физико-механические показатели ряда резин в зависимости от наполнения ацетиленовой сажью. Эти данные показывают, что физико-механические свойства электропроводных резин существенно не отличаются от свойств резин, применяемых для большинства конструктивных изделий.

Из табл. 1 видно, что свойства вулканизатов на основе мягкого бутадиен-нитрильного каучука СКН-26М практически не отличаются от резин на основе жесткого СКН-26.

Каучук СКН-26М не требует предварительной пластикации (дополнительные затраты энергии и непроизводительное использование оборудования ликвидируются); по масло-бензостойкости, температуростойкости, стойкости к тепловому и озонному старению он равноценен СКН-26, а по выносливо-

Таблица 1

Физико-механические свойства вулканизатов на основе различных типов каучуков

Количество весовых частей сажи	СКИ-3					СКД					Наирит					СКН-26					СКН-26М				
	M_{300}	σ	L	l	T	M_{300}	σ	L	l	T	M_{300}	σ	L	l	T	M_{300}	σ	L	l	T	M_{300}	σ	L	l	T
10	24	260	700	28	40	—	22	275	2	53	32	238	900	32	59	22	139	700	8	56	21	136	725	14	49
20	42	266	625	40	47	47	53	340	2	57	58	224	780	36	68	32	246	750	9	59	40	198	725	18	53
30	62	272	625	40	56	56	79	400	2	60	85	174	700	40	73	59	252	725	12	65	69	221	700	20	59
40	82	230	550	38	60	77	110	425	4	66	113	149	450	36	76	75	250	675	20	68	81	235	660	20	63
50	106	211	500	38	64	91	119	400	6	68	120	142	425	28	80	98	233	625	20	72	116	217	575	20	67
60	131	192	450	36	68	132	138	350	4	72	143	143	300	20	83	121	221	525	12	75	141	212	500	18	72
70	149	186	400	28	72	138	142	325	4	75	—	139	250	16	86	163	217	450	12	78	160	202	425	16	76
80	159	173	350	24	75	144	144	300	4	78	—	132	225	16	88	172	172	300	8	80	174	181	300	14	79

Примечание. M_{300} — напряжение при 300% удлинении, кгс/см²; σ — предел прочности при растяжении, кгс/см²; L — относительное удлинение, %; l — остаточное удлинение, %; T — твердость по ТМ-2, усл. ед.

сти к многократным деформациям превосходит его. Поэтому можно считать, что этот каучук более пригоден для электропроводных резиновых изделий, работающих при динамических условиях эксплуатации в среде растворителей и топлив [Л. 9].

Для улучшения технологической обработки резиновых смесей на основе нитрильных и хлоропреновых каучуков в их состав вводится до 20 весовых частей пластификаторов, которые могут существенно влиять на ρ_v вулканизатов.

Для резин с $\rho_v = 10^3 \div 10^8 \text{ ом} \cdot \text{см}$ введение небольшого количества пластификатора (до 10 весовых частей) улучшает электропроводность, в то время как в случае резин с пространственной сажевой структурой ($\rho_v < 10^2 \text{ ом} \cdot \text{см}$) любое количество пластификатора несколько увеличивает электросопротивление.

Большой практический интерес представляют электропроводные резины, в рецептуру которых в качестве вулканизирующих агентов не входит сера и серосодержащие ускорители процесса вулканизации, поскольку они в процессе эксплуатации выцветают на поверхности резины, вызывая коррозию электрических контактов. Особенно это важно в случае посеребренных поверхностей, так как образующееся сернистое серебро на несколько порядков увеличивает переходное сопротивление между резиной и контактирующей поверхностью. Поэтому при использовании электропроводной резины в качестве токоподводов или промежуточных элементов в датчиках, где они соприкасаются с посеребренными поверхностями, необходимо применять, например, перекисную вулканизацию.

В табл. 2 приведены свойства резин, вулканизованных перекисью дикумила в сравнении с образцами, вулканизованными серой.

Данные этой таблицы показывают, что при перекисной вулканизации могут быть получены электропроводные резины с высокими эксплуатационными свойствами. Кроме этого, перекисные вулканизаты обладают повышенной тепло-, температуро- и озоностойкостью по сравнению с серными вулканизатами.

Характерной особенностью электропроводных резин является анизотропия электропроводности, возникающая при ее производстве, например при шприцевании и каландровании [Л. 1 и 4]. Анизотропия заключается в том, что ρ'_v вдоль направления шприцевания (каландрования) в несколько раз меньше чем ρ''_v резины, измеренное в поперечном направлении. Это явление возникает за счет ориен-

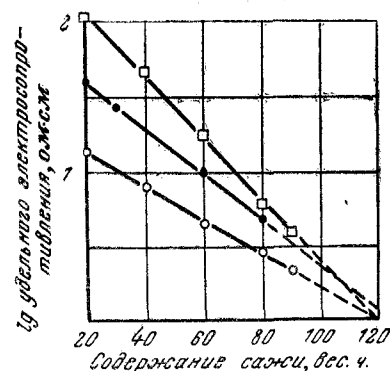
Таблица 2

Свойства вулканизатов на основе каучука СКН-26М при серной и перекисной вулканизации

Вид вулканизации	M_{300} , кгс/см ²	σ , кгс/см ²	L , %	l , %	Твердость по ТМ-2, усл. ед.	ρ_v , ом·см
Вулканизация серой с ускорителем	87,5	185,3	575	25	70	48,5
Вулканизация перекисью дикумила	119,7	154,5	375	12	65	60,5

Рис. 2. Влияние содержания ацетиленовой сажи на коэффициент анизотропии ρ_v вулканизатов.

□ — СКН-26; ● — наирит КР; ○ — СИ-3.



тации токопроводящих сажевых цепочек в направлении движения.

На рис. 2 показано влияние характера токопроводящей сажевой структуры на коэффициент анизотропии ($K_a = \rho'_v / \rho''_v$). Из этого рисунка видно, что у электропроводных резин, имеющих более разветвленную сажевую структуру ($\rho_v < 10^2 \text{ ом} \cdot \text{см}$), K_a незначителен, в то время как для резин с цепочечной сажевой структурой ($\rho_v > 10^2 \text{ ом} \cdot \text{см}$) он может достигать двух порядков.

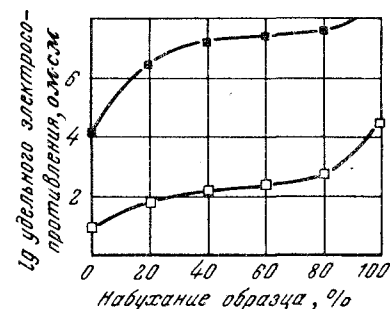
Этот коэффициент меньше для резин с большей пластичностью вследствие того, что в процессе приготовления и обработки резиновых смесей механические напряжения, вызывающие разрушение сажевой структуры, в них будут ниже. Так, например, смеси на основе наирита, давая более жесткие вулканизаты, имеют меньшее значение K_a по сравнению со смесями на основе СКН-26, так как вязкость наиритовых смесей в процессе технологической обработки меньше.

В процессе эксплуатации электропроводные резины могут менять свои электрические свойства, что надо учитывать при составлении рецептур. Так, при действии растворителей (рис. 3) происходит набухание вулканизатов, в результате которого ухудшается контактирование сажевых частиц, и ρ_v возрастает [Л. 10]. Особенно это заметно у резин, обладающих цепочечной проводящей структурой ($\rho_v = 10^4 \div 10^7 \text{ ом} \cdot \text{см}$). При более низком значении ρ_v (трехмерная сажевая структура) набухание не вызывает столь существенного изменения электрических свойств.

Исследовалось изменение ρ_v в процессе испытания образцов на сопротивление разрастанию трещин при многократном изгибе (рис. 4) (ГОСТ 9983-62). Было установлено, что при деформации происходит возрастание ρ_v вулканизатов вследствие разрушения токопроводящей сажевой структуры, причем этот рост выражен в большей

Рис. 3. Измерение ρ_v вулканизатов с ацетиленовой сажой в процессе набухания в бензоле.

■ — 30 весовых частей сажи;
□ — 75 весовых частей сажи.



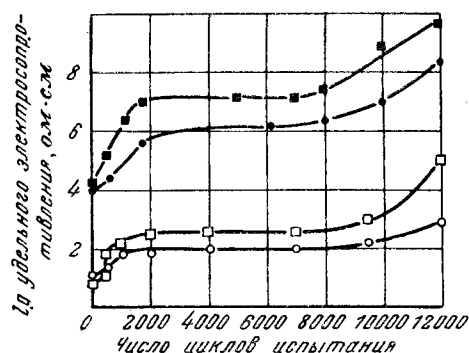


Рис. 4. Изменение ρ_v вулканизатов с ацетиленовой сажей в процессе многократных деформаций.

■ — СКН-26+30 весовых частей сажи; ● — наирит КР+30 весовых частей сажи; □ — СКН-26+75 весовых частей сажи; ○ — наирит КР+75 весовых частей сажи.

степени для резин с малым содержанием наполнителя (цепочечная структура сажи). При содержании сажи более 50—60 весовых частей (трехмерная сажевая структура), удельное электросопротивление увеличивается в меньшей степени вследствие того, что в процессе деформации происходит более быстрое восстановление разрушенной сажевой структуры.

Следует также отметить, что резкий рост удельного электросопротивления наблюдается после 8 000—10 000 циклов испытания, когда уже происходит растрескивание и разрушение самого образца. Для среднего количества испытаний характерно постоянство удельного сопротивления, так как вследствие повышения температуры образца устанавливается динамическое равновесие между разрушением токопроводящей сажевой структуры и ее восстановлением.

На основе проведенных исследований в МИТХТ им. М. В. Ломоносова были разработаны рецепту-

Таблица 3

Значение потенциалов зарядов статического электричества, возникающих при использовании обычных и антистатических резин

Условия, при которых возникают заряды статического электричества	Потенциал зарядов статического электричества, в	
	неэлектропроводящая резина	антистатическая резина
Перевозка жидкого резинового клея на тележке с резиновыми колесами	6 000—8 000	400
Заряд, получаемый оператором при работе на стенде с покрытием из резины	5 000—6 000	30—40
Электризация бензина БР-1 при протекании его по резиновому шлангу длиной 6 м	3 200—3 500	Заряд не обнаружен
Заправка топливом агрегата с непроводящими шлангами по резиновому шлангу (металлическая оплетка на шланге отсутствует)	12 000—15 000	
Электризация дизельного топлива в баке с резиновым покрытием при движении гусеничной машины по пересеченной местности	21 000	1 600

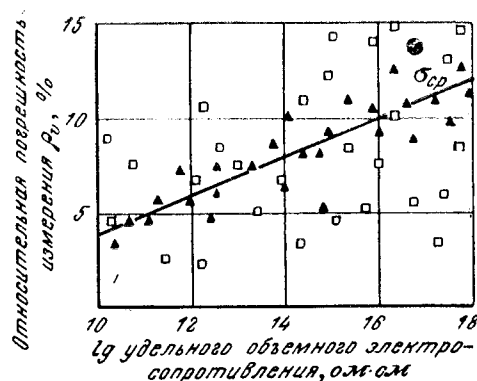


Рис. 5. Отклонение относительной погрешности методики измерения ρ_v от среднего значения в зависимости от вида применяемых электродов и значения ρ_v измеряемого образца.

□ — металлические электроды; ▲ — электроды из электропроводной резины.

ры масло-бензостойких электропроводных резин на основе бутадиен-нитрильных каучуков для антистатических рукавных изделий и покрытий [Л. 11]. Опытные образцы таких резин и изделий из них были применены для антистатической защиты; результаты представлены в табл. 3.

Резины с $\rho_v = 10^2 - 10^3 \text{ ом} \cdot \text{см}$ были применены в качестве эластичных электродов при измерении диэлектрических свойств ($\text{tg } \delta$, ϵ , ρ_s , ρ_v) твердых диэлектриков с удельным объемным электросопротивлением более $10^{10} \text{ ом} \cdot \text{см}$. Применение эластичных электродов наиболее целесообразно для образцов, имеющих неровную поверхность, так как металлические электроды не обеспечивают плотного контакта по всей площади, за счет чего ошибка измерения диэлектрических параметров возрастает. Это хорошо иллюстрируется представленными данными на рис. 5.

Литература

1. Гуль В. Е. и др., Электропроводящие полимерные материалы, изд-во «Химия», 1968.
2. Сб. «Электропроводящие полимерные материалы», под ред. проф. В. Е. Гуля, ЦБТИ Мособлсовнархоза, 1961.
3. Щибря Н. Г. и Журавлев В. С., Электропроводящие полимерные материалы, «Электричество», 1968, № 5.
4. Norman R. H., Conductive Rubber, Ots Application and Test Methods, London, 1957.
5. Журавлев В. С. и др., Антистатические резины и их применение, сб. «Статическое электричество в полимерах», изд-во «Химия».
6. Горелик Р. А. и др., Применение сажи ПМ-100 в электропроводящих резинах, «Производство шин резинотехнических и асбестотехнических изделий», ЦНИИТЭНефтехим, 1969, № 8.
7. Журавлев В. С. и др., Об измерении удельного электрического сопротивления электропроводящих резин, «Производство шин, резинотехнических и асбестотехнических изделий», ЦНИИТЭНефтехим, 1968, № 9.
8. Boonstra B. B., Dannenberg E. M., Electrical Conductivity of Rubber Carbon Black Vulcanizates «Industrial and Engineering chemistry», v. 46, p. 218, 1954, № 1.
9. Корнев и др., Влияние исходной пластичности бутадиен-нитрильных каучуков на удельное электросопротивление вулканизатов, «Производство шин, резинотехнических и асбестотехнических изделий», ЦНИИТЭНефтехим (в печати).
10. Геппе и др., Об измерении некоторых электрических свойств резины при ее набухании в растворителях, «Каучук и резина», 1962, № 9.
11. Журавлев В. С. и др., Электропроводящие антистатические маслобензостойкие резины для рукавных изделий, «Производство шин, резинотехнических и асбестотехнических изделий», ЦНИИТЭНефтехим, 1968, № 12.

[8.7.1969]

Схемы для получения периодических однополярных импульсов тока большой амплитуды

Ю. Ф. ВОЛЬНОВ, Н. С. КЛИМОВ и Р. А. ЛЫТАЕВ

Москва

Для создания магнитных полей больших энергий получили распространение импульсные схемы, в которых в качестве накопителя энергии используется электрическая емкость.

В данной статье описываются импульсные схемы, разработанные в 1960—1961 гг., в которых перезарядный импульс используется как рабочий, а перезаряд и подзаряд емкости осуществляется либо с помощью механических коммутаторов и вентилях, либо только с помощью вентилях. Ток через зарядный трансформатор в этих схемах протекает в обоих направлениях и, следовательно, в нем отсутствует одностороннее намагничивание.

На рис. 1 представлена схема, в которой использован принцип ионно-механической коммутации. При полярности напряжения на емкости C , указанной на рис. 1, включаются механические коммутаторы K_2 , K_4 , подается управляющий импульс на вентиль B , конденсатор перезарядается, и через нагрузку $R—L$ протекает импульс тока. После прохождения тока через нуль коммутаторы K_2 и K_4 отключаются. Вентиль B находится под обратным напряжением в течение времени от момента прохождения тока через нуль до момента отключения коммутаторов. При противоположной полярности напряжения на конденсаторе включаются коммутаторы K_1 и K_3 ; с помощью управляющего импульса открывается вентиль B , емкость перезарядается и через нагрузку вновь протекает импульс тока той же полярности. В интервалах между рабочими импульсами тока конденсатор подзарядается от трансформатора T_1 по цепи $K_3—B—L—R—K_3$ или по цепи $K_4—B—L—R—K_4$. В зависимости от частоты повторения рабочих импульсов подзаряд C осуществляется за короткие отрезки времени, например в течение одного или нескольких периодов промышленной частоты. Многократный подзаряд позволяет более полно использовать возможности зарядного трансформатора.

Механические коммутаторы рационально применять только при больших скажностях импульсов. Во всех других случаях должны применяться ртутные или полупроводниковые вентили. На рис. 2 приведена схема коммутирующего устройства с полупроводниковыми или ртутными вентилями. По-

добные схемы, но с другим способом подзаряда, приведены в [Л. 1 и 2]. С помощью главных вентилях 1—4 осуществляется пропускание однополярных импульсов тока через нагрузку (поочередно работают две группы вентилях — 1, 4 и 2, 3). Вентили 5 и 6 служат для подзаряда конденсатора от трансформатора T_1 . В зависимости от полярности напряжения на конденсаторе подзаряд производится либо через вентили 5, 3 и нагрузку $R—L$, либо через вентили 4 и 6. Таким образом, в процессе подзаряда участвуют также главные вентили 4 и 3. Вследствие этого максимальное значение напряжения на зарядных вентилях уменьшается примерно в 2 раза по сравнению с отдельным контуром подзаряда, так как складывающиеся в определенные моменты времени напряжения на зарядном трансформаторе и конденсаторе делятся с помощью делителей напряжения между зарядными и главными вентилями.

Вместо подзарядных вентилях можно применить маломощный механический коммутатор K . В этом случае подзаряд будет происходить по цепи $K—4$ или $K—L—R—3$ в зависимости от полярности напряжения на емкости. Контакты коммутатора замыкаются до зажигания вентилях 4 или 3 и размыкаются после их погасания.

При уменьшении величины рабочего напряжения представляется возможность исключить зарядные вентили и использовать для подзаряда емкости главные вентили. Такая импульсная схема приведена на рис. 3. При полярности напряжения на емкости, указанной на рис. 3, открываются вентили 4 и 1, конденсатор перезарядается и через нагрузку протекает импульс тока. Затем происходит подзаряд емкости от трансформатора T_1 через вентиль 4 в течение одного или нескольких полупериодов напряжения в зависимости от частоты повторения импульсов. После подзаряда открываются вентили 2 и 3, через нагрузку протекает импульс тока, емкость перезарядается и затем подзарядается вновь через вентиль 3 и нагрузку. Амплитуда зарядного тока значительно меньше амплитуды рабочего тока, поэтому он не будет оказывать влияния на нагрузку и вентили.

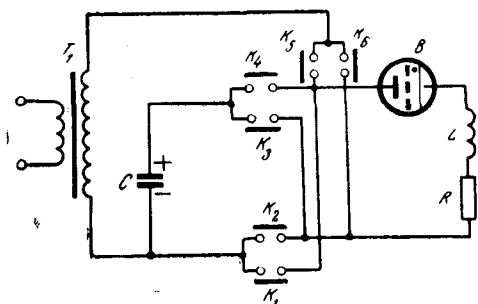


Рис. 1.

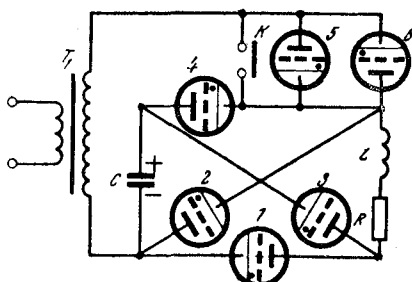


Рис. 2.

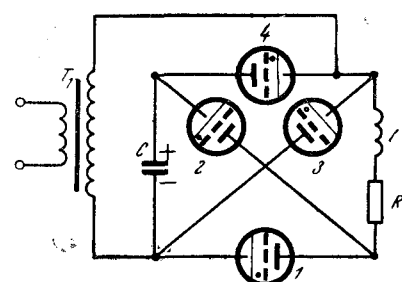


Рис. 3.

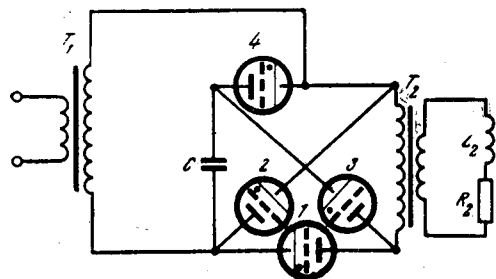


Рис. 4.

Для получения больших значений амплитуды тока в целях достижения необходимой надежности колебательный и зарядный контуры целесообразнее делать высоковольтными, а нагрузку питать через согласующий импульсный трансформатор.

В качестве коммутирующих элементов необходимо применить высоковольтные ионные вентили. Такая импульсная схема с четырьмя высоковольтными ионными вентилями дана на рис. 4, принцип ее работы аналогичен принципу работы схемы, приведенной на рис. 3.

В качестве примера рассмотрим режим работы импульсной схемы на активно-индуктивную нагрузку (рис. 4).

Параметры нагрузки: $L_2 = 10^{-5}$ гн, $R_2 = 10^{-3}$ ом. Максимальное значение тока: $I_{2\max} = 150 \cdot 10^3$ а. Максимальное значение напряжения $U_{2\max} = 5 \cdot 10^3$ в. Длительность импульса тока $\Delta t = 10^{-3}$ сек. Частота повторения импульсов тока $f = 16,7$ гц и, следовательно, скважность импульсов $Q = 60$. Рабочее напряжение на первичной стороне импульсного трансформатора выбираем равным 60 кВ из соображений оптимальных условий работы высоковольтных ионных вентилях.

Тогда коэффициент трансформации импульсного трансформатора $K = \frac{60}{5} = 12$, а индуктивность, приведенная к первичной стороне импульсного трансформатора, L'_1 может быть найдена из принятых условий:

$$(L_{S_1} + L'_{S_2}) \leq 0,1 \frac{L'_2 L_H}{L'_2 + L_H}; L_H \geq 50 L'_2,$$

где L_{S_1} и L_{S_2} — индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток; L_H — индуктивность намагничивания импульсного трансформатора;

$$L'_2 = k^2 L_2.$$

Выполнив необходимые преобразования, получим:

$$L'_1 = \frac{50 L_2'^2}{50 L_2' + L'} + 0,1 \frac{50 L_2'^2}{50 L_2' + L'_2} = 1,55 \cdot 10^{-3} \text{ гн}.$$

Определим параметры схемы: емкость колебательного контура

$$C = \frac{\Delta t^2}{\pi^2 L'_2} = 64 \text{ мкф};$$

максимальное значение тока на первичной стороне

$$I_{1\max} = \frac{U_c}{\sqrt{\frac{L'_1}{C}}} = 12,2 \text{ ка};$$

мощность потерь в нагрузке

$$P_2 = \left(\frac{I_{2\max}}{\sqrt{2Q}} \right)^2 R_2 = 190 \text{ кВт};$$

мощность потерь в вентильях

$$P_v = 53 \text{ кВт}.$$

Мощность импульсного трансформатора без учета влияния одностороннего намагничивания можно оценить по формуле:

$$S_{T_2} = \frac{U_{2\max} I_{2\max}}{2Q} = 5,4 \cdot 10^6 \text{ ва}.$$

С учетом влияния одностороннего намагничивания мощность трансформатора возрастет и будет равна примерно $10 \cdot 10^6$ ва. Расчет импульсного трансформатора и его эскизный проект для рассматриваемого варианта был выполнен в лаборатории высоковольтных трансформаторов.

По данным этой лаборатории мощность потерь в трансформаторе составляет $P_{T_2} = 35$ кВт. Таким образом, мощность потерь в колебательном контуре

$$P_{\text{общ}} = P_2 + P_{T_2} + P_v = 280 \text{ кВт}.$$

При выборе установленной мощности зарядного трансформатора следует иметь в виду, что он должен компенсировать потери разрядного цикла с определенной скоростью для того, чтобы в конце подзаряда напряжение на конденсаторе достигло заданного значения — 60 кВ. Из условий оптимального режима работы вентиля действующее значение напряжения зарядного трансформатора не должно быть более 55 кВ и, следовательно, необходимая интенсивность подзаряда будет зависеть от соответствующего выбора мощности трансформатора при данном e_k .

Схема замещения зарядной цепи состоит из последовательно включенных индуктивности рассеяния зарядного трансформатора, вентиля и емкости.

На рис. 5 приведены кривые напряжений и тока в процессе подзаряда емкости C . В момент времени t_m процесс подзаряда закончится, и напряжение на емкости достигнет величины:

$$U_{C_2} = U_{T_1 \max} \left[\frac{\omega \omega_0}{\omega^2 - \omega_0^2} \frac{\cos \phi}{\cos \varphi} \sin(\omega_0 t + \varphi) - \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \sin(\omega t_m + \psi) \right],$$

где $U_{T_1 \max}$ — максимальное значение напряжения на вторичной обмотке зарядного трансформатора; ω_0 — собственная частота колебаний; t_m — может быть найдено из уравнения:

$$\frac{\cos \phi}{\cos \varphi} \cos(\omega_0 t_m + \varphi) = \cos(\omega t_m + \psi).$$

Между величинами U_{C_1} и U_{C_2} существует связь, определяемая характеристиками разрядного цикла:

$$\frac{U_{C_1}}{U_{C_2}} = K_3 = \sqrt{1 - \frac{2P_{06m}}{f C U_{C_2}^2}} \approx 0,9.$$

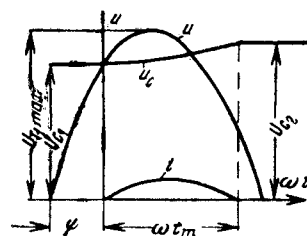


Рис. 5.

Таким образом, имеются следующие соотношения, характеризующие процесс подзаряда:

$$\left. \begin{aligned} 0,9 \left[\frac{\omega\omega_0}{\omega^2 - \omega_0^2} \frac{\cos \psi}{\cos \varphi} \sin(\omega_0 t_m + \varphi) - \frac{\omega_0^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \sin(\omega t_m + \psi) \right] &= \sin \psi; \\ \frac{\cos \psi}{\cos \varphi} \cos(\omega_0 t_m + \varphi) &= \cos(\omega t_m + \psi); \\ \operatorname{tg} \varphi &= \frac{\omega}{\omega_0} \operatorname{tg} \psi. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Можно показать, что при $\omega_0 = \frac{\omega}{2}$ отношение $m = \frac{U_{C_2}}{U_{T_1 \max}}$ близко к заданной величине $m = 0,77$.

Решая уравнения (1) относительно $\omega_0 t_m$, получим:
 $\omega_0 t_m = 63^\circ 55'$.

Из уравнений (1) находим:

$$\operatorname{tg} \psi = 1,048; \psi = 46^\circ 21' \text{ и } m = \frac{\sin \psi}{k_3} = 0,8,$$

что и требовалось показать.

Длительность подзаряда при этом составляет
 $\omega t_m = 2\omega_0 t_m = 127^\circ 50'$.

Зная ω_0 , можно вычислить индуктивность рассеяния подзарядного трансформатора:

$$L_{ST_1} = \frac{1}{C\omega_0^2} = 0,64 \text{ гн.}$$

Следовательно, при $e_k = 6\%$ и $U_{T_1} = 55 \text{ кВ}$ установленная мощность трансформатора равна:

$$S_{T_1} = \frac{e_k U_{T_1}^2}{100 \omega L_{ST_1}} = 900 \text{ кВА.}$$

Установленная мощность трансформатора, найденная как произведение эффективных значений тока и напряжения, составляет:

$$S_{T_1} = U_{T_1 \max}^2 \sqrt{\frac{1}{6\pi} C \int_0^{t_m} \left[\frac{\omega\omega_0^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \frac{\cos \psi}{\cos \varphi} \cos(\omega_0 t_m + \varphi) - \frac{\omega\omega_0^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \cos(\omega t + \psi) \right] d\omega t} = 1000 \text{ кВА.}$$

Для исследования процессов в импульсной схеме, а также для проверки расчетных результатов была создана модельная установка. Подзарядный трансформатор в этой установке моделировался трансформатором и дросселем, имитирующим индуктивность рассеяния оригинала. Импульсный трансформатор был заменен катушкой индуктивности и сопротивлением. В качестве вентилей использовались тиратроны ТР1-6/15.

С достаточной точностью можно считать, что процессы, связанные с зарядом и подзарядом емкости C , описываются линейными дифференциальными уравнениями второго порядка. Чтобы моделировать эти процессы без изменения масштаба по времени, необходимо выдерживать следующие критерии подобия:

$$m_L m_C = 1 \dots; \quad (2)$$

$$\frac{m_L}{m_R} = 1 \dots, \quad (3)$$

где m — масштаб модели, равный отношению параметра модели к параметру оригинала. По существу первый критерий подобия (2) есть условие равенства частот модели и оригинала, а второй (3) — условие равенства затухания колебаний в контурах.

В разрядном контуре модели соблюдены оба критерия подобия: $m_L = 13,2$; $m_C = \frac{1}{13,2}$. В подзарядной

цепи в достаточной мере точно выдержан лишь критерий (2). Критерий подобия (3) выдержан приближенно, так как индуктивность рассеяния оригинала¹ моделируется дросселем с сердечником и, следовательно, активные потери в зарядном контуре модели больше соответствующих потерь в оригинале.

Особенностью модели является также то, что в отличие от оригинала напряжение на разрядной емкости в периоды пауз заметно снижается из-за токов утечки. В результате этого в модельной установке $K_3 = 0,8$.

Как показали исследования, наибольшая величина коэффициента m в модельной установке не превосходит 0,52. Весьма большое расхождение результатов расчета и эксперимента объясняется тем, что в расчетах совсем не учитывалось влияние потерь в зарядном контуре, а в опытах, напротив, эти потери были чрезмерны. На экспериментальный результат повлияли также повышенные утечки в период пауз и падение напряжения в зарядном вентиле.

Для увеличения коэффициента m можно применить двукратный подзаряд. Во всех предыдущих расчетах и опытах подразумевалось, что подзаряд батареи конденсаторов в промежутке между двумя разрядами осуществляется одной полуволной напряжения промышленной частоты. Возможности подзарядного трансформатора будут использованы

более полно, если осуществить подзаряд батареи конденсаторов двумя полуволнами напряжения 50 Гц.

На рис. 6 приведены осциллограммы напряжений на емкости (а) и импульсном трансформаторе (б) при двукратном подзаряде. Как видно из осциллограммы, величина коэффициента m при дву-

¹ Известно, что эта индуктивность определяется в основном магнитными потоками, замыкающимися по воздуху.

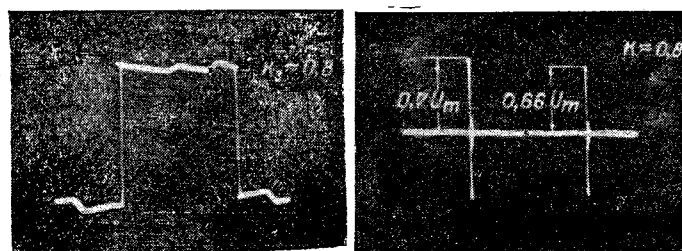


Рис. 6.

Грязеразрядные напряжения и тепловая устойчивость изоляторов с полупроводящей глазурью

Канд. техн. наук Р. Т. ЛЕВШУНОВ

Новосибирск

Высоковольтные изоляторы с полупроводящей глазурью были разработаны в СССР в 1951 г. За это время накоплен достаточно обширный опыт эксплуатации, позволяющий судить об их преимуществах и недостатках [Л. 1]. В ряде стран изоляторы с полупроводящей глазурью находят промышленное применение [Л. 2—5].

Несмотря на это до настоящего времени отсутствуют достаточно полные сведения об их грязеразрядных напряжениях. Установлено, что изоляторы с полупроводящей глазурью не удается перекрыть даже при значительной интенсивности загрязнения [Л. 6]. Исследования показали отсутствие преимуществ подвесных изоляторов с полупроводящей глазурью при морозящих дождях и подтвердили результаты эксплуатации о тепловом разрушении изоляторов типа П-4,5 при больших интенсивностях загрязнения [Л. 7].

Анализ данных по эксплуатации [Л. 1] показал, что те изоляторы с полупроводящей глазурью, поверхность которых способна полностью увлажняться морозящим дождем (изоляторы типа П-4,5 и им подобные) непригодны для эксплуатации в районах с большой проводимостью загрязнения. Интенсивное увлажнение всей поверхности приводит к тому, что при рабочем напряжении на изоляторах образуется малая сухая зона, которая шунтируется частичными разрядами. Возникшие частичные разряды прожигают глазурь, образуя след (трек), и в ряде случаев разрушают фарфор вследствие его местного перегрева.

Необходимым условием устойчивости работы изоляторов с полупроводящей глазурью является наличие сухих зон такой величины, которые не приводят к возникновению частичных разрядов. Сухие зоны образуются у изоляторов, имеющих участки поверхности, защищенные от чрезмерного увлажнения морозящими дождями. К таким изоляторам относятся опорно-штыревые типа ИШД-35, ШТ-35 и подвесные типа ПР-3,5. Эти изоляторы оказались достаточно надежными в районах усиленного загрязнения.

Ниже приведены грязеразрядные напряжения и тепловая устойчивость некоторых типов высоковольтных изоляторов с полупроводящей глазурью при промышленной частоте. Установлены границы требуемых сопротивлений изоляторов.

Образцы и методика испытаний. Образцами служили стандартные подвесные изоляторы типа ПР-3,5, линейные опорно-штыревые типа ШЖБ-10 и подстанционные опорно-штыревые типа ИШД-35 с различным сопротивлением полупроводящей глазури, приготовленной на основе окислов титана и

железа и имеющей температурный коэффициент сопротивления, равный 3,1% на градус при 20°С [Л. 8]. Для сравнения были испытаны изоляторы с изоляционной (обычной) глазурью.

В таблице приведены геометрические размеры изоляторов, коэффициенты формы и защищенные длины пути утечки. Под защищенной длиной пути утечки понимается такой путь тока утечки, который не смачивается дождем при его падении на изолятор сверху и снизу под углом 30° к горизонтали.

Тип изолятора	Строительная высота, см	Диаметр изолятора, см	Длина пути тока утечки, см		Коэффициент формы эксперимента
			общая	защищенная	
ПР-3,5	19,4	25,0	41	10	1,8
ШЖБ-10	12,3	21,2	31,5	7	2,5
ИШД-35	40,0	43,0	86,5	22,5	2,5

Определение грязеразрядных напряжений изоляторов производилось методом увлажнения соленым туманом [Л. 9].

Изоляторы испытывались при наличии эффекта подогрева, т. е. после выдержки их при некотором «рабочем» напряжении для подсушки загрязнения и образования сухих зон¹. При этом было установлено, что грязеразрядные напряжения изоляторов с полупроводящей глазурью зависят от величины приложенного «рабочего» напряжения, чего не наблюдается у изоляторов с обычной глазурью.

Были приняты следующие «рабочие» напряжения: 10 кВ — для изоляторов ПР-3,5; 6,6 кВ — для изоляторов ШЖБ-10; 22 кВ — для изоляторов ИШД-35. В случае, когда при этих напряжениях наступало перекрытие изоляторов, оно снижалось до выдерживаемой величины.

Изоляторы загрязнялись чистым каолином в количестве 3—4 мг/см² и высушивались. Затем они увлажнялись раствором поваренной соли до насыщения и замерялось их сопротивление, после чего они вновь высушивались для испытания.

¹ При испытании полностью увлажненных изоляторов с полупроводящей глазурью при отсутствии эффекта подогрева их грязеразрядные напряжения практически не отличаются от грязеразрядных напряжений обычных изоляторов.

кратном подзаряде составляет 0,7, в то время как при однократном подзаряде она была равна 0,52. Амплитуды импульсов тока также имеют несколько различные значения. Это обусловлено влиянием зарядного трансформатора, который в течение одного из разрядных циклов оказывается подключенным параллельно конденсатору С через горячий вентиль 4. Амплитуды импульсов тока можно сделать одинаковыми, если несколько увеличить угол зажигания ф вентилей 4 при подзаряде.

Литература

1. Кочегуров В. А. и др., Ионный переключатель для возбуждения электромагнита ускорителя однополярными импульсами, Известия ТПИ, 1962, т. 122.

2. Беспалов В. И. и Кубарев А. М., Формирование квазипрямоугольных импульсов тока в индуктивной нагрузке, «Радиотехника», 1962, № 7.

[26.5.1969]



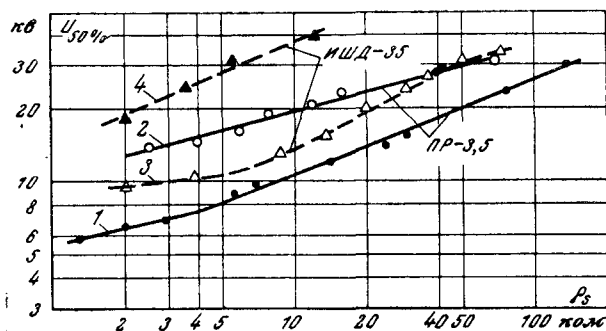


Рис. 1. Грязеразрядные напряжения (эффективное значение) изоляторов типа ПР-3,5 и ИШД-35 с полупроводящей (4 и 2) и изоляционной (3 и 1) глазури в зависимости от удельного поверхностного сопротивления слоя загрязнения. (Изоляторы с общим сопротивлением полупроводящей глазури 150—180 Мом при 20° С.)

Испытание изоляторов осуществлялось следующим образом: на сухие загрязненные изоляторы подавалось рабочее напряжение в течение одного-двух часов, затем изоляторы под напряжением увлажнялись в течение 30 мин, лишь после этого определялись их грязеразрядные напряжения.

Изоляторы увлажнялись с одной стороны двумя форсунками сверху и двумя снизу под углом 30° к горизонтالي на расстоянии около одного метра. Интенсивность увлажнения составляла 10 мм/ч.

Испытательное напряжение на изоляторы подавалось толчком, сразу после снятия рабочего напряжения и выдерживалось в течение 3 сек, если раньше не происходило перекрытия. Последующие испытания проводились после выдержки изоляторов в течение не менее 5 мин при рабочем напряжении в условиях увлажнения. Температура в камере во время изменений была 14—16° С.

Изоляторы выдерживались в течение 3—4 ч при рабочем напряжении и температуре 2—4° С, затем в камеру нагнетался теплый воздух, который увеличивал температуру до 16—18° С со скоростью 15—20° в час. Относительная влажность в камере поддерживалась не менее 95%. Визуально по потемнению слоя загрязнения отмечалось наибольшее отпотевание изоляторов (появление росы), после чего проводилось их испытание.

Во всех случаях определялось 50-процентное грязеразрядное напряжение изоляторов.

Для испытания на тепловую устойчивость, т. е. на способность длительно работать под напряжением без разрушения или прожога глазури в условиях загрязнения и увлажнения, изоляторы помещались в наиболее тяжелые условия, возможные при эксплуатации (удельное поверхностное сопротивление слоя загрязнения — 2—4 ком; интенсивность увлажнения трехпроцентным раствором NaCl — 10 мм/ч).

Для определения критического значения напряжения тепловой устойчивости изоляторов испытательное напряжение пе-

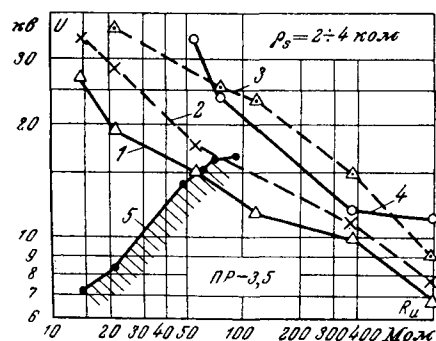


Рис. 2. Грязеразрядные напряжения и тепловая устойчивость изоляторов типа ПР-3,5 в зависимости от общего сопротивления полупроводящей глазури.

1 — увлажнение с интенсивностью 10 мм/ч трехпроцентным раствором NaCl; 2 — увлажнение 3% NaCl с интенсивностью 3 мм/ч; 3 — увлажнение водопроводной водой с интенсивностью 3 мм/ч; 4 — при отпотевании (росе); 5 — критическая тепловая устойчивость изоляторов; ∞ — изоляторы с изоляционной глазурью.

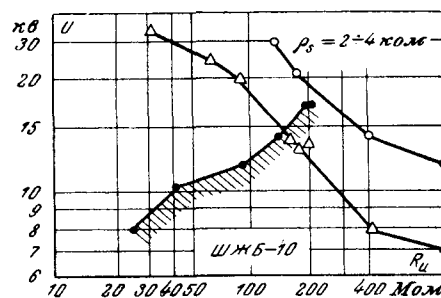


Рис. 3. Грязеразрядные напряжения и тепловая устойчивость изоляторов типа ШЖБ-10 в зависимости от общего сопротивления полупроводящей глазури. (Обозначения те же, что и на рис. 2.)

риодически повышалось на один киловольт и затем выдерживалось 2 ч, если раньше не наступало нарушения работы изоляторов.

Анализ результатов измерений. На рис. 1 приведены кривые изменения грязеразрядных напряжений изоляторов типа ПР-3,5 и ИШД-35 с изоляционной и полупроводящей глазури. Видно, что для изоляторов с полупроводящей глазурью грязеразрядные напряжения выше, чем для изоляторов с изоляционной глазурью при одинаковых условиях увлажнения и загрязнения. Так, для изоляторов ПР-3,5 с сопротивлением 16 Мом на киловольт рабочего напряжения грязеразрядное напряжение в 1,5—2,0 раза, а для изоляторов ИШД-35 с сопротивлением 8 Мом на киловольт — в 2,5 раза выше.

Из кривых 1—4 рис. 2 и 3 следует, что с уменьшением сопротивления изоляторов, их грязеразрядные напряжения увеличиваются. Для изоляторов ПР-3,5 при наибольшей интенсивности увлажнения имеет место следующая зависимость:

$$U = AR_n^{-b}, \text{ кВ,}$$

где U — грязеразрядное напряжение, кВ; R_n — общее сопротивление незагрязненных изоляторов при 20° С, ом; b — коэффициент, зависящий от интенсивности увлажнения, равный 0,26; A — коэффициент, равный 1400 кВ · ом^{0,26}.

Установлено, что на изоляторах с полупроводящей глазурью образуется большее количество сухих зон, особенно на защищенных участках поверхности. Кроме того, удельное поверхностное сопротивление слоя загрязнения выше, чем у изоляторов с изоляционной глазурью. Так, в одинаковых условиях увлажнения при воздействии рабочего напряжения, равного 10 кВ, удельное поверхностное сопротивление слоя загрязнения для изоляторов типа ПР-3,5 с изоляционной глазурью равно 2,3 ком, а для изоляторов с полупроводящей глазурью 3,0 ком при сопротивлении полупроводящей глазури 120 Мом и 6 ком — при сопротивлении глазури 75 Мом. Сухая зона у этих изоляторов с полупроводящей глазурью увеличена на 15—20% по сравнению с обычными изоляторами.

Из рис. 2 также следует, что с уменьшением интенсивности увлажнения грязеразрядное напряжение изоляторов повышается.

При отпотевании (росе) имеет место также увеличение грязеразрядных напряжений изоляторов с полупроводящей глазурью (кривая 4, рис. 2 и 3). Так, для изоляторов с высоким сопротивлением отпотевание наблюдается лишь на ребрах или краях тарелки, где эффект подогрева меньше. При сопротивлении больше 50 Мом для ПР-3,5 и 150 Мом для ШЖБ-10 отпотевание изоляторов не наблюдается при воздействии рабочего напряжения.

При тумане с водосодержанием 3 г/м³ загрязнение на изоляторах с полупроводящей глазурью не увлажняется и их грязеразрядные напряжения остаются высокими, что отмечалось в [Л. 7].

Таким образом, грязеразрядные напряжения изоляторов с полупроводящей глазурью существенно зависят от интенсивности увлажнения. Для них практически не опасны туманы и условия выпадения росы, чего не наблюдается у изоляторов с изоляционной глазурью.

Поэтому в солончаковых районах, где имеют место туманы и мелкоморосящие дожди, достаточно надежными оказались изоляторы с полупроводящей глазурью с малой защищенной длиной утечки пути [Л. 10].

По кривым 5 рис. 2 и 3 видно, что в диапазоне низких сопротивлений изоляторов тепловая устойчивость резко падает, становясь ниже «рабочего» напряжения. В диапазоне высоких сопротивлений изоляторы раньше перекрываются, чем теряют свою тепловую устойчивость.

Аналогичные зависимости разрядных напряжений и тепловой устойчивости имеют место и для других типов изоляторов с полупроводящей глазури.

По данным Кларка [Л. 11], увеличение тепловой устойчивости достигается также применением полупроводящей глазури с меньшим температурным коэффициентом сопротивления, равным 1,3—2,0% на градус.

Из рис. 2 и 3 также следует, что нижний предел сопротивлений изоляторов с полупроводящей глазури определяется их тепловой устойчивостью, тогда как верхний предел — требованием превышением их грязеразрядных напряжений по сравнению с грязеразрядным напряжением изоляторов с обычной глазури. Приняв двукратное превышение грязеразрядных напряжений при высоких сопротивлениях, получим следующие рабочие пределы сопротивлений изоляторов при 20°С: для ПР-3,5 от 40 до 150 Мом, для ШЖБ-10 от 40 до 200 Мом, что составляет от 4 до 15—20 Мом на один киловольт рабочего напряжения.

Верхний предел сопротивлений требует еще проверки при эксплуатации, тогда как нижний показал удовлетворительные результаты [Л. 1].

Таким образом, грязеразрядные напряжения изоляторов с полупроводящей глазури при наличии эффекта подогрева выше, чем для изоляторов с изоляционной глазури при одинаковых условиях загрязнения и увлажнения. Это увеличение обусловлено большим поверхностным сопротивлением слоя загрязнения и наличием увеличенных сухих зон, образовавшихся в результате дополнительного подогрева поверхности от токов утечки по полупроводящей глазури.

Тепловая устойчивость изоляторов с полупроводящей глазури зависит главным образом от общего сопротивления полупроводящей глазури и от величины защищенной длины пути тока утечки.

Литература

1. Левшунов Р. Т. и др., Опытная эксплуатация изоляторов с глазури повышенной проводимости, «Электрические станции», 1968, № 8.
2. Enfield Cables Ltd and Standard Telephones and Cables Ltd, Catalog, 1952.
3. Nippon Gaishi Kaisha Ltd, Insulators Catalog, Japan, № 60, 1960.
4. Hochspannung, Technische Keramik, Elektrotechnische Werke der DDR, Industriezweigkatalog, 1965.
5. Бронфман А. И. и др., Усовершенствованные проходные изоляторы типов ПНВ-20, ПБ-35 и ПНБ-35, «Вестник электропромышленности», 1961, № 7.
6. Ely C. H. A., Lambeth I., Artificial — pollution test for high — voltage outdoor insulators, Proc. IEE, v. III, n. 5, 1964.
7. Никольский Н. К. и Соломонов Н. М., Применение изоляторов с полупроводящей глазури на линиях электропередачи в районах с повышенным загрязнением атмосферы, Известия НИИПТ, 1960, № 5.
8. Левшунов Р. Т., Полупроводящие глазури, Информационно-технический сборник электропромышленности, вып. 17 (146), 1958.
9. Левшунов Р. Т. и Новиков А. А., Грязеразрядные напряжения высоковольтных изоляторов, «Электричество», 1969, № 1.
10. Трусова В. Н., Исследование специальных конструкций опорных изоляторов при различных видах загрязнений, «Электрические станции», 1967, № 8.
11. Clark C. H. W., Semi-conducting glaze on h. v. insulators, Electrical Review, v. 174, 15 May, 1964.



УДК 621.315.1:621.3.064.2

Испытания выключателей на отключение неудаленных коротких замыканий

К. БУХОЛЬД, Г. КУНХАРДТ и И. ПАХНИКЕ
ГДР

В институте IPH (Берлин) испытания выключателей на отключение неудаленных коротких замыканий производятся по специальной схеме с использованием воздушной линии электропередачи или ее модели.

В зависимости от типа испытываемых выключателей применяются два варианта схемы. В первом из них (рисунк, а) воздушная линия электропередачи или ее модель (G_L , L_L) включается между испытываемым выключателем P и высоковольтной цепью, состоящей из конденсатора C_e и сопротивления R_e , основной конденсаторной батареей C , разрядника FS и индуктивности высоковольтной цепи L_u .

Разрядник FS защищает модель линии электропередачи от перенапряжений в случае отказа испытательного выключателя P . Параллельно разряднику включено активное сопротивление, определяющее степень затухания восстановившегося сопротивления со стороны линии электропередачи после отключения тока в цепи выключателем P .

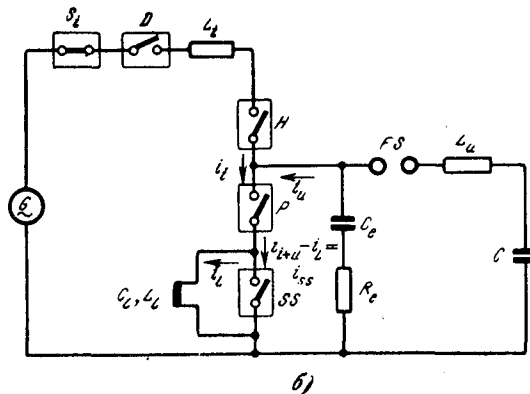
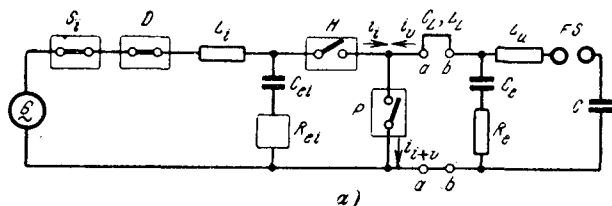
Во втором варианте (рисунк, б) линия электропередачи или ее модель (C_L , L_L) присоединяется параллельно шунтирующему выключателю SS .

¹ Каплан В. В., Нашатырь В. М. и Янчус Э. И., Синтетическое испытание выключателей при условиях отключения неудаленных коротких замыканий, «Электричество», 1964, № 9.

Следует отметить, что в обоих вариантах схемы ток, протекающий через выключатель P , определяется классическим методом наложения от высоковольтной цепи и цепи короткого замыкания. Цепь короткого замыкания образована мощным генератором тока G , предохранительным выключателем S_i , сквозным выключателем D , индуктивностью L_i вспомогательного выключателя H , а также конденсаторной батареей C_{ei} и сопротивлением R_{ei} , служащими для задания режима цепи короткого замыкания.

Высоковольтная цепь подключается к испытываемому выключателю P с помощью устройства для программного управления, разработанного в IPH.

Отдельные электрические процессы записываются электронным осциллографом. Дополнительно двухлучевой осциллограф регистрирует восстанавливающееся напряжение со стороны линии электропередачи со скоростью около 400 м/сек, что позволяет вести обработку результатов с достаточной точ-



ностью. Точное включение двухлучевого осциллоскопа обеспечивается с помощью устройства для программного управления.

Модель линии состоит из П- или Т-образных элементов. Цилиндрические дроссели и каркасы конденсаторов модели установлены на опорных изоляторах 110 кв. Модель с десятью П- или Т-образными элементами занимает площадь 7×3 м², причем взаимное влияние между отдельными элементами

в значительной мере исключено. Значение индуктивностей дросселей и емкостей конденсаторов модели линии можно регулировать.

Схема разработана для испытания выключателей с токами отключения до 65 ка при номинальном напряжении 220 кв. Расчет параметров производился с учетом указаний МЭК и спецификации сети ГДР.



УДК 621.319.4

Измерение емкости и тангенса угла потерь диэлектриков с низкой добротностью

М. А. КАРАПЕТЯН и В. С. СИМОНЯН

Ереван

Исследование электрических параметров некоторых увлажненных диэлектриков или измерение их влажности диэлектрическим методом сводится к необходимости измерения емкости конденсаторов с диэлектриком низкой добротности.

Нашей промышленностью выпускаются два-три типа мостовых приборов, предназначенных для измерения емкостей C при $\operatorname{tg} \delta > 0,5$ [Л. 1 и 2]. Известно, однако, что мостовые приборы очень сложны, громоздки, процесс уравнивания трудоемкий, а точность измерения при больших значениях $\operatorname{tg} \delta$ невысока (погрешность измерения емкости $\pm 3 \div 5\%$).

В последние годы получили распространение автоматические цифровые мостовые приборы с непосредственным отсчетом результатов измерения. Однако эти приборы не получают широкого применения вследствие их дороговизны, громоздкости и сложности.

Ниже приводится анализ предлагаемой достаточно простой измерительной цепи (рис. 1), позволяющей осуществлять измерение емкости C_k и r_k сопротивления конденсаторов с добротностью меньшей единицы. Элементами этой цепи являются: образцовая катушка (L_0), конденсатор постоянных параметров (C_0) и конденсатор переменной емкости (C). Испытуемый конденсатор с потерями представлен эквивалентной параллельной цепью r_k и C_k .

При условии

$$x_{L_0} = x_{C_0} = x_0 \quad (1)$$

можно записать уравнение:

$$U_2 e^{i\varphi_2} = \frac{U_1 r_x x}{x_0 \sqrt{r_x^2 + x^2}} e^{j \operatorname{arctg} \frac{x}{r_x}}, \quad (2)$$

где x — реактивное сопротивление параллельно включенных C и C_x .

Изменением емкости C добиваемся условия:

$$\varphi_2 = \operatorname{arctg} \frac{x}{r_x} = 45^\circ. \quad (3)$$

При этом

$$x = r_x = x_0 \frac{U_{2m}}{U_1} = AU_{2m} \quad (4)$$

или

$$C_x = C_0 \frac{U_1}{U_{2m}} = \frac{B}{U_{2m}}, \quad (5)$$

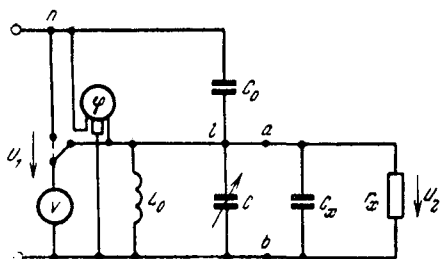


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема прибора.

где $C_x = C + C_k$; $A = \frac{x_0}{U_1}$ и $B = C_0 U_1$ — постоянные измерителя при условии, что выходное напряжение и частота генератора стабилизированы.

Проведенный анализ подтверждает пригодность цепи, изображенной на рис. 1, для измерения емкости и сопротивления потерь конденсатора с добротностью меньшей единицы.

Прибор, основанный на данной измерительной цепи, должен быть снабжен электронным фазометром и вольтметром на соответствующие частоты (рис. 1). Эта цепь имеет только один переменный или регулируемый элемент вместо двух у мостовой цепи: испытуемый конденсатор подключают к зажимам a и b и, изменяя емкость конденсатора C таким образом, чтобы фазометр показывал 45° , снимают показание вольтметра.

Если вольтметр снабдить двумя шкалами, отградуированными согласно (4) и (5), то искомые при измерении величины r_x и C_x можно прочесть непосредственно на шкалах. Величину же C_x можно получить после элементарного действия: $C_x = C_0 - C$.

Проанализируем предлагаемую схему с точки зрения погрешности измерения.

Пренебрежение потерями энергии в образцовых элементах, например в катушке, а также паразитные параметры всей цепи приводят к появлению систематической погрешности измерения.

Для определения погрешности, вызванной активным сопротивлением образцовой катушки, можно воспользоваться анализом, проведенным в [Л. 3], если за эквивалентные параметры испытуемого конденсатора принять емкость C_0 и сопротивление r_x .

В [Л. 3] доказывается, что результаты измерений не содержат систематической погрешности, вызванной активным сопротивлением катушки, если выполняется условие

$$\operatorname{tg} \delta_x \geq m = \frac{C_0}{C_x}. \quad (6)$$

Согласно (3) получим

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega r_x C_0} = 1. \quad (7)$$

Следовательно, при $m \leq 1$ указанные систематические погрешности не имеют места при измерениях. Если условие (1) получено экспериментально, то систематические погрешности, вызванные паразитными параметрами измерительного контура $L_0 - C_0$, отсутствуют [Л. 4]. Прибор может быть рассчитан для работы при нескольких частотах и, следовательно, снабжен комплектом катушек и конденсаторов. Условие (1) должно быть осуществлено экспериментально для каждой частоты в отдельности. Это значит, что для любой из выбранных частот C_0 является эквивалентной емкостью, учитывающей все паразитные параметры участка nl измерительной цепи, и, следовательно, увеличение частоты не приведет к появлению дополнительных погрешностей при измерениях.

Из (4) и (5) следует, что погрешность, получаемая при измерении r_x и C_x с помощью соответственно проградуированной шкалы, не превышает погрешность вольтметра, если он имеет класс точности не ниже 2,5.

Значение емкости C_x определяется выражением:

$$C_x = \frac{B}{U_{2m}} - C. \quad (8)$$

В этом случае среднеквадратичная относительная погрешность имеет вид:

$$\sigma_{C_x} = \sqrt{\frac{\delta_n^2}{\left(1 - \frac{C}{C_0}\right)^2} + \frac{\delta_C^2}{\left(\frac{C_0}{C} - 1\right)^2}}, \quad (9)$$

где δ_n — относительная погрешность измерения напряжения U_2 (класс точности); δ_C — погрешность градуировки образцового конденсатора.

При звуковых и радиочастотах $\delta_n \gg \delta_C$. Поэтому желательно по возможности уменьшить первый член под корнем в (9), минимальное значение которого будет при условии:

$$C \ll C_0, \text{ т. е. } C_x \approx C_0. \quad (10)$$

Выражение (9) с учетом (10) примет вид:

$$\sigma_{C_x} = \delta_n.$$

Необходимо добавить, что на общей точности измерений будут сказываться погрешности фазометра, магазина емкостей, стабильность частоты и напряжения генератора.

Потери конденсатора чаще характеризуют не сопротивлением r_x , а значением $\operatorname{tg} \delta_x$. Подсчет значения $\operatorname{tg} \delta_x$ по результатам измерения в данном случае прост: введя обозначение $\frac{C}{C_x} = \beta$ и пользуясь (7), получим:

$$\operatorname{tg} \delta_x = 1 + \beta.$$

Из (2) следует, что напряжение на испытуемом конденсаторе зависит от его параметров. Если данное измерение должно производиться при определенном напряжении U_{20} , то следует предварительным измерением (при произвольном значении напряжения U_1) определить m и пересчитать требуемое значение напряжения U_1 по формуле

$$U_1 = \frac{\sqrt{2} U_{20}}{m}.$$

Определим возможные пределы измерения C_x и r_x . Минимальную величину C_x и максимальную r_x можно определить из (3), (6) и (10): при $m=1$ и $\beta=0$ $C_{x\min} = C_0$, а $r_{x\max} = x_0$.

В общем случае, связь между измеряемыми величинами C_x и r_x выражается следующим образом:

$$C_x r_x = \frac{1}{\omega(1+\beta)} = \frac{\dot{V} L_0 C_0}{1+\beta}.$$

Для экспериментальной проверки был собран макет предлагаемого измерителя. В макете использованы: катушка индуктивности Р547 с $L_0 = 0,1$ гн, три магазина емкостей типа МЕРП, магазин сопротивлений Р32, генератор ГЗ-33, электронный фазометр Ф2-1, электронный вольтметр Ф534.

Измерения проводились при частоте 5 кГц. Конденсаторы известной емкости и угла потерь создавались параллельным соединением магазина сопротивлений с магазином емкостей.

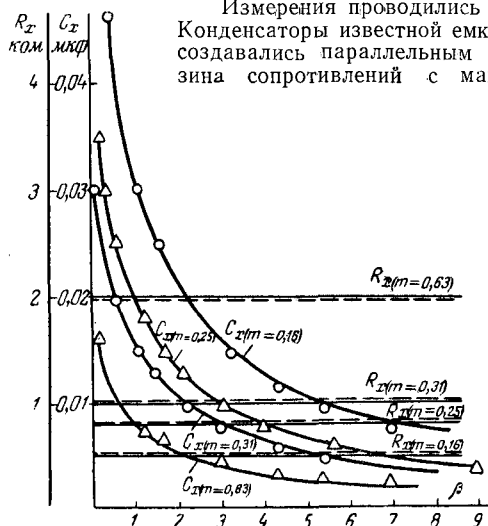


Рис. 2. Результаты экспериментальной проверки макета прибора при различных значениях β , когда $1 > m = \text{const}$.

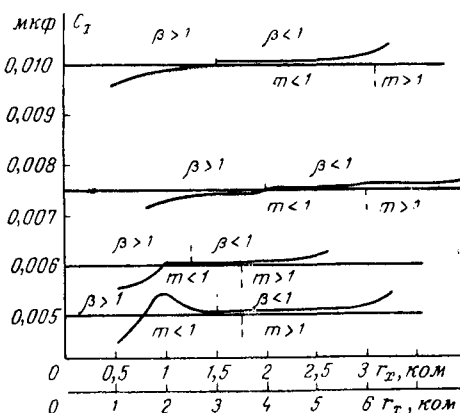


Рис. 3. Результаты экспериментальной проверки макета прибора при различных значениях β и m .

$$Q \approx \frac{U_{C_0}}{U_1} = 105,5.$$

В контуре $L_0 - C_0$ резонанс наступал при емкости $C_0 = 0,009928$ мкФ. Добротность контура оказалась

На рис. 2 приведены результаты серии опытов, в которых определенные значения емкостей и тангенса угла потерь создавались с помощью переключений в магазине емкостей при постоянной величине параллельно включенного сопротивления r_x .

Эти опыты характерны тем, что изменяются величины C_x и β , тогда как величины $C_0 = C_x + C$ и, следовательно, $m = \frac{C_0}{C_x}$ остаются постоянными. Измерения проведены для различных значений сопротивления r_x при обязательном условии $m < 1$. Величины измеряемых емкостей выбраны таким образом, чтобы выполнялось условие $\beta \leq 9$.

Сплошные линии на рисунке соответствуют значениям величин C_x и r_x по шкалам магазинов. Пунктирными линиями и различными значками указаны результаты измерений.

Максимальная погрешность опытов при $\beta < 1$ не превышает $\pm 2\%$ при измерениях C_x и $\pm 1,5\%$ при измерениях r_x . При значениях $1 < \beta \leq 4$ погрешности меньше соответственно ± 5 и 2% . При $\beta > 4$ погрешности измерения C_x возрастают до $\pm 9\%$ (при $\beta = 9$).

Результаты опытов подтверждают зависимость погрешностей (случайных) измерений от величины β : с увеличением β погрешности растут.

Результаты второй серии опытов приведены на рис. 3. При постоянной величине емкости C_x изменилась величина параллельно включенного сопротивления r_x . Эти опыты характерны тем, что одновременно изменялись величины m и β . Наименьшие погрешности, как и следовало ожидать, получались в зоне $m < 1$ и $\beta < 1$ (не превышают $\pm 2,0\%$). Большие погрешности в левой зоне обусловлены значением $\beta > 1$, а в правой зоне — значением $m > 1$. В последнем случае — это систематические погрешности.

Эта серия опытов, повторив результаты измерений предыдущей серии при значениях $1 \geq \beta > 1$, подтверждает зависимость погрешностей измерений от величины m при значениях $m > 1$.

Согласно приведенному анализу погрешностей предлагаемой измерительной цепи, а также результатам измерений с помощью макета прибора, оптимальной зоной, с точки зрения погрешностей измерений, является зона $\beta < 1$ и $m < 1$.

С целью более детального изучения возможностей макета прибора в этой оптимальной зоне проведены дополнительные опыты. На рис. 4 приведены погрешности многократных измерений емкости C_x различной величины при трех различных сопротивлениях r_x . В соответствии с величиной r_x и, следовательно, m ось абсцисс разделена на три зоны. По этой оси отмечены измеряемые емкости по шкале магазина емкостей. Внутри каждой зоны m при изменении C_x меняется и β . При данных значениях m и β (или C_x) проведены 6—8 измерений величины C_x . По минимальным и максимальным значениям по-

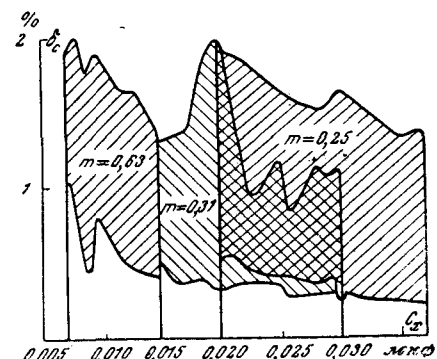


Рис. 4. Результаты экспериментальной проверки макета прибора при значениях $\beta < 1$ и $m < 1$.

погрешностей этих измерений проведены кривые предельных погрешностей. В результате этих построений на рис. 4 образовались три области, отмеченные различной штриховкой.

В каждой зоне β уменьшается слева направо с величины 0,93 до 0,02. Соответственно уменьшаются и погрешности.

Следует отметить, что несмотря на значительное отличие в величинах m (0,63, 0,32 и 0,25), максимальные погрешности для отдельных зон приблизительно равны и не превышают $\pm 2\%$.

Выводы. 1. Сопротивления потерь (или $\lg \delta$) могут быть измерены с помощью предложенной схемы методом непосредственного отсчета, а емкость — с пересчетом по простейшей формуле.

2. Максимальная погрешность измерений емкости не превышает $\pm 2\%$, сопротивления потерь — $\pm 1,5\%$, если соблюдены оптимальные условия:

$$m < 1 \text{ и } \beta \leq 1 (\lg \delta_x = 1 \div 2).$$



УДК 621.3.066:621.3.016.35.001.24

К расчету устойчивости замкнутых контактов при токах короткого замыкания

Канд. техн. наук В. Е. РЕШЕТНИКОВ

Ленинград

Известен ряд методов расчета устойчивости замкнутых контактов электрических аппаратов к токам короткого замыкания. В методах, основанных на термическом действии тока короткого замыкания [Л. 1—3], за предельный ток контакта принимается то значение тока, при котором достигается температура плавления материала контакта. Так как это значение не имеет общепринятого названия, в дальнейшем будем называть его начальным током сваривания. Расчетные формулы, основанные на термическом действии тока, имеют следующий вид:

$$I_m = \varphi(m, t, P, \beta), \quad (1)$$

где I_m — амплитудное значение начального тока сваривания; $\varphi(m, t, P, \beta)$ — некоторая функция свойств материала контакта (m), времени действия тока короткого замыкания (t), силы сжатия контактов (P) и эмпирического коэффициента β , зависящего от материала и силы сжатия контактов.

В расчетных методах, основанных на электродинамическом действии тока [Л. 4—6], предельный ток определяется исходя из равенства электродинамических отталкивающих сил силе сжатия контактов, взятой с некоторым коэффициентом, обычно меньшим единицы. Величина этого тока также связана с температурой плавления материала контакта, и для него можно сохранить вышепринятое название (начальный ток сваривания). В этом случае

$$I_g = 10 \sqrt{\frac{nP}{K}}, \quad (2)$$

где I_g — НТС, амплитудное значение начального тока сваривания; P — сила сжатия, $\kappa\Gamma$; $K = \frac{10^2 F}{l^2}$ — коэффициент, зависящий от геометрии контакта и контура тока; F — электродинамическая сила отталкивания, обусловленная током I , $\kappa\Gamma$; n — эмпирический коэффициент.

Недостатком этих методов является полное пренебрежение одним из двух рассматриваемых действий тока короткого замыкания.

Некоторые авторы применяют формулы, учитывающие термическое и динамическое действие тока, вида:

$$I_{н.с} = \varphi(m, \beta, t, P - F). \quad (3)$$

Недостаток (3) состоит в пренебрежении необратимыми изменениями величины контактной площадки при уменьшении силы сжатия и в отсутствии указания границ применимости этого выражения.

Напишем выражения (1) и (2) в виде:

$$\lg I_m = \lg \varphi(m, \beta, t, P); \quad (4)$$

$$\lg I_g = \frac{1}{2} (\lg 10^2 nP - \lg K). \quad (5)$$

3. При значениях $\lg \delta \leq 5$ погрешности измерений составляют соответственно ± 5 и $\pm 2\%$.

4. Соответствующим подбором образцовых конденсаторов и катушек можно расширить диапазон измеряемых емкостей и диапазон рабочих частот прибора.

Литература

1. Казарновский Д. М. и Тареев Б. М., Испытания электроизоляционных материалов, Госэнергоиздат, 1963.
2. Эпштейн С. Л., Измерение характеристик конденсаторов, изд-во «Энергия», 1965.
3. Карапетян М. А., Метод измерения емкостей конденсаторов низкой добротности, «Электричество», 1968, № 8.
4. Карапетян М. А., Новый способ измерения емкости конденсаторов высокой добротности, Известия вузов, «Электромеханика», 1968, № 3.

Изменяя значения коэффициента K , можно получить зоны, в которых

$$I_g \ll I_m, \quad I_g \gg I_m \text{ и } I_g \approx I_m \text{ (рис. 1).}$$

Так как токи I_m и I_g получены с учетом только одного из действий тока (термического или динамического), то, во-первых, действительные начальные токи сваривания $I_{н.с}$ будут всегда меньше I_g или I_m , во-вторых, при удалении от точки пересечения логарифмических прямых I_g и I_m сваривание контактов все в большей степени будет определяться одним из действий тока и кривая будет асимптотически приближаться к этим прямым.

Допустим, что логарифмическая кривая $I_{н.с}$ является гиперболой с асимптотами $\lg I_m$ и $\lg I_g$.

В осях x_1, y_1 (рис. 1) уравнение этой гиперболы будет иметь вид:

$$\frac{y_1^2}{b^2} - \frac{x_1^2}{a^2} = 1, \quad (6)$$

где a — мнимая полуось гиперболы; b — действительная полуось, равная расстоянию от точки пересечения I_m и I_g до кривой $I_{н.с}$.

В осях координат x, y (принято $x = \lg I_{н.с}$, $y = \lg K$) уравнение гиперболы примет вид:

$$\frac{(A_1 - B_1 x - y)^2}{b^2} - \frac{(-y - A + Bx)^2 \sin^2 \delta}{a^2} = 1, \quad (7)$$

где A и B — коэффициенты прямой $O_1 y_1$ в системе координат x, y ; A_1 и B_1 — коэффициенты прямой $O_1 x_1$.

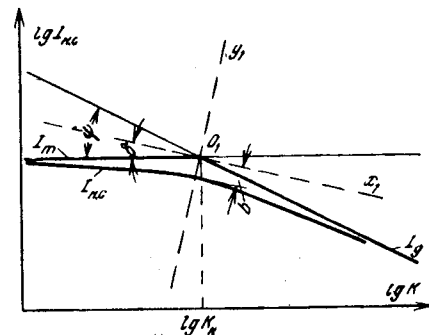


Рис. 1. К определению начального тока сваривания $I_{н.с}$.

Вышеприведенные коэффициенты можно записать в виде выражений:

$$\left. \begin{aligned} A &= \operatorname{ctg} \delta \lg K_{\kappa} - \lg I_m, & B &= \operatorname{ctg} \delta; \\ A_1 &= \operatorname{tg} \delta \lg K_{\kappa} + \lg I_m, & B_1 &= \operatorname{tg} \delta; \\ \frac{b}{a} &= \operatorname{tg} \delta, & K_{\kappa} &= \frac{10^2 n P}{I_m^2}; \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\delta = \psi/2 = 13^\circ 15' \quad (\operatorname{arctg} \psi = 0,5).$$

Учитывая (8), можно записать следующее уравнение:

$$\left[\lg \frac{I_m K_{\kappa}^{\operatorname{tg} \delta}}{I_{н.с.} K_{\kappa}^{\operatorname{tg} \delta}} \right]^2 - \left[\lg \frac{I_m K_{\kappa}^{\operatorname{ctg} \delta}}{I_{н.с.} K_{\kappa}^{\operatorname{ctg} \delta}} \right]^2 \operatorname{tg}^4 \delta = \frac{b^2}{\cos^2 \delta}, \quad (9)$$

где $\operatorname{tg} \delta = 0,235$, $\operatorname{ctg} \delta = 4,24$ и $\cos \delta = 0,973$.

Введем более общий параметр $\gamma = \frac{P}{K}$. Тогда прямая

$\lg I_g = f(\lg \gamma)$ будет зависеть только от n , а для различных P будет общей. Вместо выражения (9) получим:

$$\left[\lg \frac{I_m \gamma^{\operatorname{tg} \delta}}{I_{н.с.} \gamma^{\operatorname{tg} \delta}} \right]^2 - \left[\lg \frac{I_m \gamma^{\operatorname{ctg} \delta}}{I_{н.с.} \gamma^{\operatorname{ctg} \delta}} \right]^2 \operatorname{tg}^4 \delta = \frac{b^2}{\cos^2 \delta}. \quad (10)$$

Здесь следует иметь в виду, что каждому значению P соответствует свое значение I_m .

Для вычисления $I_{н.с.}$ по (9) и (10) при известном I_m и заданном K или γ необходимо знать b и n .

В статье приводится экспериментальный метод определения этих величин. Исследования проводились на переменном токе 50 гц. Ударный коэффициент — в пределах 1,7÷1,8. Длительность тока — 0,08 сек. Сила сжатия контактов — от 3 до 180 кг. Радиус кривизны контактной поверхности (R) — 7 и 15 см. Исследовались контактные пары M_{τ} — ЛК80 (M_{τ} — медь твердая, ЛК80 — латунь), M_m — M_m (M_m — медь мягкая) и M_{τ} — M_{τ} . Непосредственно перед испытаниями контактные поверхности зачищались стальной щеткой, протирались чистой тканью и смазывались тонким слоем смазки. На каждом контакте проводилось только по одному опыту. После опытов на сваривание и измерения размеров контактных площадок контактные поверхности с целью подготовки к дальнейшим опытам подвергались токарной обработке с использованием специальных приспособлений, обеспечивающих заданную величину радиуса кривизны их поверхностей.

При небольших значениях K опыты проводились на двух последовательно соединенных стендах, отличающихся диаметрами контактных стержней. Один из этих стендов имел диаметр стержня 2,2 см и в зависимости от величины силы сжатия, свойств материала и радиуса кривизны контактной поверхности на нем можно было получать K в пределах 1,4÷4,0, а на другом стенде с диаметром стержня 38 см — в пределах 4—8. Последовательное соединение стендов позволяло определить даже сравнительно небольшое влияние электродинамических отталкивающих сил на величину тока сваривания.

При K от 12 до 40 опыты проводились на стенде, в котором электродинамическое воздействие на исследуемый контакт обеспечивалось за счет расположения контактной шины с исследуемым сменным контактом над обратной шиной. Величина K регулировалась путем изменения расстояния между этими шинами. Этот стенд позволял также проводить контрольные опыты при уменьшенных до минимума электродинамических силах ($K=2\div3$), воздействующих на контакт путем выполнения обратного токопровода в виде двух шин, расположенных по обе стороны на равном расстоянии от контактной шины в одной плоскости с ней.

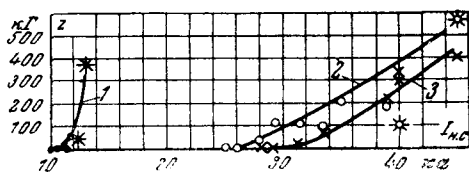


Рис. 2. Зависимость разрывающих сил от тока сваривания, медь (мягкая), $R=15$ см; $P=50$ кг.
1 — $K=40$; 2 — $K=4$; 3 — $K=2$.

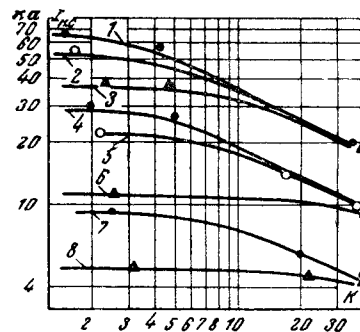


Рис. 3. Зависимость $I_{н.с.}$ от электродинамического действия тока. Экспериментальные данные и расчетные кривые по (9).
О; ● — мягкая медь: 1 — $P=180$ кг, $R=15$ см; 2 — $P=180$ кг, $R=7$ см;
4 — $P=50$ кг, $R=15$ см; 5 — $P=50$ кг, $R=7$ см; 7 — $P=10$ кг, $R=7$ см.
▲ — твердая медь: 3 — $P=180$ кг, $R=15$ см; 6 — $P=50$ кг, $R=7$ см;
8 — $P=10$ кг, $R=7$ см.

Начальный ток сваривания определялся по кривой зависимости разрывающих сил z от максимального значения тока сваривания I_c как точка пересечения этой кривой с осью абсцисс (рис. 2). Экспериментальные точки зависимости $I_{н.с.}$ от K и γ нанесены на рис. 3 и 4 с помощью различных значков.

В результате обработки экспериментальных данных были получены следующие значения эмпирических коэффициентов для выражений (2), (9) и (10):

$$b=0,06, \quad n=0,75. \quad (11)$$

По (9) и (10) с использованием эмпирических коэффициентов (11) были рассчитаны кривые, построенные на рис. 3 и 4. Из анализа этих кривых следует, что расчет дает удовлетворительное совпадение с экспериментом.

Для практических расчетов, исходя из вышесказанного, можно предложить следующий простой способ расчета устойчивости контактов, учитывающий электродинамическое действие тока. По экспериментальным данным или расчетным формулам [Л. 1—6] оценивается значение $I_{н.с.}$ исходя из термического и электродинамического действия тока. Если получившиеся значения сильно отличаются друг от друга, то за ток устойчивости из полученных величин принимается наименьшая. Если получившиеся значения близки, то за ток устойчивости принимается величина, меньшая минимального на 10—15%.

Анализ зависимости разрывающих сил от тока сваривания (рис. 2) и изучение контактных площадок после опытов приводят к выводу, что устойчивость контактов даже при значитель-

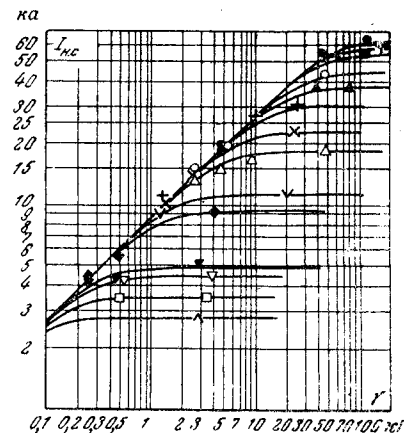


Рис. 4. Зависимость $I_{н.с.}$ от параметра $\gamma = \frac{P}{K}$

Мягкая медь: ● — $P=180$ кг, $R=15$ см; ■ — $P=180$ кг, $R=7$ см;
О — $P=100$ кг, $R=7$ см; + — $P=50$ кг, $R=15$ см; × — $P=50$ кг, $R=7$ см;
◆ — $P=10$ кг, $R=7$ см; ▽ — $P=3$ кг, $R=15$ см.
Твердая медь: ▲ — $P=180$ кг, $R=15$ см; △ — $P=100$ кг, $R=7$ см;
▼ — $P=50$ кг, $R=7$ см; ▽ — $P=10$ кг, $R=7$ см; □ — $P=3$ кг, $R=15$ см;
Λ — $P=3$ кг, $R=7$ см. Контактная пара M_{τ} — ЛК80; Т — $P=180$ кг, $R=7$ см.

ном удельном весе электродинамических отталкивающих сил ограничивается в первую очередь свариванием контактов, а не их мгновенным отбросом. Процесс сваривания в этом случае представляется следующим: электродинамические отталкивающие силы препятствуют естественному увеличению контактной площадки, наблюдаемому обычно при протекании значительных токов, или даже несколько уменьшают ее первоначальную величину. Плотность тока на контактной площадке возрастает, температура контактной площадки резко увеличивается и при достижении температуры плавления происходит сваривание контактов.

Выводы. 1. Полученные в настоящей работе формулы (9) и (10) и эмпирические коэффициенты (11) позволяют с достаточной точностью рассчитать устойчивость контактов с учетом действия электродинамических отталкивающих сил.

2. В формулы для расчета начального тока сваривания, основанные на электродинамическом действии тока, следует ввести коэффициент согласно $F=0,75 P$ (формула (2), коэффициент n).



ВНИМАНИЮ научных работников, инженеров-исследователей, конструкторов новой техники, работников исследовательских и заводских лабораторий!

Для вас издается журнал

«ПРИБОРЫ ДЛЯ НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ»

Этот журнал — полный перевод на русский язык американского журнала «The Review of Scientific Instruments», издаваемого Институтом физики, основным профессиональным обществом физиков США.

В журнале публикуются статьи по теории и методике научных исследований в различных областях науки и техники. Большое внимание уделяется различным методам прецизионных электрических измерений, исследованию электрических и магнитных свойств материалов, разработке новой нестандартной аппаратуры и модернизации приборов, выпускаемых промышленностью, а также вопросам автоматизации исследований и обработке экспериментальных данных.

В журнале выступают со статьями не только американские специалисты, но и ученые из многих

других стран. В каждом номере публикуются краткие описания серийных приборов, выпускаемых в США и других странах.

Регулярное чтение этого журнала поможет специалисту следить за развитием новейших зарубежных технических средств и методов научных исследований и использовать их в своей работе.

Подписаться на журнал можно с любого месяца во всех пунктах подписки «Союзпечати», в любом почтамте и отделении связи.

Подписная цена на год — 18 р. 48 к., на 6 мес. — 9 р. 24 к., на 3 мес. — 4 р. 62 к. Цена одного номера — 1 р. 54 к.

При подписке ссылайтесь на индекс 91340 каталога «Союзпечати».

Адрес редакции: Москва, И-278, 1-й Рижский пер., д. 2. Телефон: 287-78-87.

ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ!

Харьковское областное правление НТОЭ и ЭП в соответствии с решением III Всесоюзной конференции по заземлению издает **Библиографический указатель отечественной литературы по вопросам заземлений за 1917—1968 гг.** (автор канд. техн. наук, доц. Н. А. Корж) объемом 8 печ. листов.

Указатель содержит 1600 наименований и состоит из 27 тематических разделов (заземление электроустановок промпредприятий, электростанций, подстанций, ЛЭП, гидросооружений, сельскохозяйственных, строительных, передвижных, плавучих, горных, вечномерзлотных, грозозащитных, электротяговых и прочих установок, защиты от коррозии и статического электричества, связи, проектирование, монтаж, эксплуатация, испытание, измерение и моделирование заземляющих устройств, элект-

тропроводящие свойства заземляющей среды, электро- и пожаробезопасность и т. д.).

Указатель предназначен для научных сотрудников, аспирантов, студентов, инженерно-технических работников, занимающихся исследованием и проектированием, строительством и эксплуатацией электроустановок промышленных и прочих предприятий, электростанций, подстанций, сетей и систем, технических инспекторов профсоюзов, библиотек и служб информации.

Так как тираж ограничен, книга в торговую сеть поступать не будет.

При выходе в свет Указатель высылается наложенным платежом по Вашей заявке по адресу: **г. Харьков, 3, пл. Тевелева, 1, Дворец труда, 3-й подъезд, 3-й этаж, ХОНТОЭ и ЭП.**

Доктор технических наук Р. А. ЛЮТЕР

(К 80-летию со дня рождения)

Имя Роберта Андреевича Лютера — заслуженного деятеля науки и техники РСФСР, лауреата Государственных премий, крупнейшего инженера-электрика и ученого — хорошо известно специалистам в СССР и за рубежом. Его научная деятельность началась еще в стенах Петроградского электротехнического института, который он окончил в 1911 г. с золотой медалью, опубликовав одновременно классическую работу «К расчету высоковольтных линий передачи на далекие расстояния». После окончания института Р. А. Лютер работает на заводе «Вольта» в Таллине и в Петроградском правлении Русского Акционерного Общества «Сименс—Шуккерт» в отделе железных дорог и электростанций, а с 1923 г. переходит на завод «Электросила», где плодотворно трудится и сегодня.

С именем Р. А. Лютера неразрывно связано развитие советского электромашиностроения. Он вместе с А. Е. Алексеевым в 1924—1925 гг. проектирует первые советские гидрогенераторы для Волховской ГЭС и первую серию турбогенераторов мощностью от 500 до 24 000 квт, разрабатывает в 30-х годах гидрогенераторы для Днепровской и Нижне-Свирской ГЭС и других, серию турбогенераторов мощностью до 100 000 квт с воздушным охлаждением и мощные машины постоянного тока для металлургии и транспорта. Он активно участвует в создании современных гидрогенераторов для Волжских ГЭС, Братской и Красноярской ГЭС, а также в создании серий турбогенераторов ТВФ и ТВВ мощностью до 800 000 квт. Трудно назвать новую разработку в электромашиностроении, в которой не участвовал бы Р. А. Лютер.

Научная деятельность Роберта Андреевича неотделима от инженерной. Потребности электротехники сильного тока, бурное развитие которой в СССР началось по Ленинскому плану ГОЭЛРО, активнейшим участником разработки и



осуществления которого был Р. А. Лютер, создали почву для его блестящих научных работ. Им написано более 60 трудов, каждый из которых был одним из первых в мировой литературе и отличался глубиной и инженерной законченностью исследования вопроса. Его статьи «О реактансах синхронной машины», «К расчету добавочных потерь в турбогенераторах», книга «Исследование переходных процессов синхронной машины с применением операторного анализа», опубликованные в 30-х годах, широко используются и сейчас. Значительная часть научных работ Р. А. Лютера, являющихся ценнейшим пособием для нескольких поколений инженеров, посвящена обоснованию практических методов расчета электрических машин и положена в основу заводских методик расчета.

Педагогическая деятельность Р. А. Лютера отличалась таким же новаторством, как и инженерная. Читая лекции в ЛЭТИ, на командных курсах флота, на факультете усовершенствования ИТР при Ленэнерго, Роберт Андреевич самостоятельно разработал и издал (к сожалению, литографским способом) первые в СССР систематические курсы электропривода, распределительных устройств, электрооборудования кораблей. Эти курсы содержали глубокий научный анализ явлений в машинах и аппаратах, методы расчета и проектирования, чего не было ни в одном зарубежном учебнике тех лет.

Кроме ведения официальной преподавательской работы Роберт Андреевич умело и с большим тактом передает свой огромный опыт молодым инженерам. Не без основания считают себя его учениками многие видные специалисты-электрики, особенно работавшие на заводе «Электросила».

Будучи предельно загружен научной и практической работой на заводе, Роберт Андреевич тем не менее находит время для общественной деятельности. Он — активный член секции электрических машин ЦЕНТОЭ и ЭП и Ученого совета СЗП, редсовета издательства «Энергия», научный редактор сборника «Электросила» и многих книг, написанных работниками завода.

Но не только научные и инженерные заслуги Р. А. Лютера являются залогом уважения и авторитета, которым он заслуженно пользуется. Немалую роль играет исключительное обаяние его личности, глубокая культура и эрудиция.

Исключительная скромность и редкое бескорыстие, такт и доброжелательность, сочетающиеся с принципиальностью, списали ему всеобщую любовь и уважение.

Желаем Роберту Андреевичу долгих лет плодотворной работы на благо нашей Родины.

Группа товарищей



В Московском энергетическом институте состоялась читательская конференция издательства «Энергия», организованная Советом НТО и библиотекой МЭИ.

В своем вступительном слове председатель НТО МЭИ проф. А. П. Ковалев отметил плодотворное сотрудничество на протяжении многих лет между МЭИ и издательством «Энергия». От имени присутствующих он поздравил первого председателя НТО МЭИ чл.-корр. АН СССР Г. Н. Петрова с 70-летием, который на протяжении более чем 30 лет принимал активное участие в работе издательства.

Главный редактор издательства «Энергия», и. о. директора С. П. Розанов в своем выступлении отметил, что, начиная с 1932 г., когда были выпущены первые книги, почти все кафедры МЭИ участвуют в работе издательства. Далее докладчик подробно остановился на вопросах, посвященных выпущенному недавно тематическому плану. Ввиду того что

Министерство высшего и среднего образования своевременно не предоставило проекта плана на издание учебной литературы, в тематическом плане издательства она отражена недостаточно полно.

В ходе развернувшейся дискуссии выступившие представители кафедр МЭИ (проф. Е. Я. Соколов, проф. В. А. Привезенцев, проф. Б. М. Трояновский, проф. М. М. Орахелешвили и др.), отмечая важную и полезную работу издательства, высказали ряд замечаний и пожеланий. Почти все выступавшие говорили о необходимости больше уделять внимания изданию учебной литературы.

В заключение конференции С. П. Розанов ответил на вопросы и поблагодарил присутствующих за полезные замечания и пожелания, которые работники издательства постараются учесть в своей работе.

Сильные электрические поля в технологических процессах (электронно-ионная технология)

Изд-во «Энергия», 1969, 239 стр., ц. 85 коп.

В технической литературе последних лет все чаще является термин электронно-ионная технология, которую относят к одному из разделов электротехнологии. Этот термин, характеризующий одно из новых направлений в технике, не является установившимся и разными специалистами и исследователями используется для характеристики широкого круга разнообразных технологических процессов. В рецензируемом сборнике собраны работы, касающиеся только процессов взаимодействия сильных электрических полей и диспергированных материалов. Применение в промышленной технологии только этих приемов оказалось весьма широким, многообразным и эффективным во многих отраслях народного хозяйства.

В настоящее время определялись несколько основных направлений, к которым в первую очередь можно отнести: газоочистку и пылеулавливание, сепарацию и классификацию, нанесение покрытий и формообразование, интенсификацию процессов горения, использование заряженных частиц и сильных электрических полей в медицине, сельском хозяйстве, текстильной промышленности и т. д. Однако, к сожалению, в большинстве случаев развитие идет путем экспериментальных проб и эмпирических попыток, в которых не всегда оптимальным образом используются потенциальные возможности электронно-ионной технологии. В связи с этим является весьма ценной попытка некоторой систематизации работ, проведенных в этой области, и организация выпуска первого сборника.

Как уже отмечалось, в сборнике рассматриваются результаты исследований, относящихся к вопросам изучения свойств диспергированных материалов, процессов заряжения частиц и управления их движением в сильных электрических полях, т. е. круг вопросов, относящихся к ряду разделов электрогазодинамики.

Условно работы, помещенные в сборнике, можно разделить на несколько групп.

В первую группу работ можно объединить исследования, связанные с изучением механизма заряжения диспергированных материалов (волокон и отдельных частиц). Эти работы представляют наибольший интерес как с физической точки зрения, так и для инженерной практики. Для волокнистых материалов было показано, что наиболее оптимальным способом биполярного заряжения является электродная зарядка, при которой создаются биполярные заряды, в несколько раз превышающие избыточные и на несколько порядков превосходящие поляризационные заряды. Авторам удалось найти метод и оценить влияние абсолютных зарядов и значения растягивающих усилий, возникающих в волокнах при взаимодействии их с сильными электрическими полями, что особенно важно для расчетов различных инженерных устройств. Для оценки эффективности заряжения твердых частиц в поле коронного разряда особый интерес представляет работа **Г. З. Мирзабекяна**, в которой анализируются последние теории униполярной зарядки аэрозолей и рассматривается процесс зарядки сферических частиц с размером $r=0,1-2$ мкм при одновременном учете ударного и диффузионного процесса заряжения. Указывается на возможность использования ряда приближенных формул для инженерных расчетов, а также предлагается метод оценки величин статистического разброса зарядов. Таким образом, результаты этой работы наряду с известными ранее работами позволяют дать оценку эффективности заряжения твердых частиц в поле коронного разряда для подавляющего числа случаев, возникающих на практике.

В работе **В. А. Леонова** и других предлагается метод заряжения твердых частиц за счет аэрозолей — электрически

распыляемых и быстро испаряющихся жидкостей. Сделана оценка возможности получения максимальных зарядов и высокой степени униполярности. Показывается, что предлагаемый метод обеспечивает эффективность заряжения не меньшую, чем в коронном разряде, при некоторых преимуществах, которые могут быть использованы в ряде практических применений. К сожалению, почти не рассмотрен механизм предлагаемого процесса.

Ко второй группе работ можно отнести исследования, связанные с изучением движения заряженных частиц в электрических полях. Этот класс задач более сложен, аналитическое решение может быть найдено лишь для отдельных случаев и при определенных допущениях. В сборнике рассматривается движение шарообразных частиц при числах Рейнольдса, меньших единицы, в потоке с произвольным профилем скоростей; предлагаются методы расчета траекторий движения заряженных частиц при учете электростатического рассеяния, взаимных столкновений и учета сил сопротивления среды. Рассматривается также общий случай решения системы уравнений при движении заряженных частиц в поле униполярной короны. Сама постановка этих вопросов безусловно интересна и необходима, однако, представляется также необходимым более тщательное аргументирование и физическое обоснование вводимых предположений и границ применимости выведенных формул, а также разработка методик и проведение экспериментальных проверок. В ряде случаев, по-видимому, более оправданным является не поиск аналитических методов решения задач, а использование принципов физического моделирования процессов электронно-ионной технологии.

Вопросам методики измерения посвящены четыре работы сборника. К сожалению, работы, хотя и интересные, сами по себе представляются несколько случайными и не отражают сложившегося состояния развития этого направления.

Менее полно в сборнике представлены работы технологического и прикладного характера. В сборнике всего четыре работы, касающиеся нанесения пластмасс, сепарации и классификации. Совершенно отсутствуют работы по газоочистке, пылеулавливанию, нанесению жидкостных покрытий, ворсованию, применению в сельском хозяйстве и т. д. Отсутствуют работы, анализирующие результаты использования в промышленности методов электронно-ионной технологии.

Хотелось бы высказать несколько предложений относительно содержания следующих подобных сборников.

Учитывая состав многочисленных читателей различного уровня и разных специальностей, желательно в сборнике (выпуск которого желательно сделать ежегодным) помещать аналитический обзор основных направлений и тенденций развития электронно-ионной технологии у нас и за рубежом.

Желателен раздел, в котором определялись бы результаты разработок и исследований, оценивалась степень завершенности работ, определялась эффективность применения этой технологии в разных отраслях промышленности.

Следует, по-видимому, расширить раздел инженерных методов расчета различных процессов электронно-ионной технологии.

В целом же сборник «Сильные электрические поля в технологических процессах» весьма полезен для широкого круга читателей, научных сотрудников, инженеров, специалистов различных областей, аспирантов и студентов и, безусловно, благотворно повлияет на развитие электронно-ионной технологии в нашей стране.

А. А. Мостовский

ВОПРОСЫ ТРАНСФОРМАТОРОСТРОЕНИЯ. Под ред. **Э. А. Манькина**.

ТРУДЫ ВЭИ им. В. И. ЛЕНИНА, вып. 79, изд-во «Энергия», 1969, ориентировочная цена 1 р. 50 к.

В статьях сборника рассмотрены результаты экспериментальных и теоретических исследований, а также методы расчета по некоторым наиболее актуальным научно-техническим вопросам трансформаторостроения, а именно: расчету прочности и конструированию изоляции трансформаторов, расчету перенапряжений в обмотках; методам определения и способам снижения добавочных потерь (и обусловленных ими нагревов) в обмотках, массивных стальных деталях конструкции и крайних пакетах магнитопровода трансформаторов и стержневых реакторов; методике определения сопротивления короткого замыкания, эквивалентным схемам, применению ЦВМ для детального расчета трансформаторов; улучшению качества трансформаторных масел; переключающим устройствам.

Основная задача сборника — дать научно обоснованные методы расчета параметров и процессов в трансформаторах.

Сборник рассчитан на инженерно-технических работников, занимающихся разработкой и исследованием трансформаторов и реакторов, а также специалистов, связанных с производством и использованием трансформаторов. Отдельные статьи будут полезны преподавателям курса трансформаторов.

Сборник будет рассылаться наложенным платежом по предварительным заявкам, поступившим по адресу: Москва, Е-250, Красноказарменная ул., 12, ВЭИ, Отдел научной информации.

В книготорговую сеть сборник не поступает. Своевременно вышлите заявку, указав в ней свой точный адрес.



ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ!

Готовится к изданию сборник

«АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД В НАРОДНОМ ХОЗЯЙСТВЕ»

Он содержит материалы, решения и рекомендации V Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу.

Сборник состоит из четырех томов:

I. **Общие вопросы и средства управления.** М., «Энергия», 60 л. 10 000 экз. 3 р. 20 к. 1970 (IV кв.).

II. **Электропривод в машиностроении.** М., «Энергия», 45 л. 10 000 экз. 2 р. 45 к. 1970 (IV кв.).

III. **Электропривод в металлургии.** М., «Энергия», 35 л. 10 000 экз. 1 р. 1971 (I кв.).

IV. **Электропривод в химической, бумажной и легкой промышленности и сельском хозяйстве.** М., «Энергия», 45 л. 10 000 экз. 2 р. 45 к. 1971 (I кв.).

Материалы сборников представляют интерес для специалистов, занимающихся проектированием и эксплуатацией электроприводов в различных отраслях народного хозяйства.

Заказывайте книги в местных магазинах Книготорга, которые принимают предварительные заказы на научно-техническую литературу.

НОВЫЕ КНИГИ ИЗДАТЕЛЬСТВА «ЭНЕРГИЯ»

Альтшулер И. Б. и др., **Расчет электромагнитных полей в электрических машинах.** 1969. 88 с. 21 к.

Бертинов А. И. и Варлей В. В. **Электрические машины с катящимся ротором.** 1969. 200 с. 54 к.

Важнов А. И. **Электрические машины.** Учебник для энергетических и электротехнических вузов и факультетов. 1969. 768 с. 2 р. 15 к.

Келим Ю. М. и др. **Совмещенные электрические машины для автоматики.** 1969. 200 с. 54 к.

Левитов В. И. **Корона переменного тока.** (Вопросы теории, методов исследования и практических характеристик). 1969. 272 с. 94 к.

Сиротин А. А. **Автоматическое управление электроприводами.** Учебное пособие для высших технических учебных заведений. Изд. 2-е, переработ. и доп. 1969. 560 с. 1 р. 27 к.

Трещев И. И. **Методы исследования электромагнитных процессов в машинах переменного тока.** 1969. 236 с. 59 к.

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

Дралюк Б. Н. и Синайский Г. В. **Системы автоматического регулирования объектов с транспортным запаздыванием.** 1969. 72 с. 25 к.

Кожух В. Я. **Автоматическое измерение разности температур.** 1969. 88 с. 30 к.

Муляров М. Я. и др. **Электроннолучевые системы электростатической записи.** 1969. 80 с. 27 к.

Чесноков А. А. **Решающие усилители** (Принцип действия и некоторые применения). Изд. 2-е, переработ. и доп. 1969. 104 с. 29 к.



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, В. С. Кулебакин, 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: Москва, Б. Черкасский пер., д. 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО.

Сдано в пр-во 18/VIII 1969 г.
Формат бумаги 60×90¹/₈
Тираж 10 826 экз.

Подписано к печати 2/X 1969 г.
Усл. печ. л. 12
Цена 80 коп.

Т-11555
Уч.-изд. л. 14,09
Заказ 2403

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

Э. Колбе, Г. Конрад и Г.-П. Гмилковский — О возможностях оптимизации высокочастотных генераторов для электротермии с помощью ЦВМ	1	Б. К. Буль — Метод расчета магнитных цепей с воздушным зазором и распределенной н. с.	64
Вольфганг Мош — Воспроизведение коммутационных перенапряжений на испытательных установках	4	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
В. С. Потокин и В. И. Раховский — О механизме самопроизвольного размыкания контактов при пропуске больших сквозных токов	8	Г. С. Кучинский, Г. Г. Лысаковский, Ю. В. Берзин и В. Л. Федоров — Влияние увлажнения на электрические характеристики бумажно-масляной изоляции конденсаторного типа при переменном напряжении промышленной частоты	69
И. В. Жежеленко, К. К. Шевцов, В. В. Масляник, Э. М. Липец, Г. Ф. Кузнецов, П. Я. Резченко — Учет влияния переходного сопротивления в системах сигнализации замыканий на землю	12	В. Г. Гальперин — Продольная дифференциальная токовая защита блока генератор—трансформатор с тремя токами срабатывания	73
Г. С. Кучинский и А. К. Черновец — Об оптимизации конструктивного исполнения шунтовых конденсаторных батарей высокого напряжения	13	В. С. Журавлев, А. А. Блинов и А. Е. Корнев — Свойства и области применения электропроводных резин	75
Я. А. Цирель — О методике оптимизации величин защитного угла троса и сопротивления заземления опор при заданном уровне надежности линии электропередачи	19	Ю. Ф. Вольнов, Н. С. Климов и Р. А. Лытаев — Схемы для получения периодических однополярных импульсов тока большой амплитуды	79
К. Р. Рахимов — О тепловом расчете рабочих заземлителей	23	СООБЩЕНИЯ	
Э. В. Подгорный и Е. М. Ульяников — Сравнение принципов отстройки дифференциальных реле от токов включения силовых трансформаторов	26	Р. Т. Левшунов — Грязеразрядные напряжения и тепловая устойчивость изоляторов с полупроводящей глазурью	82
И. В. Жежеленко и О. Б. Толпыго — Чувствительность сигнализации замыканий на землю с использованием высших гармоник в сетях промышленных предприятий	32	К. Бухольд, Г. Кунхардт и И. Пахнике — Испытания выключателей на отключение неудаленных коротких замыканий	84
В. В. Архипенко и В. А. Трошин — Практический метод расчета режимов возбуждения синхронных двигателей	39	М. А. Карапетян и В. С. Симонян — Измерение емкости и тангенса угла потерь диэлектриков с низкой добротностью	85
Я. Л. Фишлер и В. В. Ланге — Последовательные вольтодобавочные трансформаторы статических возбудителей синхронных машин	43	В. Е. Решетников — К расчету устойчивости замкнутых контактов при токах короткого замыкания	87
А. С. Сандлер и Х. Г. Каримов — Бесконтактный асинхронный регулируемый электропривод	48	ХРОНИКА	
А. И. Важнов, В. В. Попов и М. И. Токов — Магнитное поле якоря в зазоре явнополюсной синхронной машины с массивным ротором в асинхронных режимах	54	Доктор технических наук Р. А. Лютер	90
В. М. Могилевский — К анализу однородности магнитного поля эллипсоидального соленоида с однослойной трубчатой обмоткой	58	БИБЛИОГРАФИЯ	
		А. А. Мостовский — Сильные электрические поля в технологических процессах (электронно-ионная технология)	91

CONTENTS

Ways of Optimizing High—frequency Electrothermal Generators Using Digital Computers—E. Kolbe, G. Conrad, G.-P. Gmilkovski	1	Out—of—Step Conditions—A. I. Vadjnov, V. V. Popov, M. I. Tokov	54
Simulation of Switching Surges on Test Setups—Wolfgang Mosh	4	Analysis of the Uniformity of the Magnetic Field of an Elliptical Solenoid with Single Layer Tubular Winding—V. M. Mogilevski	58
The Process of Spontaneous Rupture of Contacts When Large Currents Flow Through Them—V. S. Potokin, V. I. Rachovski	8	A Method for Calculating Magnetic Circuits with an Air Gap and Distributed Magnetizing Force—B. K. Bull	64
Account of the Fault Resistance in Ground Fault Signaling Systems—I. V. Djeljenko, K. K. Shevtsov, V. V. Maslianik, E. M. Lipets, G. F. Kuznetsov, P. J. Revchenko	12	FROM OPERATING EXPERIENCE	
Optimizing the Design of High Voltage Shunt Capacitor Banks—G. S. Kuchinski, A. K. Chernovetz	13	How Moisture Influences the Electrical Characteristics of Paper—Oil Capacitor Insulation for Power Frequency Voltages—G. S. Kuchinski, G. G. Lisakovski, U. V. Bersin, V. L. Fedorov	69
A Method for Optimizing the Protective Angle of the Ground Wire and the Tower Grounding Resistance for a Given Transmission Line Reliability—J. A. Tsi-rel	19	A Differential Current Relay Protection for a Generator—Transformer Unit with Three Current Settings—V. G. Halperin	73
Heat Calculations for Working Ground Rods—K. R. Rachimov	23	The Properties and Fields of Application of Electrical Conducting Rubbers—V. S. Djuravlev, A. A. Blinov, A. E. Kornev	75
A Comparison of Principles for Offsetting Differential Relays from Power Transformer Inrush Currents—E. V. Podgorny, E. M. Ulianitski	26	Circuits for Obtaining Periodic Unipolar Current Pulses of Large Magnitude—U. F. Volnov, N. S. Klimov, R. A. Litayev	79
The Sensitivity of Ground Fault Signalization Utilizing Higher Harmonics in Industrial Networks—I. V. Djeljenko, O. B. Tolpigo	32	REPORTS	
A Practical Method for Calculating the Performance of Synchronous Motor Excitation—V. V. Archipenko, V. A. Troshin	39	Contaminated Insulation Breakdown Voltages and the Thermal Stability of Insulators with a Semiconducting Glaze—R. T. Levshunov	82
Series Booster Transformers for Static Synchronous Machine Exciters—J. L. Fishler, V. V. Lange	43	Testing Circuit Breakers for Interruption of Nearby Faults—K. Buchold, G. Kuhnhardt, J. Pachnicke	84
A Contactless Asynchronous Controllable Electric Drive—A. S. Sandler, H. G. Karimov	48	Measuring the Capacitance and Loss Angle of Low Q Dielectrics—M. A. Karapetian, V. S. Simonian	85
The Armature Magnetic Field in the Air Gap of a Solid Rotor Salient Pole Synchronous Machine During		On the Stability of Closed Contacts to Short Circuit Currents—V. E. Reshetnikov	87
		CHRONICLE	90
		BIBLIOGRAPHY	91

О возможности оптимизации высокочастотных генераторов для электротермии с помощью ЦВМ

Колбе Э., Конрад Г., Гмильковский Г.-П.

«Электричество», 1969, № 10

Исходя из особенности высокочастотных генераторов для индукционного нагрева рассматриваются возможности оптимизации их с помощью аналоговых и цифровых вычислительных машин. Моделирование лампового генератора на АВМ объясняется примером генераторной схемы. Приведены дифференциальные уравнения схемы, нормированные (машинные) уравнения, уравнения оценки и соответствующие установившиеся потенциалы. Предполагается для расчета и оптимизации лампового генератора на ЦВМ исходить из расчета генераторной лампы по мощности и к. п. д. для заданных граничных значений. Илл. 3. Библ. 4.

УДК 621.373.015.38

Воспроизведение коммутационных перенапряжений на испытательных установках

Вольфганг Мош

«Электричество», 1969, № 10

В сетях сверхвысокого напряжения линий передач уровень изоляции определяется в первую очередь коммутационными перенапряжениями. Поэтому необходимо иметь в распоряжении мощные испытательные установки, на которых можно получать испытательные напряжения, соответствующие возникающим в сетях коммутационным перенапряжениям. После обсуждения возможных модифицированных схем установок импульсного напряжения установлено, что такие устройства по схеме Иванова соответствуют требованиям предпочтительно при коротких временах фронта коммутационного напряжения. При воспроизведении коммутационных перенапряжений с большими временами фронта, имеющими место в линиях передач сверхвысокого напряжения, выгоднее применять модифицированные установки переменного тока. При этом предполагается, что имеются в распоряжении испытательные установки переменного напряжения большой мощности. Илл. 7. Библ. 10.

УДК 621.319.44.001.2

Об оптимизации конструктивного исполнения шунтовых конденсаторных батарей высокого напряжения

Кучинский Г. С., Черновец А. К.

«Электричество», 1969, № 10

Рассматривается вопрос об оптимальной структуре батарей напряжением 35—500 кВ в части выбора напряжения и мощности конденсаторов, типа индивидуальной защиты, количества параллельно соединенных конденсаторов и количества параллельных звеньев, образующих фазу. Табл. 3. Илл. 3. Библ. 5.

УДК 621.316.993

О методике оптимизации величин защитного угла троса и сопротивления заземления опор при заданном уровне надежности линии электропередачи

Цирель Я. А.

«Электричество», 1969, № 10

Формулируются основные положения инженерной методики выбора оптимальных значений сопротивления заземления опор R и защитного угла троса ϕ , обеспечивающих минимальные затраты на сооружение линии электропередачи при заданных уровне надежности и изоляции линии электропередачи.

Исходя из подхода к линии электропередачи как к единому элементу схемы электроснабжения, предлагается отказаться от принятой практики нормирования сопротивления заземления каждой опоры, допустив различные сопротивления заземления для различных участков трассы.

Описывается методика выбора оптимальной величины R по участкам.

Отмечается, что такой подход к выбору значений ϕ и R обеспечивает значительную экономию затрат. Илл. 5. Библ. 5.

УДК 621.316.995.001.24

О тепловом расчете рабочих заземлителей

Рахимов К. Р.

«Электричество», 1969, № 10

Рассматривается вопрос применимости формулы Олендорфа для теплового расчета рабочих заземлителей, выражающая зависимость между падением напряжения на заземлителе U и температурой грунта около электрода Δt .

Определена зависимость между падением напряжения и температурой нагрева для случая, когда электрическое и тепловое поля заземлителя не совпадают на примере горизонтального протяженного электрода, заложеного на небольшой глубине от поверхности земли. Илл. 3. Библ. 7.

Сравнение принципов отстройки дифференциальных реле от токов включения силовых трансформаторов

Подгорный Э. В., Ульяницкий Е. М.

«Электричество», 1969, № 10

Дано сравнение принципов выполнения дифференциальных реле для защиты трансформаторов, исходя из условия отстройки от однополярного тока включения силового трансформатора. Анализ сделан с учетом возможности насыщения трансформаторов тока защиты при однополярном токе включения. Критерием при сравнении принципов выполнения реле принят ток срабатывания. Приведена классификация реле по рабочим и тормозным сигналам. Показано, что ток срабатывания дифференциальной защиты значительно меньше номинального можно получить только на реле, торможение которых не зависит от режима работы трансформатора тока. Так как усиленная отстройка реле от неустановившихся токов может привести к существенному замедлению срабатывания реле при переходном режиме короткого замыкания в зоне, в статье дан также анализ быстрейшего действия дифференциальных реле, выполненных на различных принципах. Исследования сделаны с помощью АВМ и аналитически. Табл. 7. Илл. 6. Библ. 9.

УДК 621.3.014.7

Чувствительность сигнализации замыканий на землю с использованием высших гармоник в сетях промышленных предприятий

Жежеленко И. В., Толпыго О. Б.

«Электричество», 1969, № 10

Рассматриваются аналитические соотношения, определяющие величины гармоник спектра тока однофазного замыкания на землю в компенсированных сетях промпредприятий и чувствительность устройств сигнализации, основанных на использовании этих гармоник. Рассматриваются также условия, при которых имеет место минимальный уровень гармоник. Табл. 2. Илл. 5. Библ. 13.

УДК 621.313.323:621.3.072.8

Практический метод расчета режимов возбуждения синхронных двигателей

Архипенко В. В., Трошин В. А.

«Электричество», 1969, № 10

Изложен достаточно простой аналитический метод расчета режимов возбуждения синхронных двигателей из условия минимума потерь электроэнергии в узле нагрузки любой сложности.

Приводится пример расчета для конкретного узла нагрузки горно-обогатительного комбината. Табл. 3. Илл. 4. Библ. 5.

УДК 621.314.212:621.313.322:621.313.126

Последовательные вольтодобавочные трансформаторы статических возбудителей синхронных машин

Фишлер Я. Л., Ланге В. В.

«Электричество», 1969, № 10

На генераторах средней и большой мощности широко внедряются статические возбудители с последовательными вольтодобавочными трансформаторами, обладающие рядом преимуществ перед возбудителями других типов.

Освещаются результаты, полученные при проектировании последовательных трансформаторов, играющих ответственную роль в статическом возбудителе. Излагаются основы теории, расчета, конструкции и результаты экспериментальных исследований последовательных трансформаторов для статических возбудителей гидро- и турбогенераторов большой мощности. Табл. 1. Илл. 3. Библ. 7.

УДК 62—527.2

Бесконтактный регулируемый асинхронный электропривод

Сандлер А. С., Каримов Х. Г.

«Электричество», 1969, № 10

Рассматривается автономный электропривод механизмов большой мощности, требующих по условиям работы регулирования скорости в широком диапазоне. В качестве последнего использован агрегат, состоящий из двух асинхронных машин на одном валу, обмотки роторов которых соединены непосредственно с обратным порядком чередования фаз. Статор одной из машин получает питание от синхронного генератора, а энергия скольжения из обмотки статора другой машины возвращается через преобразовательное устройство тому же генератору.

Рассмотрены основные соотношения и статические режимы привода, выведены выражения для расчета механических характеристик агрегата. Указаны основные преимущества и недостатки рассматриваемой схемы. Илл. 5.

Магнитное поле якоря в зазоре явнополюсной синхронной машины с массивным ротором в асинхронных режимах

Важнов А. И., Попов В. В., Токов М. И.

«Электричество», 1969, № 10

Приводится оценка влияния вихревых токов в массивном роторе на форму кривой поля в зазоре. Задача решается с использованием метода комплексных амплитуд. Приведены графики коэффициентов реакции вихревых токов, поля и формы магнитного потока, полученные сеточным моделированием. Табл. 1. Илл. 3. Библ. 6.

УДК 621.318.371

К анализу однородности магнитного поля эллипсоидального соленоида с однослойной трубчатой обмоткой

Могилевский В. М.

«Электричество», 1969, № 10

Описана новая конструкция малогабаритного намагничивающего устройства для создания однородного магнитного поля промышленной частоты в вытянутом объеме, позволяющей получить поля порядка 100–400 кА/м.

Предложен упрощенный метод анализа однородности поля, основанный на аппроксимации трубчатой эллипсоидальной обмотки системой линейных спиральных контуров по принципу средних геометрических расстояний. Величина и распределение поля в зависимости от диаметра витков и шага намотки оценивается с помощью неравенств Чебышева и может быть не хуже 1% при отношении радиуса трубчатого проводника к полудлине обмотки соленоида, меньшем или равном 0,14. Табл. 1. Илл. 7. Библ. 9.

УДК 621.318.3.013

Метод расчета магнитных цепей с воздушным зазором и распределенной н. с.

Буль Б. К.

«Электричество», 1969, № 10

Приводятся расчетные формулы, которые учитывают магнитное сопротивление стали, размагничивающее действие электромагнитных экранов, рассеяние и поле выпучивания и пригодны для цепей постоянного и переменного тока. Рассматриваются четыре варианта расчета, когда заданным параметром является один из четырех: поток вблизи воздушного зазора, поток в ярме, средний поток в сердечнике для зоны поля рассеяния и н. с. катушки. Сравнение результатов расчета с опытными данными дает удовлетворительное совпадение при величине магнитной индукции до 1,85 тл. Илл. 3. Библ. 10.

УДК 621.315.614.6+621.315.615.2

Влияние увлажнения на электрические характеристики бумажно-масляной изоляции конденсаторного типа при переменном напряжении промышленной частоты

Кучинский Г. С., Лысаковский Г. Г., Берзин Ю. В., Федоров В. Л.

«Электричество», 1969, № 10

Одной из основных причин повышенной аварийности или отбраковки ряда конструкций вводов и трансформаторов тока является повышенное влагосодержание W внутренней изоляции, накапливаемое в эксплуатации (4–5% веса бумаги) и при нарушениях технологии (до 1–1,5%). Для уточнения принятых в настоящее время допустимых рабочих и испытательных напряженностей были экспериментально изучены характеристики частичных разрядов и разрядные характеристики на образцах аппаратной изоляции толщиной $d=1$ и 2 мм, изготовленной из ленты бумаги К-12.

Допустимые аксальные испытательные напряженности рекомендуется выбирать на уровне 8–10 кВ/см; надежность вводов в отношении перекрытия должна быть достигнута путем полной герметизации и обеспечения технологии, исключающей загрязнение поверхности изоляции веществами, активно адсорбирующими влагу. Табл. 1. Илл. 5. Библ. 7.

УДК 621.316.925.2

Продольная дифференциальная токовая защита блока генератор—трансформатор с тремя токами срабатывания

Гальперин В. Г.

«Электричество», 1969, № 10

В статье приводятся схема, описание и рекомендуемый порядок расчета продольной дифференциальной токовой защиты блока генератор—трансформатор. Защита имеет три тока срабатывания. Это позволяет в одном комплексе защиты получить высокую чувствительность к повреждениям как в генераторе, так и в обмотке высшего напряжения трансформатора блока и на ее вводах. Защита может заменять обыкновенную дифференциальную защиту блока, отдельную дифференциальную защиту генератора и дифференциальную защиту нулевой последовательности обмотки высшего напряжения трансформатора блока.

Защита выполняется на четырех комплектах трансформаторов тока и одном комплексе дифференциальных реле. Илл. 1. Библ. 3.

УДК 621.315.616.1

Свойства и области применения электропроводных резин

Журавлев В. С., Блинов А. А., Корнев А. Е.

«Электричество», 1969, № 10

Могут быть получены резины с ρ_v от 10^8 до 1 ом·см. Физико-механические характеристики электропроводных резин показывают, что они практически мало отличаются от характеристик большинства резин, применяемых для конструкционных изделий.

Установлено, что рецептурно-технологические факторы больше воздействуют на ρ_v резин с цепочечной сажевой структурой ($\rho_v > 10^4$ ом·см), чем на ρ_v резин с трехмерной токопроводящей сажевой структурой ($\rho_v < 10^4$ ом·см). Таким же образом тип сажевой структуры воздействует на изменение ρ_v вулканизатов, которые происходят в процессе эксплуатации электропроводных резин (набухание, многократные деформации и др.).

Отмечена перспективность применения электропроводных резин, содержащих в качестве вулканизующего агента перекись дикумилла, в электротехнике, радиоэлектронике, поскольку такие резины не вызывают коррозии посеребренной поверхности.

В статье приведены примеры использования электропроводных резин в различных отраслях техники. Табл. 3. Илл. 5. Библ. 11.

УДК 621.373.014

Схемы для получения периодических однополярных импульсов тока большой амплитуды

Вольнов Ю. Ф., Климов Н. С., Лытаев Р. А.

«Электричество», 1969, № 10

Приводится расчет основных параметров трансформаторов зарядных и разрядных цепей и анализируются схемы накопителей энергии, предназначенных для получения периодических однополярных импульсов тока с амплитудой до 150 кА при работе на активно-индуктивную нагрузку. Илл. 6. Библ. 2.

УДК 621.317.333.6

Грязеразрядные напряжения и тепловая устойчивость изоляторов с полупроводящей глазурью

Левшунов Р. Т.

«Электричество», 1969, № 10

Исследованы изоляторы с полным покрытием полупроводящей глазурью при напряжении промышленной частоты по методике увлажнения солевым туманом при наличии эффекта подогрева от токов утечки.

Установлено, что грязеразрядные напряжения в значительной степени зависят от интенсивности увлажнения. Так, в условиях оттаивания и при туманах они не увлажняются, а в условиях моросящих дождей их грязеразрядные напряжения в 1,5–4,0 раза выше, чем у изоляторов с изоляционной глазурью. Определяющим является тепловая устойчивость, которая зависит от общего сопротивления полупроводящей глазури и защищенной длины пути утечки. Практический интерес представляют изоляторы с сопротивлением 5–15 Мом на один киловольт рабочего напряжения. Табл. 1. Илл. 3. Библ. 11.

УДК 621.319.4

Измерение емкости и тангенса угла потерь диэлектриков с низкой добротностью

Карапетян М. А. и Симонян В. С.

«Электричество», 1969, № 10

Предлагается простая измерительная схема прибора. Приводятся результаты экспериментальной проверки этой схемы по модели и дается подробный анализ погрешностей измерения. Максимальная погрешность измерения емкости составляет $\pm 5\%$, сопротивления потерь — $\pm 2\%$ (при $\text{tg } \delta \leq 5$). Илл. 4. Библ. 4.

УДК 621.3.066:621.3.016.35.001.24

К расчету устойчивости замкнутых контактов при токах короткого замыкания

Решетников В. Е.

«Электричество», 1969, № 10

Анализируется устойчивость к токам короткого замыкания контактов электрических аппаратов. Дается вывод формулы начального тока сгорания контактов, учитывающий термическое и электродинамическое действие тока. Теоретические выводы подтверждаются экспериментальными данными, полученными в широком диапазоне токов, сил сжатия (от 3 до 180 кГ) и других параметров. Предложен простой практический способ расчета устойчивости контактов. Илл. 4. Библ. 6.

varian

Varian AG Territories
Baarerstrasse 77
CH-6300 Zug / Switzerland
Tel (042) 31 27 21



Специализированное отделение фирмы Вариан производит широкий ассортимент комплектного оборудования для высокого вакуума:

полностью автоматизированные системы с диффузионными насосами ионные насосы «Вакийон» и системы для абсолютно чистого ультравысокого вакуума
приборы для измерения давления до $1 \cdot 10^{-13}$ тор
четырёхполюсные анализаторы газовых остатков (масс-спектрометры)
оборудование для техники тонких фильтров
оборудование для исследования поверхностей с помощью дифракции электронов низкой (Leed) и высокой (Heed) энергии и явления эффекта (Euger)
целый ряд узлов, агрегатов и изделия для техники высокого вакуума.

Подробную информацию и документацию о нашем производстве можно получить при посещении нашего стенда на международной выставке «Научные приборы», которая будет проходить в Москве с 14 по 24 октября 1969 г.

Адрес выставки: Москва, В-232, Сокольнический вал, 1, Научные приборы, Торгпалата.

Запросы на проспекты и их копии просим направлять по адресу: Москва, К-31, Кузнецкий мост, Отдел промышленных каталогов ГПНТБ СССР, тел. 220-78-61 ВО Внешторг-реклама.

ОТКРЫТА ПОДПИСКА

на журналы издательства «ЭНЕРГИЯ» на 1970 г.

«ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

Научно-технический журнал
Орган Академии наук СССР,
Государственного комитета
Совета Министров СССР
по науке и технике
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 90-й 12 номеров в год

Подписная цена:
на год — 9 р. 60 к.
на 6 мес. — 4 р. 80 к.

Цена одного номера 80 коп.

«ТЕПЛОЭНЕРГЕТИКА»

Научно-технический журнал
Орган Академии наук СССР,
Государственного комитета
Совета Министров СССР
по науке и технике
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 17-й 12 номеров в год

Подписная цена:
на год — 9 р. 60 к.
на 6 мес. — 4 р. 80 к.
Цена одного номера 80 коп.

«ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТАНЦИИ»

Производственно-технический журнал Орган
Министерства энергетики и электрификации
СССР и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 41-й 12 номеров в год

Подписная цена:
на год — 9 р. 60 к.
на 6 мес. — 4 р. 80 к.
Цена одного номера 80 коп.

«СВЕТОТЕХНИКА»

Научно-технический и производственный
журнал Орган Министерства
электротехнической промышленности СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 16-й 12 номеров в год

Подписная цена:
на год — 3 р. 60 к.
на 6 мес. — 1 р. 80 к.
Цена одного номера 30 коп.

«ЭНЕРГЕТИК»

Производственно-массовый журнал
Министерства энергетики и электрификации
СССР и Центрального комитета профсоюза
рабочих электростанций
и электротехнической промышленности

Год издания 19-й 12 номеров в год

Подписная цена:
на год — 2 р. 40 к.
на 6 мес. — 1 р. 20 к.
Цена одного номера 20 коп.

«ЭЛЕКТРОТЕХНИКА»

Научно-технический журнал Министерства
электротехнической промышленности СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 41-й 12 номеров в год

Подписная цена:
на год — 8 р. 40 к.
на 6 мес. — 4 р. 20 к.
Цена одного номера 70 коп.

«ЭНЕРГОХОЗЯЙСТВО ЗА РУБЕЖОМ»

(Приложение к журналу
«Электрические станции»)

Производственно-технический журнал
Орган Министерства энергетики
и электрификации СССР и Центрального
правления Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 15-й 6 номеров в год

Подписная цена:
на год — 2 р. 40 к.
на 6 мес. — 1 р. 20 к.
Цена одного номера 40 коп.

«ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭНЕРГЕТИКА»

Производственно-технический журнал Орган
Министерства энергетики и электрификации
СССР и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 25-й 12 номеров в год

Подписная цена:
на год — 4 р. 80 к.
на 6 мес. — 2 р. 40 к.
Цена одного номера 40 коп.

«ГИДРОТЕХНИЧЕСКОЕ СТРОИТЕЛЬСТВО»

Научно-технический и производственный
журнал Министерства энергетики
и электрификации СССР и Центрального
правления Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 40-й 12 номеров в год

Подписная цена:
на год — 7 р. 20 к.
на 6 мес. — 3 р. 60 к.
Цена одного номера 60 коп.

ПРОИЗВЕСТИ ПОДПИСКУ НА ЖУРНАЛЫ МОЖНО У ОБЩЕСТВЕННЫХ РАСПРОСТРАНИТЕЛЕЙ ПЕЧАТИ В ПУНКТАХ ПОДПИСКИ «СОЮЗПЕЧАТЬ» ПО МЕСТУ РАБОТЫ И УЧЕБЫ, В АГЕНТСТВАХ СОЮЗПЕЧАТИ, А ТАКЖЕ НА ЛЮБОМ ПОЧТАМТЕ И В ОТДЕЛЕНИИ СВЯЗИ.