

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1979



• ЭНЕРГИЯ •

2

Государственная премия СССР 1978 г. за работу в области электроэнергетики

Постановлением ЦК КПСС и Совета Министров СССР, опубликованным 7 ноября 1978 г., группе работников электротехнической промышленности и энергетики присуждена Государственная премия СССР 1978 г. за работу «Создание и внедрение в энергетику комплексов мощных силовых высоковольтных автотрансформаторов». Почетное звание лауреата Государственной премии СССР присвоено **К. М. Антипову** (Главтехуправление Минэнерго СССР), **В. А. Иванову**, канд. техн. наук **В. М. Суханову**, **Э. Г. Трояну** и **Ю. И. Глазунову** (ПО «Запорожтрансформатор»), канд. техн. наук **А. Г. Крайзу**, канд. техн. наук **С. Д. Лизунову** и **А. М. Горбунову** (МосПО «Электрозавод» им. В. В. Куйбышева), **А. И. Майорцу** (Минэлектротехпром СССР), **Н. П. Фуфурину** (Всесоюзный научно-исследовательский институт электроэнергетики), канд. техн. наук **В. М. Черноготскому** (Всесоюзный научно-исследовательский, проектно-конструкторский и технологический институт трансформаторостроения) и **С. И. Рабиновичу** (Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина).

Силовые автотрансформаторы (АТ) на напряжения 150—500 кВ и выше представляют собой новый вид трансформаторного оборудования, а работы по их созданию — новое направление в развитии трансформаторостроения. Значение этой работы выходит за рамки коренного совершенствования одного из важнейших видов электрооборудования. Внедрение силовых АТ на высокие и сверхвысокие напряжения имело решающее значение для развития всей отечественной электроэнергетики в послевоенный период и открыло новые пути ее дальнейшего развития.

Применение автотрансформаторного принципа в силовом трансформаторостроении позволило не

только внести коренные усовершенствования в технико-экономические показатели крупных трансформаторов общего назначения (снижение на 30% расхода электротехнической стали и на 10% обмоточной меди, уменьшение на 35% потерь электроэнергии и полной массы АТ), но и, что не менее важно, в два и более раз повысить мощность перевозимых по железной дороге АТ в одной единице по сравнению с трансформаторами тех же напряжений.

Создание силовых АТ большой мощности на высокие и сверхвысокие напряжения потребовало выполнения огромного объема научно-технических исследований — электромагнитных, изоляционных и тепловых, решения проблем, связанных с разработкой новых элементов конструкций.

Одна из особенностей АТ заключается в том, что возникающие в них магнитные потоки рассеяния намного превосходят потоки рассеяния в аналогичных трансформаторах. Эти потоки могут вызывать значительные добавочные потери и местные нагревы в проводниках обмоток, активной стали магнитной системы и различных элементах конструкции (прессующих кольцах, ярмовых балках, стенках бака и др.). На основании проведенных исследований были разработаны эффективные способы снижения добавочных потерь и нагрева указанных элементов. В частности, для уменьшения добавочных потерь в обмотках были разработаны и применены подразделенные и транспонированные провода; исследовано влияние и разработаны методы снижения добавочных потерь в пластинах крайних пакетов и других элементах магнитной системы; исследованы методы канализации потоков рассеяния с помощью магнитных экранов на стенках бака и полках ярмовых балок, выполнения колец, прессующих обмотки, из немагнитных материалов или из электротехнической стали.

В результате этих и других мер добавочные потери в обмотках и элементах конструкции были снижены на десятки процентов.

В АТ рядом с последовательной обмоткой на высшее напряжение расположена общая обмотка также относительно высокого класса напряжения (110 кВ и более). Это определяет специфические проблемы защиты от перенапряжений, особенности работы главной и продольной изоляции. Исследования электрического поля на математических моделях, электрической прочности элементов главной и продольной изоляции и изоляционных конструкций в целом на уменьшенных и полномасштабных моделях позволили повысить допускаемые напряженности электрического поля, разработать и внедрить рациональную конструкцию и уменьшенные размеры изоляции с сохранением или даже повышением ее электрической прочности.

Исследования распределения вдоль обмотки импульсных перенапряжений, в том числе с применением ЦВМ, привели к созданию новых типов обмоток с приближающимся к линейному распределением импульсного напряжения. Выявлены также особенности распределения импульсных перенапряжений в обмотках АТ и показана необходимость специальных требований к защите АТ от перенапряжений в эксплуатации.

Большие единичные мощности АТ, обуславливающие выделение значительных количеств тепла в относительно малых объемах, потребовали исследований и разработки новых высокоэффективных способов отвода тепла от его источников (магнитной системы и обмоток) и передачи во внешнюю среду.

Исследования процессов теплопередачи от магнитопровода и обмоток к маслу, процессов движения масла в горизонтальных и вертикальных охлаждающих каналах, теплопередачи от масла к стенкам бака и элементам системы охлаждения обеспечили разработку новых видов охлаждения и усовершенствование использовавшихся ранее систем охлаждения с принудительной и принудительно-направленной циркуляцией масла в активной части АТ. Это позволило увеличить удельные тепловые нагрузки в АТ в 1,25—1,4 раза без заметного увеличения затрат и при сохранении допустимых превышений температуры частей внутри АТ по действующим стандартам и рекомендациям МЭК.

Схемы регулирования напряжения, применяемые в трансформаторах, непригодны для АТ. В связи с этим были проведены исследования различных схем прямого и косвенного регулирования напряжения (на стороне ВН, стороне СН, в общей нейтрали обмоток ВН и СН), что позволило разработать наиболее рациональные схемы регулирования с учетом особенностей АТ. Эти исследования послужили также основой для создания новых быстродействующих резисторных устройств РПН. Кроме того, были проведены обширные исследования изоляции регулировочных обмоток АТ и переключающих устройств. Они позволили разработать нормы, которые были положены в основу при создании конструкций АТ РПН и устройств РПН.

Большой объем научно-исследовательских работ был направлен на повышение механической стой-

кости обмоток и элементов конструкции при воздействии токов короткого замыкания, на совершенствование технологических процессов изготовления АТ, способов их транспортирования, монтажа и эксплуатации.

Создание серий АТ на высокие напряжения в широком диапазоне мощностей и напряжений потребовало также выполнения большого объема опытных и проектно-конструкторских работ. Здесь следует заметить, что конструкции наиболее широко применяемых типов АТ с момента их первоначальной разработки неоднократно перерабатывались и совершенствовались с учетом повышенных требований энергетики, а также с использованием результатов научно-исследовательских работ и новых технологических процессов, с применением более совершенных материалов и комплектующих изделий.

Применительно к АТ и другим видам трансформаторного оборудования были разработаны конструкции магнитных систем, обеспечивающие максимальное использование специфических свойств текстурованной холоднокатаной электротехнической стали. С учетом особенностей АТ были разработаны и внедрены новые типы обмоток — непрерывных без экранирующих витков и дополнительной изоляции на катушках, переплетенных и комбинированных. Разработаны новые конструкции регулировочных обмоток, в том числе с повышенной динамической стойкостью. В АТ, регулируемых под нагрузкой, были применены специальные компоновки с расположением регулировочной обмотки снаружи основных обмоток на основных стержнях остова, а также на боковых ярях, что обеспечило увеличение динамической стойкости обмоток и улучшение их характеристик. Существенные усовершенствования были внесены также в другие элементы конструкции АТ — отводы, баки, системы охлаждения и др., а также в способы защиты масла от окисления и старения.

Освоение производства мощных высоковольтных АТ явилось дополнительным импульсом для совершенствования существующих и разработки новых технологических процессов, приспособлений и технологического оборудования, которые затем были распространены на все трансформаторы. Были разработаны и освоены автоматические линии для продольной резки рулонной электротехнической стали и поперечного раскроя пластин магнитопроводов, стенды для сборки остовов, устройство для их опрессовки и механизированного наложения стеклобандажей. Для изготовления обмоток были созданы универсальные оправки и специальное устройство для осевой подпрессовки обмоток в процессе их намотки, специальные вертикальные намоточные станки. Разработано и внедрено оригинальное устройство для подпрессовки обмоток собственной массой в процессе их сушки. Существенные усовершенствования были внесены в процессы термовакуумной обработки обмоток и активных частей АТ.

Значительно улучшена методика квалификационных и приемо-сдаточных испытаний АТ. Усовершенствованы методы измерения интенсивности частичных разрядов при испытаниях напряжением

промышленной частоты. В технологию монтажа АТ внедрены новые устройства для предотвращения увлажнения изоляции.

Преимущества применения АТ для подстанций с номинальным напряжением 150 кВ и выше определяются основными свойствами АТ, в частности, уменьшением габаритов, стоимости, потерь, отношения потерь в стали и меди, тока холостого хода. Учитывая экономичность АТ, оказывается выгодным устанавливать на подстанциях более крупные единицы с перспективой роста нагрузки на более продолжительный промежуток времени. Укрупнение мощностей подстанций для установки АТ позволяет уменьшить число подстанций с распределительными устройствами высшего напряжения, обеспечив потребителей глубокими вводами на среднем напряжении.

На тепловых и гидравлических станциях (в отличие от зарубежной практики) АТ применяются также в качестве повышающих единиц с подключением генераторов к их третичной обмотке. Это позволяет получить значительную экономию благодаря большей гибкости схемы электрических соединений и возможности присоединения при том же распределении нагрузок большей генерирующей мощности к распределительному устройству среднего напряжения.

Разработка и внедрение в энергетику Советского Союза мощных силовых высоковольтных АТ имеет ряд принципиальных отличий от их применения в зарубежной практике. Масштабы внедрения АТ в энергетику СССР намного превосходили зарубежные, где АТ имеют ограниченное применение и используются в основном лишь для связей сетей с разными номинальными напряжениями на узловых подстанциях энергосистем.

В СССР были специально разработаны и внедрены на многих гидравлических и тепловых электростанциях повышающие АТ, отличающиеся от понижающих, что позволило без дополнительной трансформации выдавать генераторную мощность и осуществлять связь двух систем с разными напряжениями. В Советском Союзе разрабатываются и внедряются АТ с более широким, чем за рубежом, диапазоном коэффициентов трансформации — вплоть до 4,6 : 1.

По своим технико-экономическим показателям (к. п. д., потери и масса на единицу мощности) отечественные АТ не уступают лучшим зарубеж-

ным образцам, а в ряде случаев превосходят их. Показатели повреждаемости отечественных АТ не превышают соответствующие показатели аналогичных зарубежных единиц, а для АТ, изготовленных после 1970 г., они соответствуют минимальным значениям, зафиксированным в зарубежных энергосистемах в лучшие годы.

Высокий технический уровень отечественных АТ, достигнутый за последние годы, обеспечил их высокую конкурентоспособность на международном рынке — они экспортируются в более чем 30 стран.

С начала их внедрения в СССР было изготовлено свыше 2000 АТ на напряжения 150—500 кВ суммарной мощностью несколько сотен миллионов киловольт-ампер. Условно высвобожденная мощность превышает 140 млн. кВ·А, высвобожденные потери холостого хода составляют более 110 тыс. кВт, короткого замыкания — более 350 тыс. кВт. При удельных годовых затратах в энергетике на компенсацию 1 кВт потерь холостого хода 91 руб. и короткого замыкания 23 руб. экономический эффект от внедрения АТ в энергетику составляет более 258 млн. руб., если учитывать только экономию материалов (50 тыс. т электротехнической стали и 12 тыс. т обмоточной меди) и электроэнергии, годовая экономия которой составляет 1,5 млрд. кВт·ч.

Фактический экономический эффект в народном хозяйстве значительно выше, если учесть экономию в энергосистемах благодаря укрупнению оборудования, улучшению режимов работы линий электропередачи, экономии транспортных расходов на перевозку трансформаторного оборудования. Кроме того, необходимо учесть, что создание широкой гаммы АТ позволило успешно решить коренной вопрос обеспечения энергетики и различных отраслей народного хозяйства трансформаторным оборудованием без увеличения производственных площадей и строительства новых трансформаторных заводов.

Таково большое значение для народного хозяйства страны и, в частности, для электроэнергетики работы, удостоенной Государственной премии СССР 1978 г.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество», присоединяясь к своим многочисленным читателям, горячо поздравляют лауреатов и желают им новых творческих успехов.



Применение функционального моделирования при анализе установившегося режима электрической системы

СЛОТА И., СУХАНОВ О. А., ПОГОСОВ В. Г.

Московский энергетический институт

Метод кибернетического (функционального) моделирования (КМ) электрических систем находит применение при решении задач расчета переходных процессов и установившихся режимов сложных систем на ЦВМ [Л. 1]. В основе метода лежат следующие основные положения:

моделирование функций систем и подсистем с помощью функциональных характеристик (ФХ), позволяющих рассчитывать их выходные переменные по входным;

построение модели системы по иерархическому принципу, в соответствии с которым на верхнем уровне модели с помощью ФХ проводится только расчет переменных на границах подсистем, а на нижнем уровне при необходимости могут раскрываться внутренние процессы во всех подсистемах или в некоторых из них.

В общем случае в модели могут быть n уровней подсистем и $(n+1)$ уровень рассмотрения, а алгоритм КМ состоит из следующих основных этапов:

получение ФХ подсистем все более высокого уровня с помощью последовательного перехода от более низких к более высоким уровням;

построение модели высшего уровня на основе характеристики высшего уровня;

определение граничных переменных подсистем высшего уровня с помощью указанной выше модели;

определение (при необходимости) переменных на границах подсистем все более низкого уровня вплоть до уровня элементов.

На основе этих принципов любой алгоритм моделирования, в котором используются только понятия «элемент» и «система» (ниже будем называть такие алгоритмы базовыми), можно обобщить в виде иерархического алгоритма КМ, использующего функциональное представление подсистем.

Важным свойством класса алгоритмов КМ является возможность изменения их структуры в зависимости от параметров системы, параметров рассчитываемого режима и целей моделирования. Выбор структуры осуществляется по указанию пользователя, а также автоматически с помощью алгоритма синтеза модели. При этом определяется число уровней модели, число и размеры подсистем на каждом уровне, структура взаимодействия между уровнями, а также тип алгоритмов, используемых на различных уровнях для различных подсистем.

Таким образом, применение алгоритмов КМ электрических систем, в частности для расчетов установившихся режимов сложных систем, позволяет обеспечить адаптивность реализуемой на ЦВМ моделируемой системы относительно изменяющихся задач. Ключевым элементом, обуславливающим данный эффект, является последовательное использование для представления одной и той же системы или подсистем обычного внутреннего описания и внешнего описания в виде ФХ.

Для установившихся режимов электрических систем в линейном случае при задании входных и выходных переменных в виде действительных или комплексных величин ФХ имеют следующий вид:

$$Y = KX + Y_0, \quad (1)$$

где Y — вектор выходных переменных системы (или подсистемы) размерности m ; X — вектор входных переменных размерности n ; Y_0 — вектор составляющих выходных переменных, независимых от действия входных переменных; K — матрица размерности $n \times m$.

Уравнение (1) является действительным или комплексным в зависимости от того, в каком виде заданы входные и выходные переменные.

В случае нелинейного представления переменных

$$y_k = y'_{k0} + \sum_{i=1}^n \frac{\partial y_k}{\partial x_i} \Big|_{x_1^0, x_2^0, \dots, x_n^0} (x_i - x_i^0) + \frac{1}{2!} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{\partial^2 y_k}{\partial x_i \partial x_j} \Big|_{x_1^0, x_2^0, \dots, x_n^0} (x_i - x_i^0) (x_j - x_j^0) + \dots, \quad (2)$$

где y'_{k0} — значение выходной переменной y_k при $x_1 = x_1^0$; $x_2 = x_2^0$, ..., $x_n = x_n^0$.

Правая часть (2) представляет собой кратный ряд Тейлора.

Решение с помощью метода КМ линейных задач расчета установившихся режимов электрических систем рассмотрено в [Л. 2], а структура алгоритмов для решения нелинейных задач — в [Л. 3]. Там же представлены процедуры получения ФХ из полных уравнений систем и подсистем.

Рассмотрим подробно алгоритм КМ, в котором в качестве базового принят алгоритм модифицированного метода Ньютона, предусматривающий использование одной и той же матрицы Якоби на всех итерациях при решении нелинейной задачи.

Реализация модифицированного метода Ньютона применительно к расчетам установившихся режимов электрических систем предложена в [Л. 4]. Как показано в [Л. 4], расчет режима может быть значительно упрощен при принятии следующего:

на каждом итерационном цикле приращения фаз узловых напряжений определяются только небалансами активных мощностей, а приращения модулей — небалансами реактивных мощностей [(P-Q)-декомпозиция];

матрица Якоби рассчитывается при линеаризации системы в точке, в которой для каждого узла имеет место:

$$\theta = 0; U = 1, \quad (3)$$

где θ и U — соответственно фаза и модуль узлового напряжения в относительных единицах.

Обобщим теперь алгоритм [Л. 4] в виде алгоритма КМ с одним уровнем иерархии подсистем.

Исходными для алгоритма КМ являются системы уравнений, относящиеся к подсистемам и имеющие вид:

$$\begin{bmatrix} \Delta P_{\text{вн}} \\ \Delta P_{\text{гр}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{в, в}} & \mathbf{H}_{\text{в, г}} \\ \mathbf{H}_{\text{г, в}} & \mathbf{H}_{\text{г, г}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta \theta_{\text{вн}} \\ \Delta \theta_{\text{гр}} \end{bmatrix}; \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta Q_{\text{вн}} \\ \Delta Q_{\text{гр}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{\text{в, в}} & \mathbf{K}_{\text{в, г}} \\ \mathbf{K}_{\text{г, в}} & \mathbf{K}_{\text{г, г}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{U}_{\text{вн}} \\ \Delta \mathbf{U}_{\text{гр}} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где $\mathbf{H}$ и $\mathbf{K}$ — матрицы частных производных (матрицы Якоби). При задании в каждом узле системы значений P и Q и при соблюдении (3) приближенно получаем:

$$H_{ij} = K_{ij} = -B_{ij}, \quad (6)$$

где B_{ij} — элемент мнимой части матрицы узловых проводимостей сети.

Уравнения (4) и (5) должны быть преобразованы с целью формирования системы уравнений связи и определения приращений $\Delta \theta_{\text{вн}}$ и $\Delta \mathbf{U}_{\text{вн}}$ после расчета $\Delta \theta_{\text{гр}}$ и $\Delta \mathbf{U}_{\text{гр}}$. Поскольку матрицы $\mathbf{H}$ и $\mathbf{K}$ остаются в ходе всего итерационного процесса неизменными, целесообразно выполнить это преобразование один раз, приведя систему (4) к следующему виду:

$$\Delta \theta_{\text{вн}} = \mathbf{H}'_{\text{в, в}} \Delta P_{\text{вн}} + \mathbf{H}'_{\text{в, г}} \Delta \theta_{\text{гр}}; \quad (7)$$

$$\Delta P_{\text{гр}} = \mathbf{H}'_{\text{г, в}} \Delta P_{\text{вн}} + \mathbf{H}'_{\text{г, г}} \Delta \theta_{\text{гр}}, \quad (8)$$

где $\mathbf{H}'_{\text{в, в}}$ и $\mathbf{H}'_{\text{г, в}}$ — треугольные матрицы:

$$\mathbf{H}'_{\text{в, в}} = \begin{bmatrix} h'_{11} & 0 & \dots & 0 \\ h'_{21} & h'_{22} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h'_{n1} & h'_{n2} & \dots & h'_{nn} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{H}'_{\text{г, в}} = \begin{bmatrix} 0 & h'_{12} & h'_{13} & \dots & h'_{1n} \\ 0 & 0 & h'_{23} & \dots & h'_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix};$$

матрица $\mathbf{H}'_{\text{г, г}}$ — квадратная, а $\mathbf{H}'_{\text{в, г}}$ и $\mathbf{H}'_{\text{г, в}}$ — прямоугольные матрицы. К такому же виду должно быть приведено уравнение (5).

Матрицы, стоящие в правой части выражений (7) и (8), могут быть формально объединены в одну матрицу $\mathbf{H}'$, элементы которой получаются из элементов матрицы $\mathbf{H}$ построчно ($i=1, 2, \dots, n$) по следующим формулам:

для данной рабочей строки i

$$h'_{ij} = -\frac{h_{ij}}{h_{ii}} \quad (i \neq j); \quad h'_{ii} = \frac{1}{h_{ii}}; \quad (9)$$

для всех стоящих ниже строк l ($i < l < n + n_{\text{гр}}$)

$$h'_{lj} = h_{lj} - \frac{h_{lj}h_{li}}{h_{ii}} \quad (i \neq j); \quad h'_{li} = \frac{h_{li}}{h_{ii}}. \quad (10)$$

В формулах (9) и (10) j изменяется от 1 до $n + n_{\text{гр}}$ (n , $n_{\text{гр}}$ — количество внутренних и граничных узлов в данной подсистеме соответственно). Элементы со штрихом относятся к состоянию строки после очередного цикла преобразования, а без штриха — до этого цикла.

Элементы матрицы $\mathbf{H}'_{\text{г, в}}$ используются для расчета векторов составляющих $\Delta \theta_{\text{гр}}$, обусловленных $\Delta P_{\text{вн}}$ данной подсистемы в соответствии с уравнением (8) и обозначенных как $\Delta P'_{\text{огр}}$. Элементы матрицы $\mathbf{H}'_{\text{г, г}}$ в свою очередь, используются для образования матрицы системы уравнений связи на основе приравнивания приращений $\Delta P_{\text{гр}}$ примыкающих друг к другу подсистем. Система уравне-

ний связи тогда принимает вид:

$$\mathbf{C}_1 \Delta \theta_{\text{гр}} = \Delta P'_{\text{огр}}. \quad (11)$$

Строка матрицы $\mathbf{C}_1$, относящаяся к граничному узлу i , образуется из относящихся к тому же узлу строк матриц $\mathbf{H}'_{\text{г, г}}$ двух подсистем l и m , примыкающих к узлу i . Элементы строки рассчитываются по формулам:

$$c'_{ij} = (h'_{\text{г, г}})'_{ij} + (h'_{\text{г, г}})^m_{ij}, \quad (12)$$

если $i=j$ или j принадлежит к границе между подсистемами l и m , и

$$c'_{ij} = (h'_{\text{г, г}})'_{ij}; \quad c'_{ij} = (h'_{\text{г, г}})^m_{ij}, \quad (13)$$

если j не принадлежит к границе между подсистемами l и m , однако примыкает соответственно к l или m . Во всех остальных случаях $c'_{ij} = 0$.

Элемент вектора $\Delta P'_{\text{огр}}$, соответствующий узлу i , находящемуся на границе подсистем l и m , должен вычисляться по формуле

$$(\Delta P'_{\text{огр}})_i = - \sum_{j=1}^{n_l} (h'_{\text{г, в}})'_{ij} \Delta P'_{\text{вн} j} - \sum_{j=1}^{n_m} (h'_{\text{г, в}})^m_{ij} \Delta P'_{\text{вн} j}, \quad (14)$$

где n_l , n_m — соответственно число внутренних узлов подсистем l и m .

Решение (11) целесообразно выполнять путем обращения симметричной матрицы $\mathbf{C}_1$ или разложения ее на треугольные матрицы (прямой ход по методу Гаусса). Определение $\Delta \theta_{\text{гр}}$ позволяет перейти к расчету $\Delta \theta_{\text{вн}}$ в отдельных подсистемах с помощью подстановки подвектора $\Delta \theta_{\text{гр}}$, относящегося к данной подсистеме, в нижнее уравнение системы (7). Полученное значение $(\Delta \theta_{\text{вн}})_n$ должно быть затем подставлено в правую часть (7) для расчета $(\Delta \theta_{\text{вн}})_{n-1}$ по второму снизу уравнению. Таким образом, последовательно переходя снизу вверх в уравнениях (7) для всех подсистем могут быть определены $\Delta \theta_{\text{вн}}$ во всех подсистемах.

Процедура преобразования матрицы $\mathbf{K}$ в уравнениях (5), формирование системы уравнений связи для определения $\Delta \mathbf{U}_{\text{гр}}$, расчет $\Delta \mathbf{U}_{\text{гр}}$ и $\Delta \mathbf{U}_{\text{вн}}$ в подсистемах выполняются аналогично приведенному выше. Система уравнений связи тогда принимает вид:

$$\mathbf{C}_2 \Delta \mathbf{U}_{\text{гр}} = \Delta \mathbf{Q}'_{\text{огр}}, \quad (15)$$

где элементы вектора $\Delta \mathbf{Q}'_{\text{огр}}$ вычисляются по формуле

$$(\Delta \mathbf{Q}'_{\text{огр}})_i = - \sum_{j=1}^{n_l} (k'_{\text{г, в}})'_{ij} \Delta Q'_{\text{вн} j} - \sum_{j=1}^{n_m} (k'_{\text{г, в}})^m_{ij} \Delta Q'_{\text{вн} j}. \quad (16)$$

Полный алгоритм КМ для расчета установившегося режима, базирующийся на модифицированном методе Ньютона, выглядит следующим образом.

1. Формирование матриц узловых проводимостей подсистем.
2. Формирование матриц $\mathbf{H}$ и $\mathbf{K}$ (матриц Якоби) для подсистем.
3. Преобразование матриц $\mathbf{H}$ и $\mathbf{K}$ в матрицы $\mathbf{H}'$ и $\mathbf{K}'$ (прямой ход по методу Гаусса).

4. Формирование матриц C_1 , C_2 системы уравнений связи из матриц $H'_{г,г}$ отдельных подсистем и матриц $K'_{г,г}$.

5. Обращение матриц C_1 , C_2 или разложение их на треугольные матрицы.

6. Формирование массивов для расчета $\Delta P'_{огр}$ и $\Delta Q'_{огр}$ из строк матриц $H'_{г,в}$ и $K'_{г,в}$.

Пункты 1—6 выполняются один раз для каждой заданной системы и образуют часть алгоритма, являющуюся подготовительной для итерационного расчета установившегося режима, который выполняется в следующей части.

7. Задание нулевого приближения для определяемых модулей и фаз напряжений внутренних узлов — $U^{(0)}_{вн}$ и $\theta^{(0)}_{вн}$.

8. Расчет векторов модулей и фаз граничных напряжений $U^{(0)}_{гр}$ и $\theta^{(0)}_{гр}$ с учетом того, что границы подсистем проведены по серединам ветвей.

9. Расчет значений мощностей $P^{(1)}_{вн}$ и $Q^{(1)}_{вн}$, определяемых величинами $U^{(0)}_{вн}$, $\theta^{(0)}_{вн}$ и $U^{(0)}_{гр}$, $\theta^{(0)}_{гр}$ по известным формулам.

10. Расчет невязок мощностей во всех подсистемах:

$$\Delta P^{(1)}_{вн i} = P^{(3)}_{вн i} - P^{(1)}_{вн i}; \quad (17)$$

$$\Delta Q^{(1)}_{вн i} = Q^{(3)}_{вн i} - Q^{(1)}_{вн i}. \quad (18)$$

Если заданными величинами в узле i являются P и U , то для него рассчитывается только $\Delta P_{вн i}$.

11. Проверка условий

$$|\Delta P_{вн i}| \leq \varepsilon_P, \quad (19)$$

$$|\Delta Q_{вн i}| \leq \varepsilon_Q \quad (20)$$

для всех внутренних узлов подсистем.

Если условия (19) и (20) выполнены, то расчет режима заканчивается и значение $\theta^{(0)}_{вн}$ и $U^{(0)}_{вн}$ принимаются в качестве результата. В противном случае переходим к п. 12.

12. Образование векторов $\Delta P'_{огр}$ и $\Delta Q'_{огр}$, элементы которых вычисляются согласно (14) и (16).

13. Определение приращений граничных переменных $\Delta \theta_{гр}$ и $\Delta U_{гр}$ для всей системы с помощью решения системы уравнений связи (11) и (15). Это осуществляется путем умножения векторов $\Delta P'_{огр}$ и $\Delta Q'_{огр}$ соответственно на обращенные матрицы C^{-1}_1 и C^{-1}_2 или решением вспомогательных систем, включающих треугольные матрицы, на которые раскладываются матрицы C_1 и C_2 (обратный ход по методу Гаусса).

14. Определение приращений внутренних переменных $\Delta \theta_{вн}$ и $\Delta U_{вн}$ в отдельных подсистемах путем подстановки вычисленных в предыдущем пункте значений $\Delta \theta_{гр}$ и $\Delta U_{гр}$ в уравнения (7) и (8) и использования указанной выше процедуры последовательного перехода снизу вверх в уравнениях (7) и (8).

15. Определение новых значений $\theta_{вн}$ и $U_{вн}$ в подсистемах по формулам:

$$U^{(k)}_{вн i} = U^{(k-1)}_{вн i} + \Delta U^{(k)}_{вн i}; \quad (21)$$

$$\theta^{(k)}_{вн i} = \theta^{(k-1)}_{вн i} + \Delta \theta^{(k)}_{вн i}. \quad (22)$$

16. Переход к п. 8 с использованием новых значений $\theta_{вн}$ и $U_{вн}$.

Пункты 7—16 составляют третью часть алгоритма расчета установившегося режима с применением метода КМ, т. е. собственно итерационный процесс. Исходной информацией для этой части программы являются матрицы, образованные в пп. 1—6 (вторая часть), данные о режиме, который должен быть рассчитан, нулевое приближение к этому режиму, а также описание топологии подсистем и связей между подсистемами.

В общую программу входит и первая часть, которая осуществляет обработку топологической информации. Здесь автоматически могут выделяться подсистемы, формируются массивы, описывающие состав и топологию подсистем, а также связи между подсистемами.

Общая структура алгоритма КМ предусматривает возможность расчета режима системы без вычисления внутренних переменных ряда подсистем при вариантных расчетах, когда заданные значения переменных изменяются только в других подсистемах.

При известном исходном режиме первых подсистем их ФХ должны быть получены из уравнений:

$$\begin{bmatrix} \Delta P_{вн} \\ \Delta Q_{вн} \\ \Delta P_{гр} \\ \Delta Q_{гр} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_{в, в} & N_{в, г} \\ N_{г, в} & N_{г, г} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta \theta_{вн} \\ \Delta U_{вн} \\ \Delta \theta_{гр} \\ \Delta U_{гр} \end{bmatrix}, \quad (23)$$

где каждая из подматриц N имеет структуру:

$$[N] = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial \theta} & \frac{\partial P}{\partial U} \\ \frac{\partial Q}{\partial \theta} & \frac{\partial Q}{\partial U} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H & L \\ M & K \end{bmatrix}.$$

Эти уравнения соответствуют линеаризации подсистемы в окрестности исходного режима. Поскольку заданные внутренние переменные в вариантных расчетах для этой подсистемы не изменяются, вектор

$$\begin{bmatrix} \Delta P_{вн} \\ \Delta Q_{вн} \end{bmatrix}$$

в уравнении (23) равен нулю. Таким образом ФХ для подсистемы принимает вид:

$$\begin{bmatrix} \Delta P_{гр} \\ \Delta Q_{гр} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H'_{г, г} & L'_{г, г} \\ M'_{г, г} & K'_{г, г} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \theta_{гр} \\ \Delta U_{гр} \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Это уравнение должно быть использовано при формировании системы уравнений связи, что позволит вычислять граничные переменные данной подсистемы без обращения к ее внутренним переменным.

Если при функциональном представлении одной подсистемы для расчета в других подсистемах применяется алгоритм, в котором приращения фаз $\Delta \theta$ определяются только невязками ΔP , а приращения модулей ΔU — невязками ΔQ , то в системе урав-

нений связи должны использоваться уравнения:

$$\Delta P_{\text{гpi}} = \mathbf{H}'_{\text{г,г}} \Delta \theta_{\text{гpi}} + \Delta P'_{\text{гpi}}; \quad (25)$$

$$\Delta Q_{\text{гpi}} = \mathbf{K}'_{\text{г,г}} \Delta U_{\text{гpi}} + \Delta Q'_{\text{гpi}}, \quad (26)$$

где

$$\Delta P'_{\text{гpi}} = H_{\text{г,г}} \sum_{j=1}^{i-1} \Delta \theta_{\text{гpj}} + L_{\text{г,г}} \sum_{j=1}^{i-1} \Delta U_{\text{гpj}} - \sum_{j=1}^{i-1} \Delta P_{\text{гpj}};$$

$$\Delta Q'_{\text{гpi}} = M_{\text{г,г}} \sum_{j=1}^{i-1} \Delta \theta_{\text{гpj}} + K_{\text{г,г}} \sum_{j=1}^{i-1} \Delta U_{\text{гpj}} - \sum_{j=1}^{i-1} \Delta Q_{\text{гpj}};$$

i — номер итерации.

Таким образом система уравнений связи для расчета $\Delta \theta$ и ΔU остается разделенной (сохранение $(P-Q)$ -декомпозиции).

В настоящей статье мы не останавливаемся на свойствах сходимости и выбора начальных приближений, поскольку, как показано в [Л. 3], алгоритмы КМ имеют в этом отношении те же свойства, что и соответствующие им базовые алгоритмы (в данном случае модифицированный метод Ньютона).

Подробный учет всех факторов, необходимый в практических расчетах режимов, также не вносит принципиально важных моментов в алгоритмы КМ, так как это влияет только на формирование матриц Якоби для подсистем, которые выполняются так же, как в базовых алгоритмах. Разница заключается только в расположении элементов матриц и организации их обработки. Представленный алгоритм при последовательной линеаризации системы на итерациях приобретает свойства метода Ньютона — Рафсона.

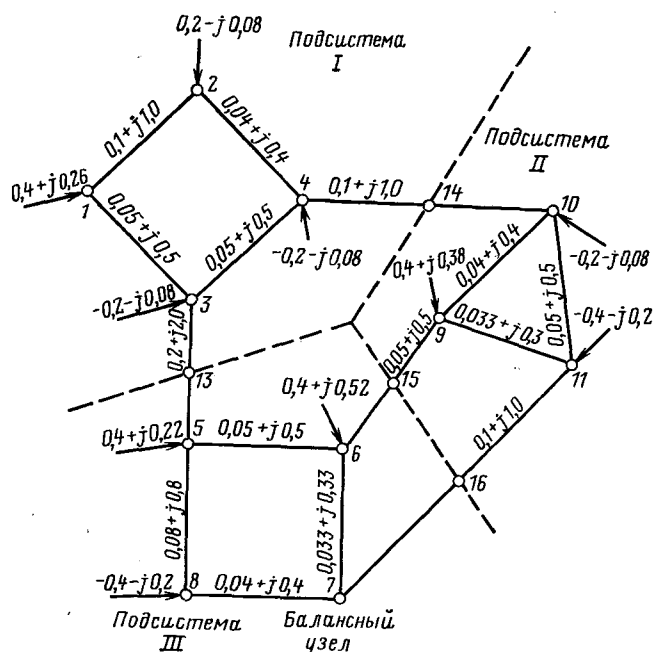
В качестве примера рассмотрим расчет режима простой схемы, состоящей из 11 узлов. Пусть эта система состоит из трех подсистем (см. рисунок).

Мнимая часть комплексной матрицы узлов проводимостей для первой подсистемы тогда имеет вид:

$$\begin{bmatrix} -6,44 & 1,98 & 2,48 & 0 & 0 & 1,98 \\ 1,98 & -4,98 & 0 & 1,98 & 0,99 & 0 \\ 2,48 & 0 & -3,46 & 0,99 & 0 & 0 \\ 0 & 1,98 & 0,99 & -2,98 & 0 & 0 \\ 0 & 0,99 & 0 & 0 & -0,99 & 0 \\ 1,98 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1,98 \end{bmatrix}.$$

Матрица Якоби при линеаризации в точке $\theta_i=0$; $U_i=1$ ($i=1, 2, \dots, n$) примет вид: $[\mathbf{H}_{ij}] = [\mathbf{K}_{ij}] = -[\mathbf{B}_{ij}]$. После преобразований (9) и (10) новая матрица $\mathbf{H}' = \mathbf{H}'_1 + \mathbf{H}'_2$ для первой подсистемы примет вид:

$$\begin{bmatrix} 0,16 & 0,31 & 0,38 & 0 & 0 & 0,31 \\ 0,07 & 0,23 & 0,18 & 0,46 & 0,23 & 0,14 \\ 0,18 & 0,07 & 0,42 & 0,56 & 0,07 & 0,36 \\ 0,29 & 0,42 & 0,43 & 0,76 & 0,42 & 0,58 \\ -0,26 & -0,47 & -0,31 & -0,42 & -0,52 & -0,52 \\ -0,74 & -0,53 & -0,69 & -0,58 & -0,52 & 0,52 \end{bmatrix}.$$



Из нижних частей преобразованных матриц Якоби для всех подсистем ($\mathbf{H}_{\text{г,г}}$, $\mathbf{H}_{\text{г,в}}$) образуется, как показано выше, матрица системы уравнений связи:

$$\begin{bmatrix} 1,22 & -0,52 & -0,26 & 0 \\ -0,52 & 1,63 & -0,71 & -0,40 \\ -0,26 & -0,71 & 3,42 & -0,74 \\ 0 & -0,40 & -0,74 & 3,12 \end{bmatrix},$$

которая после обращения имеет вид:

$$\begin{bmatrix} 1,05 & 0,56 & 0,19 & 0,10 \\ 0,45 & 0,91 & 0,26 & 0,18 \\ 0,19 & 0,26 & 0,39 & 0,13 \\ 0,10 & 0,18 & 0,13 & 0,37 \end{bmatrix}.$$

При задании указанных на схеме значений P_i и Q_i и нулевых приближений $U_i=1$, $\theta_i=0$ во всех узлах итерационный процесс при заданной точности (0,01 отн. ед. для P , Q) сошелся после трех итераций.

Номер итерации	ΔP_1	ΔQ_1	ΔP_8	ΔQ_8	ΔP_{10}	ΔQ_{10}
0	0,400	0,264	-0,400	-0,200	-0,200	-0,080
1	-0,018	-0,105	-0,023	0,006	-0,129	-0,002
2	0,022	0,030	-0,001	-0,002	-0,049	-0,009
3	0,000	-0,009	-0,002	-0,001	-0,010	-0,005

В таблице приведены промежуточные результаты и невязки мощностей выборочно для узлов 1, 8 и 10 на всех шагах итерационного процесса.

Ниже приведены результаты расчета модулей U и фаз θ узловых напряжений для всей системы.

Узел	$ U_i $, отн. ед.	θ_i , рад
1	1,013	0,007
2	0,932	—0,205
3	0,957	—0,116
4	0,935	—0,196
9	1,021	0,011
10	0,972	—0,104
11	0,970	—0,101
5	1,021	0,127
6	1,011	0,097
7	1,000	0
8	0,954	—0,074

Представленный в статье метод был положен в основу программы расчета установившегося режима сложных электрических систем, написанной на языке ФОРТРАН-IV. Эффективность программы определяется следующими особенностями.

Отсутствие ограничений на размерность решаемой задачи, обусловленных оперативной памятью машины, за счет возможности последовательного ввода массивов, относящихся к отдельным подсистемам и к системе уравнений связи, из внешней памяти во внутреннюю. Таким образом, ограниче-

ния на размерность задачи зависят теперь только от объема внешней памяти.

Возможность расчета процессов в отдельных подсистемах без раскрытия внутренних процессов в других подсистемах, но с учетом их влияния на режим благодаря использованию ФХ по уравнениям (25) и (26).

По сравнению с базовым алгоритмом, представленным в [Л. 4], алгоритмы, предложенные в данной статье, обеспечивают решение задач расчета установившихся режимов при значительной экономии объема вычислений и необходимой памяти.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А., Суханов О. А. Принципы кибернетического моделирования электрических систем. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1974, № 3.
2. Суханов О. А., Седнев А. М. Иерархические структуры в кибернетическом моделировании сложных электрических систем. — Изв. вузов. Энергетика, 1977, № 2.
3. Веников В. А., Суханов О. А., Слота И. Сходимость алгоритмов функционального (кибернетического) моделирования установившихся режимов электрических систем. — В кн.: Сборник докладов Всесоюзного научно-технического совещания «Исследование решения на ЦВМ уравнений установившегося режима электрических систем», Ереван, 1976.
4. Uemura K. Approximated Jacobians in Newton's Power Flow Method. PSCC IV Proceedings, Paper 1.3/2, Grenoble, 1972.

[28.11.1977]

УДК 621.316.91:621.316.1.027.6

Проблемы защиты от замыканий на землю в сетях 6—35 кВ

Канд. техн. наук ДУДАРЕВ Л. Е., инж. ЗУБКОВ В. В.

Донецк

Сети среднего напряжения с изолированной и компенсированной нейтралью обладают общепризнанными преимуществами перед сетями с нейтралью, заземленной через активное сопротивление, так как обеспечивают более надежное электроснабжение, исключая необходимость в немедленном отключении установок с наиболее распространенным повреждением — замыканием фазы на землю. Однако указанное преимущество в существующей практике эксплуатации не реализуется в полной мере из-за несовершенства релейных защит от этих повреждений. Подтверждением этого являются многочисленные попытки, предпринимаемые в настоящее время у нас и за рубежом с целью создать защиты, выдающие эксплуатационному персоналу наиболее полную и надежную информацию об однофазных замыканиях на землю.

Недостатками защит, эксплуатируемых в настоящее время, являются недостаточная чувствительность, особенно в сетях с компенсированной нейтралью, и большая доля неселективного действия. Основные трудности в обеспечении этих важнейших требований к защите заключены в специфических особенностях недостаточно полно изученных процессов, возникающих при замыканиях фазы на землю. Эти особенности прежде всего проявля-

ются в том, что в соответствии с накопленным опытом эксплуатации в сетях с изолированной и компенсированной нейтралью замыкание фазы на землю нельзя рассматривать как единый вид повреждения, а необходимо учитывать его принципиально отличные разновидности.

Из опыта эксплуатации известно, что в сетях с изолированной нейтралью при относительно небольших токах замыкания на землю (до 10—15 А) и особенно в сетях с компенсированной нейтралью при резонансной настройке компенсирующей катушки, часто имеют место кратковременные или, как их иногда называют, единичные самовосстанавливающиеся пробой фазной изоляции (толчки). Это повреждение представляет собой один или несколько следующих друг за другом пробоев и из-за кратковременности существования не вызывает непосредственной опасности для сети, поэтому отключать установку нет оснований. Однако такие пробой являются предвестником более тяжелых повреждений, поэтому весьма полезно селективно их фиксировать с целью своевременного проведения профилактических мероприятий [Л. 1 и 2].

В зависимости от конкретных условий кратковременные пробой могут переходить либо в металлическое (глухое), либо в устойчивое дуговое за-

мыкание фазы на землю. Режим устойчивого металлического замыкания характеризуется относительно небольшим током в месте повреждения и повышением напряжения «здоровых» фаз по отношению к земле в $\sqrt{3}$ раз. В сетях с нормальным уровнем электрической прочности изоляции такое повышение напряжения не представляет непосредственной опасности, так как оно существенно меньше испытательных напряжений, поэтому и в этом случае нет оснований к немедленному отключению присоединения. В то же время длительное существование такого режима нежелательно, поэтому релейная защита должна выдавать информацию, позволяющую быстро обнаружить поврежденный элемент.

Устойчивое замыкание фазы на землю через перемежающуюся дугу (дуговое замыкание) является наиболее опасной разновидностью рассматриваемых здесь повреждений, так как из-за перенапряжений на изоляции «здоровых» фаз, достигающих в реальных сетях трехкратного значения и пережога междофазной изоляции, часто и относительно быстро переводит режим в двойное короткое замыкание. Кроме этого, устойчивое дуговое замыкание в пазу двигателя или генератора вызывает выгорание и оплавление железа статора. Именно эти последствия являются основанием к существующим требованиям ПУЭ в части защит от замыканий на землю с действием на отключение.

В связи с тем, что последствия от рассмотренных замыканий фазы на землю существенно различны, релейная защита должна их различать и иметь соответствующие отдельные выходы на счетчик пробоев, сигнал и отключение. В то же время в отечественной практике только в последнее время появилась серийно выпускаемая защита, в которой кроме обычного выхода на сигнал или отключение имеется счетчик кратковременных пробоев изоляции [Л. 2]. Отсутствие отдельных выходов на сигнал при металлических и на отключение при дуговых замыканиях фазы на землю объясняется тем, что нет простых технических средств для раздельной фиксации этих разновидностей и статистических данных о количественном соотношении этих повреждений. Несмотря на это, само существование глухих и дуговых замыканий не вызывает сомнений, а появившиеся за последнее время, хотя и ограниченные данные [Л. 3], указывают на значительную долю дуговых замыканий. С другой стороны, как показано в [Л. 4], вероятность ликвидации повреждения при повторной подаче напряжения даже на кабельное присоединение, в котором некоторое время (0,3—0,5 с) горела перемежающаяся дуга, достигает 70—80%. Это указывает на возможный большой процент успешного действия устройств АПВ при дуговых замыканиях.

Приведенные выше доводы, по нашему мнению, достаточны для направления усилий исследователей по пути создания аппаратуры для накопления статистических данных, по которым можно будет решить вопрос о целесообразности широкого внедрения защиты, раздельно и селективно действующей на сигнал при металлических замыканиях и на

отключение — при дуговых замыканиях. В последнем случае защита с выдержкой времени 0,3—0,5 с, достаточной для оценки устойчивости повреждения и выгорания местного повреждения, должна отключать поврежденное присоединение с последующим действием АПВ. Малое время существования дугового замыкания не только повышает успешность АПВ, но существенно уменьшает отмеченные тяжелые последствия.

В случае неуспешного АПВ и при продолжающемся дуговом замыкании на присоединении, которое должно отключаться в соответствии с нынешними требованиями ПУЭ, АПВ должно быть однократным. В тех же случаях, когда действие защиты на отключение необязательно, поврежденное присоединение может оставаться в работе и после неуспешного АПВ. Учитывая большой процент успешного действия АПВ, такое построение защиты и в этих случаях существенно ограничит вредные последствия наиболее распространенной разновидности замыкания фазы на землю. В случае установки таких защит на высоковольтных двигателях будут исключены излишние отключения при кратковременных самовосстанавливающихся повреждениях и металлических замыканиях. Таким образом, предлагаемое здесь построение защиты, не внося коренных изменений в существующий подход к защитах от замыканий на землю, позволяет обеспечивать более высокую надежность электроснабжения, т. е. позволяет в более полной мере реализовать преимущество сетей с изолированной и компенсированной нейтралью.

Для оценки технических возможностей практической реализации предложенного принципа построения защиты от замыкания на землю целесообразно напомнить об основных физических параметрах, характерных для рассмотренных разновидностей замыкания фазы на землю. Это прежде всего относится к замыканию фазы через перемежающуюся дугу, которая, как известно, представляет собой чередующиеся пробои дугового промежутка с явно выраженными паузами тока.

На рис. 1 приведены характерные осциллограммы дуговых замыканий в сети с изолированной и компенсированной нейтралью, где показаны: напряжение поврежденной фазы U_{ϕ} , напряжение нулевой последовательности $3U_0$ и токи нулевой последовательности поврежденного $I_{0,п}$ и неповрежденного $I_{0,н}$ присоединений при горении дуги между жилой и оболочкой кабеля в реальной кабельной сети 10 кВ с установившимся током глухого замыкания 105 А. Из этих осциллограмм видно, что ток и напряжение нулевой последовательности имеют явно выраженную несинусоидальную форму. Максимальные значения токов в десятки раз превышают установившиеся значения как в поврежденном, так и в неповрежденном присоединениях, причем имеет место несимметрия по интервалам и в значениях положительных и отрицательных амплитуд, что указывает на большой уровень четных и нечетных гармоник. В случае обрыва не при первом переходе через нуль ток представляет собой периодические затухающие импульсы с частотой 650 Гц для данной сети, а при любом другом

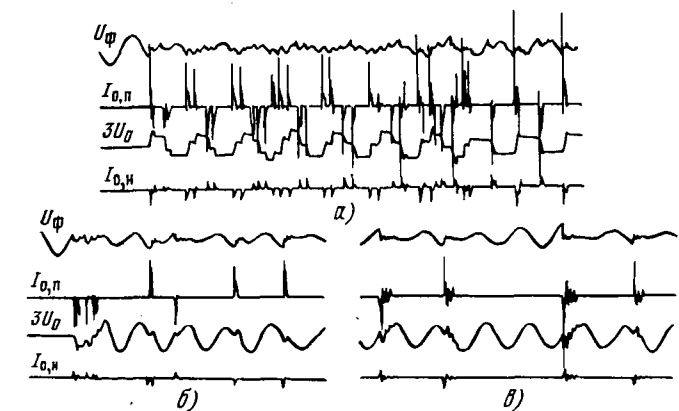


Рис. 1. Осциллограммы дугового замыкания.

а — сеть с изолированной нейтралью; б и в — сеть с 6%-ной перекompенсацией (начальная и последующая стадии).

сочетаний параметров сети — в диапазоне 300—3000 Гц [Л. 5].

Все сказанное в одинаковой мере относится как к сетям с изолированной, так и с компенсированной нейтралью, так как перемежающаяся дуга даже при резонансной настройке катушки может гореть устойчиво с той лишь разницей, что частота пробоев уменьшается, т. е. дуга в начальной стадии горит менее интенсивно.

Следует также отметить, что любая разновидность замыкания фазы на землю начинается с пробоя изоляции, который происходит вблизи максимума напряжения, поэтому амплитуды тока значительны. В случае, когда к сети выключателем подключается присоединение с устойчивым металлическим замыканием или изоляция повреждается быстро движущимся предметом, возможно замыкание в момент, когда напряжение повреждаемой фазы близко или равно нулю, поэтому свободные составляющие тока замыкания малы, но все равно превышают установившееся значение [Л. 6].

Большое различие в основных параметрах (величина и частота тока замыкания, длительность существования и др.) предопределяет технические трудности в решении проблемы селективного обнаружения поврежденного присоединения независимо от разновидности замыкания фазы на землю, так как большой диапазон изменения параметров препятствует выполнению всех требований в одном устройстве [Л. 7].

Большая группа защит от замыканий на землю основана на измерении и сравнении действующих или амплитудных значений полного тока нулевой последовательности. К этой группе можно также отнести защиты, реагирующие как на сумму, так и на отдельные высшие гармонические. Общим недостатком для всей группы является возможность потери селективности при дуговых замыканиях и недостаточная чувствительность при установке защит на присоединениях с собственной емкостью, соизмеримой с суммарной емкостью сети, так как действующие и амплитудные значения основной и всех высших гармоник распределяются в сети пропорционально собственной емкости присоединений. Все защиты этой группы, с одной стороны, должны иметь высокую чувствительность для надежной

фиксации установившихся значений токов и сохранять свои защитные свойства при многократно увеличивающихся переходных токах на поврежденном присоединении, с другой стороны, они должны надежно не срабатывать при больших переходных токах в неповрежденных присоединениях.

Противоречивость этих требований создает проблему, решение которой затруднено из-за необходимости применения высокочастотных фильтров и усилителей с большим диапазоном линейности. Но даже в тех случаях, когда удастся создать селективные устройства защиты, имеющие относительно высокую чувствительность и приемлемую помехозащищенность, время действия оказывается настолько большим, что реле неспособны фиксировать кратковременные пробой изоляции. В этом отношении в рассматриваемой группе выгодно выделяются защиты, основанные на сравнении амплитуд токов поврежденного и неповрежденного присоединений [Л. 1 и др.], которые обладают высоким быстродействием и фиксируют единичные пробой. Однако и эти устройства, как и все другие, в существующем виде не могут различать глухие и дуговые замыкания.

Вторая группа защит представляет собой направленные реле нулевой последовательности. Реле, реагирующие на установившиеся значения тока и напряжения, как и рассмотренные выше токовые реле, отстраиваются от переходных значений и не имеют быстродействия, достаточного для фиксации единичных пробоев. Этот недостаток отсутствует у направленных импульсных реле, реагирующих на переходные значения тока и напряжения. Наиболее совершенным из данной группы является импульсное направленное реле типа ИЗС, реагирующее на знак мощности в первом полупериоде переходных токов и имеющее блокирование от срабатывания при втором полупериоде тока [Л. 2].

Общим недостатком для всех известных импульсных реле является невысокая чувствительность к пробоям изоляции в момент, близкий к прохождению напряжения повреждаемой фазы через нуль, однако имеются принципиальные возможности для сведения этой своеобразной мертвой зоны к минимуму, при котором этот недостаток не будет иметь практического значения [Л. 6]. Обладая способностью фиксировать все разновидности замыканий на землю, реле данной группы в существующем виде не могут различать дуговые и глухие замыкания фазы на землю.

Что же касается защит, работающих на наложенных токах с частотой меньше и больше промышленной, то наряду с известным недостатком, связанным с прохождением дополнительного тока через место повреждения, такие защиты теряют селективность при дуговых замыканиях из-за большого уровня гармоник в токах неповрежденных присоединений.

Из приведенного краткого анализа основных принципов построения защит от замыкания на землю следует, что защиты, основанные на фиксации начальных параметров переходного процесса, наиболее универсальны и одинаково пригодны как для сетей с изолированной, так и с компенсированной нейтралью, поэтому и разработки, ведущиеся

в этом направлении, наиболее перспективны. Использование принципа направленности у таких защит существенно упрощает решение проблем, связанных с упомянутым выше противоречием между высокой чувствительностью и помехозащищенностью.

Введение дополнительного требования о раздельной фиксации трех основных разновидностей этого повреждения вовсе не означает, что защита должна состоять из трех отдельных и независимых устройств. В связи с тем, что измерительные органы, основанные на фиксации параметров начальной стадии переходного процесса, способны при определенных конструктивных параметрах достаточно надежно обнаруживать поврежденное присоединение независимо от разновидности, то это означает, что комплексная защита может иметь один общий измерительный орган.

На рис. 2 представлена блок-схема, отражающая основную логику построения разработанной в Донецком политехническом институте комплексной защиты от замыкания на землю типа КЗЗП. Не вдаваясь в детали выполнения импульсного направленного измерительного органа (ИНИО), можно отметить, что принципиально в качестве такового может быть использована любая разновидность из известных [Л. 2 и 8] при условии достаточно высокой чувствительности и хорошей помехозащищенности. Все они имеют достаточное для фиксации единичных пробоев быстродействие и содержат элементы памяти и автоматического возврата схемы в исходное состояние после исчезновения повреждения. Если к моменту истечения времени задержки возврата напряжение нулевой последовательности исчезает, то это означает, что повреждение неустойчивое и оно будет зафиксировано только счетчиком пробоев (СП). Если напряжение нулевой последовательности продолжает существовать, то это означает, что повреждение устойчивое и возврат схемы блокируется по наличию $3U_0$. После небольшой задержки в органе задержки времени (ОЗВ) срабатывает выходной орган (ВО), который включает сигнальное устройство. Минимальное время срабатывания сигнального устройства определяется условием $t_{ср,ст} > t_{ср,с.п.}$.

Таким образом, в случае устойчивого металлического или дугового замыкания выходной орган ИНИО срабатывает и остается в этом состоянии все время, пока существует напряжение $3U_0$, т. е. существует повреждение. После исчезновения $3U_0$ схема автоматически возвращается в исходное состояние.

Следует отметить, что при включении присоединения со значительной емкостью (длинный кабель) из-за разного времени замыкания контактов выключателя в токе и напряжении нулевой последовательности могут возникать кратковременные всплески, достаточные для срабатывания импульсного измерительного органа (коммутационные помехи). Однако при правильном выборе времени возврата можно отстроиться от этого режима, так как время существования тока и напряжения нулевой последовательности даже в случае единичного пробоя существенно больше, чем при коммутации.

Новым элементом комплексной защиты от замы-

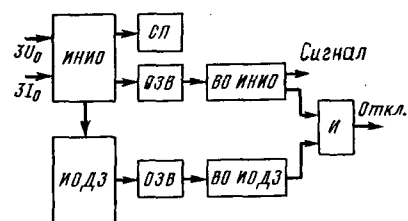


Рис. 2. Блок-схема защиты.

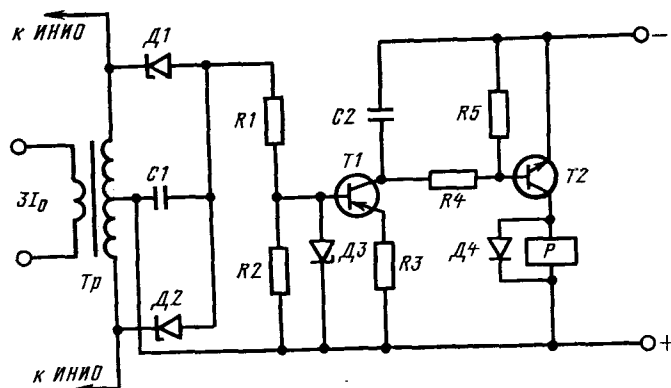


Рис. 3. Принципиальная схема канала дуговых замыканий комплексной защиты типа КЗЗП.

каний на землю является канал измерительного органа дугового замыкания (ИОДЗ). Замыкание фазы на землю через перемежающуюся дугу отличается от других повреждений высоким уровнем высших гармоник в токе и напряжении нулевой последовательности. Как видно из приведенных осциллограмм (рис. 1) и из [Л. 3], высокий уровень гармоник в напряжении $3U_0$ имеет место только в случае сетей с изолированной нейтралью, поэтому измерительный орган, основанный на контроле гармоник в напряжении $3U_0$, будет менее универсальным по сравнению с органом, реагирующим на гармонические составляющие в токе $3I_0$.

На рис. 3 в качестве примера приведена принципиальная схема разработанного авторами дугового канала защиты. Трансформатор, имея небольшое сечение сердечника, быстро насыщается токами промышленной частоты и, хотя форма его вторичной э. д. с. и искажается, уровень ее остается относительно невысоким. При протекании по первичной обмотке высокочастотного тока перемежающейся дуги уровень э. д. с. во много раз возрастает, что является надежным фактором фиксации этого режима. Стабилитроны Д1 и Д2 выполняют функцию выпрямителя и совместно с конденсатором С1 образуют амплитудный ограничитель, поэтому защищают элементы схемы от недопустимых перенапряжений. После накопления определенного заряда на С1 транзистор Т1 открывается, и начинается заряд конденсатора С2. При некотором напряжении на С2 открывается транзистор Т2 и срабатывает выходное реле Р. Время заряда конденсаторов С1 и С2 до напряжений открытия соответствующих транзисторов определяется не только параметрами схемы, но и частотой следования импульсов тока дуги.

Учитывая, что амплитуда вторичной э. д. с. ограничена, такое устройство обеспечивает задержку в срабатывании выходного реле, зависящую от интенсивности горения дуги. При интенсивных дугах, когда пробой следует по одному и более в каждом полупериоде промышленной частоты (сеть с изолированной нейтралью), поврежденная установка будет отключаться с меньшей выдержкой времени, а когда дуга менее интенсивна, т. е. пробой следует с пропуском в несколько полупериодов и соответственно менее опасен с точки зрения вызываемых последствий, выдержка времени автоматически увеличивается. Такое построение органа защиты позволяет исключить излишние отключения.

Следует отметить, что изменение емкости C_2 в 2 раза приводит к изменению выдержки времени также в 2 раза, поэтому можно обеспечить селективность в сети с несколькими последовательными элементами (например, двигатель, питающийся от шин распределительного пункта и магистральная питающая линия). При испытании защиты в полевых условиях при замыкании, зафиксированном на осциллограмме рис. 1,а, время срабатывания дугового элемента составило 0,22 с, а при замыкании, показанном на рис. 1,б, — 0,57 с.

Временные параметры рассматриваемого органа защиты могут быть получены на базе микросхем путем счета импульсов. При условии, что присоединение будет отключаться после некоторого числа пробоев, за определенное время интенсивные дуговые замыкания будут отключаться быстрее, чем менее интенсивные.

Данный пример показывает, что существенное расширение защитных свойств известных защит может быть получено за счет крайне незначительного усложнения: учитывая, что трансформатор Tp и защита от перенапряжений одновременно формируют сигнал и для импульсного измерительного органа, в защиту дополнительно вводятся несколько стандартных радиодеталей и выходное реле (тиристор).

В Донецком политехническом институте изготовлены и эксплуатируются 10 комплектов защиты от замыкания на землю, в которых реализованы рассмотренные принципы, причем все элементы свободно размещены в корпусе реле типа РТЗ-50. В настоящее время Чебоксарским электроаппаратным заводом изготовлена опытно-промышленная партия комплектов защиты, которые устанавливаются в опытную эксплуатацию на Волжском автомобильном заводе, Куйбышевэнерго и Донбассэнерго.

Многочисленные испытания на физической модели и в полевых условиях, а также опыт эксплуатации комплексной защиты от замыкания на землю убедили авторов в правильности основных посылок.

Выводы. 1. Комплексные защиты от замыкания на землю с раздельной фиксацией кратковременных пробоев, металлических и дуговых замыканий позволяют повысить надежность электроснабжения за счет более полной реализации преимуществ сетей с изолированной и компенсированной нейтралью.

2. Направленные защиты, реагирующие на начальные параметры переходного процесса замыкания фазы на землю, наиболее универсальны и позволяют в более полной мере решить проблему защиты сетей.

3. Введение требования отключения присоединений с дуговым замыканием и последующее АПВ могут существенно уменьшить вредные последствия этого наиболее распространенного повреждения при незначительном усложнении защит.

4. Для более быстрого и широкого практического подтверждения правильности основных положений данной статьи необходимо организовать промышленный выпуск крупной партии комплектов защиты и накопить эксплуатационный опыт в различных условиях сетей с изолированной и компенсированной нейтралью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лебедев О. В., Шуйн В. А. О защите от замыканий на землю компенсированных кабельных сетей 6—10 кВ с использованием принципа сравнения амплитуд переходных токов. — Электричество, 1973, № 12, с. 12—17.
2. Попов И. Н., Соколова Г. В., Махнев В. И. Импульсная направленная защита электрических сетей от замыканий на землю типа ИЗС. — Электрические станции, 1978, № 4, с. 69—73.
3. Дударев Л. Е. Фиксация дуговых замыканий на землю в сети с изолированной нейтралью. — Изв. вузов. Энергетика, 1977, № 10, с. 19—25.
4. Дударев Л. Е., Лукьянцев Н. М. Автоматическое повторное включение при дуговых замыканиях в кабельных сетях. — Электрические станции, 1973, № 11, с. 49—52.
5. Лихачев Ф. А. Замыкания на землю в сетях с изолированной нейтралью и с компенсацией емкостных токов. М.: Энергия, 1971.
6. Дударев Л. Е., Зубков В. В. Некоторые особенности переходных процессов при замыкании фазы на землю в сетях 6—35 кВ и использование их для средств релейной защиты. — Электрические станции, 1978, № 6, с. 68—71.
7. Федосеев А. М. Релейная защита электрических систем. М.: Энергия, 1976.
8. Клеменц Г., Шуляк В. Г., Роте К. — Релейная защита линий электропередачи ГДР. — Электричество, 1975, № 11, с. 62—63.

[4.10.1978]



О токах короткого замыкания в мощных сетях с напряжением до 1000 В*

Доктор техн. наук, проф. БРОН О. Б., инж. ШЕСТИПЕРОВ Ю. И.

Ленинград

В современных промышленных установках токи короткого замыкания (к. з.) достигают многих десятков и даже сотен тысяч ампер. С их значениями приходится считаться при решении вопросов электродинамической и термической стойкости. Значения токов к. з. сказываются на выборе сечения проводов, конструкции токопроводов, характеристике защитных устройств и выключающих аппаратов и т. д. Правильное определение токов к. з. является важным условием рационального проектирования систем электроснабжения.

Вопрос о значении этих токов поднимался на страницах журналов не раз как у нас, так и за рубежом. Он не потерял своей остроты и в настоящее время, особенно в связи с ростом мощности промышленных установок и, в частности, с применением трансформаторов 1600—2500 кВ·А. Актуальность этого вопроса определяется еще и тем, что мировые запасы цветных и драгоценных металлов весьма ограничены и быстро иссякают. Поэтому их экономия является важнейшей задачей. На ряде Всесоюзных конференций по низковольтным аппаратам и электрическим контактам отмечено, что часть проектирующих и эксплуатирующих организаций предъявляет к аппаратам более высокие требования, чем это необходимо по условиям эксплуатации. Правильный же выбор аппаратов может дать значительную экономию меди для токоведущих частей и серебра для контактов. В связи с этим необходим пересмотр существующих правил по выбору аппаратов, в частности это относится к аппаратам для защиты низковольтных установок от разрушительного действия токов (к. з.).

Этому вопросу и посвящена настоящая статья.

При расчете токов к. з. в низковольтных сетях с напряжением до 1000 В обычно исходят из того, что в месте аварии происходит глухое металлическое соединение проводов. Такое положение справедливо для сетей с относительно небольшими токами к. з. Однако оно не справедливо для низковольтных сетей с очень большими токами к. з. Дело заключается в том, что в месте к. з. возникают электродинамические силы, стремящиеся перевести глухое металлическое к. з. в замыкание через дугу. При этом выключателям приходится отключать значительно меньшие токи, чем те, которые получаются на основании проводимых ныне расчетов.

Электродинамические силы, возникающие между токоведущими частями и стремящиеся ликвидировать возникшее между ними к. з., растут пропорционально квадрату тока. При токах 100 кА и выше они достигают многих сотен килограмм и даже нескольких тонн [Л. 1].

Приведенные соображения послужили основанием для постановки опытов, имевших целью определить, насколько действительные токи к. з. отли-

чаются от расчетных. Исследования проводились при напряжениях 220 и 440 В постоянного, а также 400 В переменного и трехфазного токов.

Опыты к. з. на постоянном токе. Объектами испытаний являлись различные устройства («короткозамыкатели»), с помощью которых стремились имитировать условия, имеющие место при к. з. В начале каждой группы опытов производилось измерение максимального значения того тока, который возникал в цепи при металлическом глухом к. з. После этого производилось несколько опытов к. з. с помощью «короткозамыкателя». Затем сопоставлялись значения глухих металлических I_M и наблюдаемых I_N токов к. з.

Короткое замыкание токоведущих шин. Поставленные «на ребро» параллельные медные шины сечением 100×10 мм² находились на расстоянии $d=20$ мм друг от друга. Они проходили через изоляторы, расположенные на расстоянии $l=500$ мм. В одном месте эти шины были изогнуты и плотно прижаты друг к другу. Возникшие во время опытов электродинамические силы разгибали шины, а дуга ограничивала ток. При металлическом к. з. $I_M=120$ кА, наблюдаемый же ток не превосходил 46,4 кА.

Короткое замыкание при повреждении изоляции. Два провода сечением 240 мм² с резиновой изоляцией укладывались параллельно и плотно прижимались друг к другу стальными скобами через каждые $l=500$ мм. В средней части проводов изоляция срезалась и токоведущие жилы соединялись медной проволокой диаметром 2 мм. При токе глухого к. з. $I_M=120$ кА, 220 В наибольший наблюдаемый ток не превосходил 39 кА. В месте соединения кабели выгорали.

Попадание на токоведущие шины металлического предмета. Поставленные «на ребро» параллельные медные шины сечением 100×10 мм² крепились к гетинаксовой доске на расстоянии $d=50$ мм друг от друга. Во время опытов на эти шины помещался перемикавший их стальной брусок (перемычка), масса которого изменялась от 0,16 до 10 кг. Под действием электродинамических сил, возникавших при протекании токов к. з. по шинам и бруску, этот брусок сбрасывался с шин и цель размыкалась. Наибольший наблюдаемый ток при напряжении 220 В оказался равным 45 кА, при глухом металлическом к. з. он был равен 125 кА; при напряжении 440 В он не превосходил 45,6 кА, тогда как при глухом металлическом к. з. он был равен 145 кА.

В описанном устройстве подводы тока к шинам были расположены по одну сторону от стальной перемычки. При этом возникал контур П-образной формы. Далее опыты были повторены в том же устройстве, но с расположением подводов тока с двух сторон от перемычки. Возникал контур Z-образной формы. Электродинамические силы здесь имели другое направление и величину. Одна-

* В порядке обсуждения (см. раздел «Дискуссии» на с. 73).

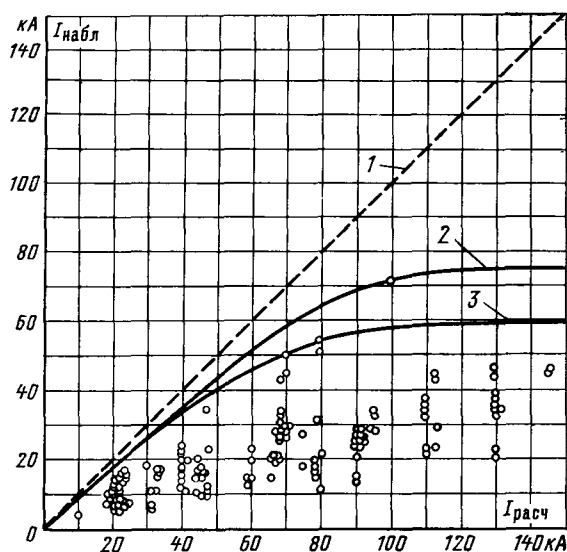


Рис. 1. Расчетные и измеренные токи в к. з. в установках постоянного тока 220 и 440 В.

1 — при глухом к. з.; 2 — при $U=440$ В; 3 — при $U=220$ В.

ко и здесь брусок был сброшен с шин, а наблюдаемый ток не превосшел 36 кА при $I_m=150$ кА.

Перекрытие между токоведущими шинами. Две параллельные медные шины были обращены друг к другу широкими сторонами. Расстояние между ними d изменялось от 5 до 50 мм. Пробой изоляции имитировался перегоранием проволоочки диаметром от 0,6 до 2 мм. Возникавшая дуга быстро двигалась по шинам, растягивалась в их верхней части и погасала. Наибольший наблюдаемый ток 28 кА, а ток металлического к. з. — 90 кА. Эти же опыты были повторены при к. з. между шинами, поставленными «на ребро». При этом наблюдаемый ток к. з. не превышал при 440 В 43 кА, тогда как его значение при металлическом к. з. 130 кА.

В распределительных устройствах в ряде случаев по пути движения дуги стоят изоляционные перегородки, препятствующие ее перемещению. Для исследования токов к. з., возникавших в этом случае, было использовано устройство, состоящее из двух параллельных медных шин, обращенных друг к другу широкими сторонами и находившихся на расстоянии d друг от друга. Эти шины проходили через изоляционные перегородки, расположенные на концах устройства и перегораживавшие путь дуге, возникавшей между шинами при перегорании проволоочки, которая имитировала пробой изоляции. В таком устройстве при подводе тока к шинам с двух противоположных сторон наблюдалось более длительное, чем в других случаях, горение дуги. Однако при напряжении 220 В наблюдаемый ток не превосходил 22,5 кА при токе металлического к. з. 60 кА.

В этом же устройстве подвод тока к шинам осуществлялся с одной стороны. Электродинамические силы прижимали дугу к изоляционной перегородке. При малом расстоянии между шинами ($d=10$ мм) в одном из десяти произведенных опытов был отмечен ток 100 кА при 220 В и токе металлического к. з. 120 кА. Однако, как только расстояние между

шинами было увеличено до $d=30$ мм, ток резко уменьшился и не превосходил 35 кА. Другой способ снижения токов к. з. заключается в устройстве изоляционных распорок, не занимающих всего пространства между шинами, или в установке на перегородке изоляционного выступа, растягивающего дугу. Здесь даже при расстоянии $d=10$ мм ток к. з. не превосходит 34,6 кА при $I_m=120$ кА.

Короткое замыкание может произойти внутри выключающего аппарата. Для исследования этого случая был использован выключатель В130 завода «Электросила» с номинальным током 1500 А. В наших опытах контакты выключателя были разомкнуты. Между неподвижными главными контактами была натянута плавкая вставка. Ее перегорание вызывало появление дуги внутри весьма стесненной области. В результате к. з. внутренние части аппарата столь сильно обгорали, что он пришел в негодность. Однако ток к. з. не превосшел 43,3 кА при $I_m=120$ кА.

Сводка результатов наблюдений к. з. на постоянном токе. На основании опытов построены кривые рис. 1. По оси абсцисс отложены значения токов при глухом металлическом к. з., по оси ординат — наблюдаемые значения, полученные в цепи с «короткозамыкателями». Если бы значения наблюдаемых токов и токов при металлическом к. з. совпадали, то на рис. 1 это выразилось бы прямой линией 1. Однако действительные значения токов к. з. лежат ниже этой линии. Кривые 2 и 3, относящиеся к токам к. з. при напряжениях 440 и 220 В, отклоняются от прямой, и отклонение это увеличивается с ростом токов к. з. Кривые 2 и 3 проведены через максимальные значения наблюдаемых токов. Как можно видеть, весьма большое количество точек на рис. 1 лежит значительно ниже этих кривых. Это свидетельствует о том, что вероятность возникновения наибольших из наблюдаемых токов не велика. Рассмотрение приведенных кривых показывает, что во всех проведенных опытах при постоянном напряжении 220 В ток к. з. не превысил 60 кА, а при 440 В — 80 кА.

Опыты к. з. на переменном токе. Объектами исследований явились в основном те же устройства, которые были использованы при опытах на постоянном токе. Источниками питания служили три синхронных генератора мощностью 1250 кВт каждый, соединенные параллельно. Исследования проводились при напряжении 400 В и частоте 50 Гц. Во время опытов по осциллограммам определялись амплитудные значения тока в первый полупериод и действующие значения симметричной составляющей между 2 и 3 полупериодом $I_{(0,03)}$ и между 5 и 6 полупериодами $I_{(0,06)}$. Результаты этих измерений сравнивались с тем, что имеет место в аналогичных условиях при глухом металлическом к. з. На основании всех проведенных наблюдений построены кривые рис. 2. Они ограничивают области наибольших токов наблюдаемых для каждого устройства.

Кривая 1 относится к устройству, имитирующему пробой изоляции между двумя параллельными шинами, расстояние между которыми d изменялось от 0,4 до 2 мм. Кривая 2 характеризует токи к. з. при пробое между параллельными кабелями. Кри-

вая 3 получена во время опытов по сбрасыванию проводящего груза массой 11 кг с параллельных шин. Кривая 4 относится к пробое изоляции между параллельными шинами, проходящими через изоляционную перегородку. Кривая А является огибающей кривых токов глухого металлического к. з. Кривая В проведена через наибольшие значения всех наблюдаемых токов. Как можно видеть, во всем диапазоне наблюдаемые токи к. з. оказались и здесь значительно меньше, чем при глухом к. з.

Были проведены исследования токов к. з. в электрических машинах. Для этого были изготовлены секции статора с заложенной в пазы изолированной обмоткой. Исследовались к. з., возникающие в результате пробоя изоляции внутри паза и пробой изоляции на корпус. Последний вид пробоя был исследован в разных местах обмотки: внутри паза, где дуга очень стеснена и горит при повышенном ею же созданном давлении; у выхода из паза, где стесняющих дугу стенок нет; у вентиляционного канала, где она попадает в поток охлаждающего воздуха.

Исследования проводились в цепи переменного тока с напряжением 400 В, в которой ток глухого к. з. составлял 80 кА. Однако ни в одном из указанных выше случаев наблюдаемый ток к. з. в статоре машины не превосшел 30 кА.

Опыты на трехфазном токе. Опыты при трехфазном токе проводились на двух установках: на той же, что и в предыдущем случае, и на ударном генераторе с током 200 кА при напряжении 400 В.

Результаты первой серии опытов выражены кривыми рис. 3 аналогично рис. 2. Здесь кривая А представляет собою огибающую значений токов глухого металлического к. з. Кривая 1 относится к току к. з. между тремя жилами оголенного провода 240 мм² с резиновой изоляцией. Кривая 2 получена при к. з., осуществленном путем переключения трех шин грузом 11 кг. В первый момент времени ток здесь достигал 65 кА, но очень быстро падал, а груз сбрасывался с шин. Кривая 3 получена при пробое изоляции между шинами, проходящими через изоляционную перегородку. Во всех этих опытах наблюдаемые токи к. з. оказались меньше расчетных.

Вторая серия опытов проводилась с помощью устройств, питаемых от ударного синхронного генератора с током $I_M=200$ кА, 400 В.

Устройство 1. Три поставленные «на ребро» медные шины 100×10 мм² переключались металлическим грузом. Масса этого груза была равна 11 кг. Груз с шин был сброшен и отлетел на 1,5 м от места к. з., а ток к. з. не превосшел 100 кА.

Устройство 2. Двухфазное к. з. Три поставленные «на ребро» параллельные медные шины А, В и С сечением 100×10 мм² были прочно закреплены в изоляционных досках, находившихся на расстоянии $l=500$ мм друг от друга. Расстояние в свету между шинами было 60 мм. Шина А в одном месте была изогнута и прочно прижата к шине В. Шина С оставалась прямой, параллельной В. После к. з. шину А выгнуло наружу. Наблюдаемый ток при этом не превосходил 100 кА при $I_M=200$ кА.

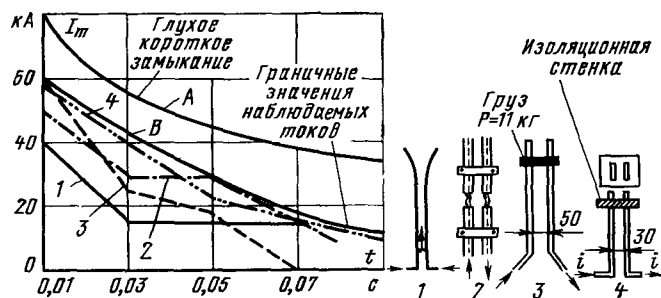


Рис. 2. Расчетные и измеренные токи к. з. на установке переменного тока 400 В.

А — при глухом к. з.; В — верхняя граница измеренных токов к. з. 1, 2, 3, 4 — граничные значения токов, измеренных на устройствах 1, 2, 3 и 4 соответственно.

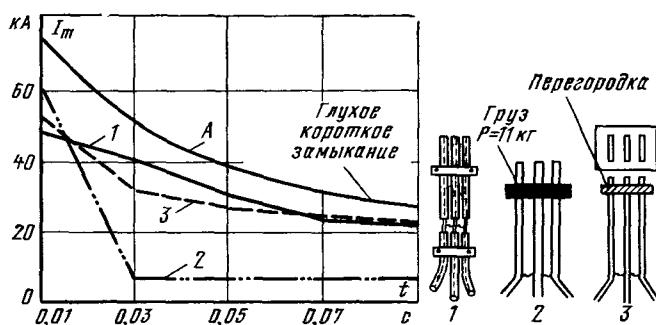


Рис. 3. Расчетные и измеренные значения токов к. з. в трехфазной системе.

А — при глухом к. з.; 1 — при пробое изоляции между проводами; 2 — при перекрытии шин грузом массой 11 кг; 3 — при пробое между шинами, проходящими через стенку.

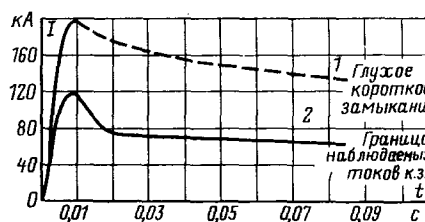


Рис. 4. Граничные значения токов к. з. в трехфазной цепи с напряжением 400 В.

Устройство 3. Трехфазное к. з. В описанном выше устройстве шина В оставалась прямой, а шины А и С были изогнуты и плотно касались шины В. После к. з. шины А и С оказались выгнутыми наружу, а максимальные токи в фазах оказались равными $I_A=I_B=32$ кА, $I_C=35$ кА.

Устройство 4. Трехфазное к. з. в трехжильном кабеле с общей оболочкой. Во время опыта кабель в месте к. з. перегорел, а обе его части были смещены вдоль оси на расстоянии около 20 см. При этом токи в фазах: $I_A=I_B=32$ кА, $I_C=35$ кА.

Подводя итоги опытов к. з. в трехфазной цепи (см. рис. 4), питаемой от генератора, отметим следующее: верхняя граница наблюдаемых токов значительно ниже границы токов металлического

к. з.; при ударном токе $I_m=200$ кА наблюдаемый ток первой полуволны не превосходит 120 кА; в процессе к. з. оба тока затухали, стремясь к установившемуся значению, которое для наблюдаемых токов не превосходило 70 кА, тогда как для токов глухого металлического к. з. оно было равно 130 кА.

Приведенные результаты привлекают особое внимание в связи с вопросом об электродинамической стойкости устройств. Здесь существенное значение имеет изменение тока к. з. во времени. Предполагалась возможность того, что ограничивающее действие дуги в месте к. з. не успеет подействовать и пропустить первую полуволну тока. В описанных опытах этого явления не произошло. Токи к. з. оказались ограниченными дугой как в первой полуволне, так и в последних.

Исследования других авторов. Исследования реальных токов к. з. в низковольтных сетях проводились многими авторами в разных странах.

Так, в [Л. 2] сказано, что в сетях низкого напряжения фактические токи к. з. составили 70% при 300 В и 80% при 600 В расчетных значений этих токов, учитывающих глухое металлическое к. з. При исследованиях, проводимых группой по расчету токов к. з. Американского института инженеров-электриков [Л. 3], ток металлического к. з. составлял 58 кА. Однако фактически он оказался ниже этого значения: для свободно лежащего на шинах медного бруска он составил 57% этого значения, для свободно лежащего на шинах стального бруска—67%, для перекрытия по изоляции—34—56%.

В [Л. 4] указано, что электрическая дуга в месте к. з. снижает ток к. з. на 30—60%.

В [Л. 5 и 6] влияние дуги учитывалось введением в уравнение для расчета токов к. з. падения напряжения на дуге 60—80 В. На Международной конференции электротехников в Атланта в 1972 г. отмечено, что при дуговом замыкании токи к. з. в низковольтных сетях снижаются [Л. 7]. Степень этого снижения для установок с напряжением 480/277 В определяется следующими значениями: для трехфазного к. з.—89, для двухфазного к. з.—74, для однофазного—38%.

Результаты экспериментальных исследований. Опытная проверка показала, что во всех рассмотренных в настоящей статье случаях действительное значение токов к. з. оказалось значительно ниже значения, рассчитанного в предположении глухого металлического к. з. Расхождение между наблюдаемыми и расчетными значениями мало при небольших токах и сильно возрастает с их увеличением.

На основании проведенных исследований ЛенПЭО ВНИИПЭМ предложено ввести поправочный коэффициент, меньший единицы, на который нужно умножить расчетный ток к. з. для получения его действительного значения. Кривая, выражающая зависимость этого коэффициента от тока, приведена на рис. 5. Она относится к переменному и трехфазному току с напряжением 400 В.

Глухие металлические к. з. возможны при неправильных коммутационных процессах в результате ошибочных действий персонала, в частности,

включение на неснятую закоротку после ремонтных работ. Однако здесь необходима продуманная система блокировок, предотвращающих ошибочные включения. Реализация же таких систем, как показал анализ, не представляет технических трудностей и может быть осуществлена путем использования простых и дешевых аппаратов серийного производства.

Регистрация токов к. з. Изложенное далеко не исчерпывает вопроса о токах к. з. в низковольтных сетях. Как бы ни ставились опыты к. з. в лабораторных условиях, всегда остается неразрешенным вопрос: учтены ли все возможные случаи к. з.?

Путем лабораторных исследований нельзя установить, как часто на установках происходит к. з., как распределяются эти к. з. по величине токов. Ведь предельно большие токи возникают редко, чаще токи к. з. имеют значения во много раз меньшие, чем максимально возможные. Отсутствует статистика к. з., необходимая, в частности, для оценки надежности работы электрооборудования и правильного выбора защиты.

Ответ на эти вопросы можно получить только путем длительных исследований на работающих установках и статистической их обработки. Однако для этого прежде всего необходим простой в эксплуатации и дешевый прибор, который можно было бы устанавливать в большом числе мест и регистрировать наибольшие значения токов к. з.

В настоящее время такой прибор существует. Он представляет собой небольшой ферромагнитный стержень, расположенный рядом с проводником, в котором необходимо регистрировать ток к. з. Линии магнитной индукции B , создаваемые током в проводнике, проходят через этот стержень, обладающий большой коэрцитивной силой, и намагничивают его. Измеряя потом остаточную магнитную индукцию, можно с достаточной для практических целей точностью устанавливать максимальное значение тока, протекавшего по проводнику. Этот метод, давно применяемый для регистрации тока молнии [Л. 8], теперь перенесен в область измерения токов к. з. в низковольтных цепях. Он без каких-либо дополнительных устройств может быть использован в установках постоянного тока. При этом он позволяет определить не только величину, но и направление тока к. з.

Применение ферромагнитного регистратора на переменном токе требует дополнительных устройств, препятствующих размагничиванию стержня при изменении направления магнитного поля.

Одно из таких устройств предложено в [Л. 9]. Здесь на ферромагнитный сердечник наложена обмотка, включенная на полупроводниковый диод. Это обеспечивает экранирование зонда, допуская воздействие на него импульсов магнитного поля только такого направления, при котором не возникает тока в обмотке. Наличие двух таких разнополярно экранированных регистраторов позволяет фиксировать переменные токи. Этот способ дает хорошие результаты, если с влиянием магнитных полей соседних проводов можно не считаться. Однако в сложных многофазных системах при близком расположении отдельных фаз ошибка может стать большой.

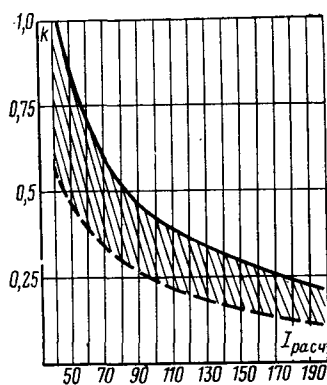


Рис. 5. Зависимость снижающего коэффициента от величины расчетного тока к. з.

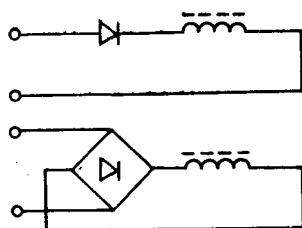


Рис. 6. Схемы ферромагнитных регистраторов переменного тока с одно- и двухполупериодным выпрямителем.

№ п/п.	Фаза	I_H , кА	I_P , кА		k
			двухфазное к.з.	трехфазное к.з.	
1	A	26	28	35	0,74
	B	26			0,74
	C	17			0,49
2	A	18	18	21	0,86
	B	18			0,86
	C	22			—
3	A	14	15,4	18,6	0,76
	B	16			0,86
	C	16			0,86
4	C	26	24	28	0,93
	A	9			0,25
	B	26			0,6
5	C	25	37,6	43,6	0,57
	A	26			0,6

завода в Ленинграде. Для этой цели были использованы ферромагнитные регистраторы в трехфазном исполнении, собранные по двухполупериодной схеме. В таблице приведены значения наблюдаемых I_H и расчетных I_P токов к. з., а также значения снижающего коэффициента $k = I_H / I_P$, полученные в результате обработки наблюдений.

Сопоставление полученных коэффициентов k с теми его значениями, которые следует ожидать исходя из кривых рис. 5, указывает на то, что здесь имеет место довольно близкое совпадение результатов. При токах порядка 30 кА по рис. 5 его значения лежат в пределах от 0,6 до 0,85. Аналогичные опыты в настоящее время проводятся на других предприятиях.

Основная цель установки ферромагнитных регистраторов токов к. з. заключается в получении статистических данных о токах к. з. на данном предприятии, установление верхней и нижней границ этих токов, что важно для выбора защиты, корректировки коэффициента снижения k , необходимого для расчета токопроводов и выбора аппаратуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Брон О. Б. О токах короткого замыкания в мощных низковольтных сетях. — Электричество, 1959, № 6.
2. Schurig O. S. Fault Voltage Drop and Impedance of Short-Circuit Currents in Low-Voltage Circuits. — AIEE Trans., 1941, vol. 60, p. 479—486.
3. Wagner L. Fountacu Low-Voltage Arcing Fault Currents. — Electrical Engineering, 1948, № 8, p. 769—771.
4. Segatz U. Der Einfluss der Lichtbogenspannung auf den Kurzschlussstrom. — ETZ-B, 1962, Jg. 14, № 19, S. 520—527.
5. Bennett W. F. Taksa Frech Look of Arcing Faults. — Power, 1969, vol. 113, № 2, p. 59—63.
6. Krieger K. O. Die Voraussetzung zur Koordination der Kurzschlussfestigkeit. — Elektrie, 1972, № 10, S. 237—242.
7. Whitt R. O. Triends and Practices in Cronndig and Graunt Protection, using Statig de Vices. IEEE Ann. Text. Ind. Techn. Conf. Atlanta, Ga, 1972, New York, S. 7/1—7/12.
8. Стекольников И. С. Физика молнии и грозозащита. М.; Л.: Изд-во АН СССР, 1943.
9. Гуль В. И. Выбор параметров контура избирательного экранирования ферромагнитных регистраторов в полях импульсных токов. — Изв. вузов. Энергетика, 1971, № 10, с. 14—18.

[29.7.1976]

Методика обработки контрольных замеров в энергосистеме

Канд. техн. наук ЛИСЕЕВ М. С., инж. УНГЕР А. П.

Московский энергетический институт

В настоящее время в практике обработки контрольных замеров и суточных ведомостей в электроэнергетических системах (ЭЭС) используются программы расчета нормальных стационарных режимов (программы «Сеть»). В связи с тем, что данные замера имеют погрешности, обусловленные, в частности, неодновременностью фиксации показаний приборов, погрешностями самих приборов, искажениями при передаче данных и так далее, применение указанных программ для «балансирования» режима по замерам связано с многочисленными повторными расчетами, большими затратами времени ЦВМ и инженерного труда.

Существенное повышение производительности труда и качества обработки замеров в ЭЭС достигается при применении статистических методов оценивания режима. При этом по данным, в которых имеются погрешности, определяется оценка режима, оптимальная в смысле принятого критерия близости измеренных значений и истинного режима. На ЦВМ производится один или весьма малое количество расчетов.

В соответствии с рекомендациями ЦДУ ЕЭС СССР основные требования к промышленной программе обработки измерений можно сформулировать следующим образом.

Расчет полного электрического режима сети (модулей и фаз узловых напряжений, узловых нагрузок, генерации, инъекций, потоков мощностей и токов ВЛ и трансформаторов, потерь мощности) при известной схеме электрических соединений и параметрах сети по имеющейся в энергосистеме измерительной информации.

Возможность введения в расчет, наряду с измеренными значениями, некоторой заранее известной с той или иной степенью точности (априорной) информации о режимных параметрах на момент измерений.

Возможность проведения расчета и получения результатов даже в случае недостаточной измерительной информации и неравномерного размещения измерений в сети. При этом должна быть дана оценка точности полученных результатов.

Приемлемые затраты машинного времени (порядка минут) и памяти ЦВМ при обработке измерений в ЭЭС с сетями, имеющими несколько сотен узлов.

Удобства пользования программой для персонала режимных служб энергосистем. Сюда относятся: привычная форма представления исходных данных и результатов, минимальное разнообразие форматов ввода исходной информации, обширная диагностика правильности кодирования схемы, правильности перфорации исходных данных, произвольный порядок их ввода («защита от рассылания колоды») и ряд других требований.

Описываемый в статье вариант программы ОКЗ-МЭИ, использующий только оперативную память, предназначен для обработки измерений на ЦВМ серии ЕС в сетях объемом до 400 узлов.

Программа разработана на основе теории обобщенной нормальной оценки и фильтрации ошибочных данных [Л. 1 и 2]. Использован эффективный расчетный метод с итерационной процедурой метода Ньютона при поиске минимума целевой функции, декомпозицией переменных по способу $P-\delta$, $Q-U$ [Л. 3], с учетом слабой заполненности и симметричности встречающихся в расчете матриц.

Состав измерительной информации. Составом измерений во многом определяются выбор расчетного метода, математической модели сети и конкретного алгоритма программы обработки замеров. Исходя из реально имеющихся в настоящее время в ЭЭС измерений для программы ОКЗ-МЭИ был принят следующий состав исходной измерительной информации:

P_n, Q_n, I_n — активная и реактивная мощности, модуль тока в начале ветви;

P_k, Q_k, I_k — активная и реактивная мощности, модуль тока в конце ветви;

P_y, Q_y, I_y — активная и реактивная балансные нагрузки (инъекции) узла и модуль тока балансной нагрузки;

U_y — модуль напряжения узла;

$P_{y,g}, Q_{y,g}, P_{y,n}, Q_{y,n}$ — генерируемые активная и реактивная мощности, активная и реактивная мощности собственных нужд для генераторных узлов; $\cos \varphi_y$ — коэффициент мощности для нагрузок на шинах низшего напряжения (6—10 кВ) подстанций.

Действительное значение $\cos \varphi_y$ обычно близко к нормируемому. Поэтому эти данные могут быть использованы для вычисления активных и реактивных нагрузок подстанций по измерениям тока и напряжения и, следовательно, для определения программным путем потерь в трансформаторах и приведенных нагрузок на шинах высшего напряжения подстанций для передачи этих данных на следующую ступень диспетчерского управления.

Метод расчета. В статической постановке, отвечающей мгновенному «снимку» режима ЭЭС, модель измерений может быть представлена следующим образом [Л. 4]:

$$\tilde{V} = V(X) + \xi. \quad (1)$$

При этом согласно методу обобщенной нормальной оценки [Л. 1] решение определяется точкой минимума целевой функции:

$$G(X) = [V(X) - \tilde{V}]^T R [V(X) - \tilde{V}] + (X - X^0)^T \rho (X - X^0). \quad (2)$$

В выражениях (1) и (2) ξ — вектор ошибок измерений; X — вектор оцениваемых параметров; X^0 — вектор априорно заданных значений оцениваемых параметров; $\tilde{V}$ — вектор измерений; $V(X)$ — уравнения стационарного режима ЭЭС; R — диаго-

нальная матрица весовых коэффициентов, отражающая достоверность измерений; ρ — диагональная матрица весовых коэффициентов, отражающая достоверность априорной информации.

Минимум функции (2) дает оценку $\hat{X}$, наименее уклоняющуюся от априорных данных и наилучшим образом приближенную (в смысле наименьших квадратов) к измерениям. Компонентами $\hat{V}$ являются все измерения, входящие в состав измерительной информации.

Априорные данные об измерениях можно разделить на две категории. Во-первых, это нулевые значения узловых активных и реактивных нагрузок на шинах высшего напряжения станций, подстанций и отпайках, учитываемых как отдельные узлы в схеме замещения ЭЭС. Введение в расчет такой информации, имеющей наибольшую достоверность, всегда целесообразно для повышения как избыточности измерений, так и точности результата. Ко второй категории относятся данные, введение которых необходимо для обеспечения избыточности измерений или «наблюдаемости» сети ЭЭС по измерениям [Л. 4]. Они могут принадлежать к любой группе, но чаще всего это активные перетоки P_n , P_k и напряжения U_y .

В качестве компонент вектора оцениваемых параметров X принимаются модули U и фазы δ узловых напряжений (для одного из узлов, который может быть выбран произвольно, $\delta=0$).

Априорные значения оцениваемых параметров могут быть указаны приближенно [Л. 2]. Так, в случае отсутствия измерений напряжений в расчет можно ввести их номинальные значения. Если имеются результаты расчетов планируемых режимов, то в качестве априорных данных могут быть использованы и ненулевые значения фаз узловых напряжений.

Весовые коэффициенты матрицы R определяют точностью измерений в соответствии с методикой наименьших квадратов. В связи с тем, что погрешности каждого индивидуального измерения, как правило, неизвестны и можно указать лишь их ориентировочные значения, весовые коэффициенты целесообразно назначать одинаковыми для каждой группы измерений (потoki активной и реактивной мощности, активные и реактивные инъекции, модули напряжений и т. д.) и дифференцировать их в зависимости от номинального напряжения сети. Кроме того, как показывает практика, целесообразно задавать индивидуальные весовые коэффициенты для наиболее и наименее «точных» измерений.

Выбор коэффициентов матрицы ρ определяется методикой [Л. 2]. Окончательные значения R и ρ определяются по опыту расчетов.

При использовании рассмотренного выше состава исходной измерительной информации наиболее удобна узловая форма уравнений установившегося режима $V(X)$. При этом ветви ЭЭС представляются четырехполюсниками. Для линии используется П-образная схема замещения, для трансформатора — Г-образная схема с шунтом намагничивания. Поток мощности на зажиме четырехполюсника, соответствующем начальному узлу ветви, определя-

ются уравнениями:

$$P_n = \left[\frac{U_n^2}{a} \cos \varphi - \frac{U_n U_k}{n} \cos (\delta_n - \delta_k + \varphi - b\psi) \right] \frac{b}{Z}, \quad (3)$$

$$Q_n = \left[\frac{U_n^2}{a} \sin \varphi - \frac{U_n U_k}{n} \sin (\delta_n - \delta_k + \varphi - b\psi) \right] \frac{b}{Z} + cW_n. \quad (4)$$

Здесь $Z=R+jX=Z \exp(j\varphi)$ — полное сопротивление ветви; $n=n \exp(j\psi)$ — комплексный коэффициент трансформации; $W_n=0,5Y_c U_n^2$ для линии; $W_n=-Y_\mu U_n^2$ для трансформатора (Y_c, Y_μ — проводимости шунтов четырехполюсника); $a=1$, $b=-1$, $c=1$.

Для зажима, соответствующего конечному узлу ветви, достаточно в формулах (3) и (4) индекс «н» поменять на индекс «к» и наоборот, принять, что $W_k=0$ для трансформатора и подставить $a=n^2$, $b=1$, $c=-1$.

Балансные узловые мощности определяются суммированием потоков мощностей по инцидентным данному узлу ветвям.

Для нахождения минимума целевой функции (2) необходимо решить систему нелинейных уравнений:

$$\frac{dG}{dX} = A^T R \Delta V + \rho (X - X^0), \quad (5)$$

где $A=dV/dX$, $\Delta V=V(X)-\tilde{V}$. Нелинейность системы (5) обусловлена нелинейностью уравнений установившегося режима $V(X)$. Для решения системы нелинейных уравнений (5) целесообразно использовать метод Ньютона, согласно которому

$$\left(\frac{d^2 G}{dX^2} \right)_k \Delta X_{k+1} = - \left(\frac{dG}{dX} \right)_k, \quad (6)$$

где k — номер итерации; $\Delta X_{k+1}=X_{k+1}-X_k$; значения производных вычисляются в точке X_k .

На каждой итерации выражение (6) — система линейных уравнений с матрицей коэффициентов

$$B = \frac{d^2 G}{dX^2} = \left(\frac{d^2 V}{dX^2} \right)^T R \Delta V + A^T R A + \rho. \quad (7)$$

Алгоритм расчета, таким образом, включает на каждой итерации линеаризацию уравнений установившегося режима и решение полученной системы линейных алгебраических уравнений большой размерности.

Сокращение затрат времени и памяти ЦВМ. Жесткие ограничения, налагаемые требованиями к промышленной программе, на затраты времени и особенно памяти ЦВМ при расчете режимов ЭЭС с большим числом узлов, вызывают необходимость применения специальных расчетных методов и приемов программирования.

В программе ОКЗ-МЭИ реализованы: способ декомпозиции уравнений установившегося режима на уравнения активных и реактивных мощностей и последовательного их решения; учет слабой заполненности матриц систем линейных уравнений, решаемых на каждой итерации; учет симметричности матриц коэффициентов при неизвестных в системах линейных уравнений; эффективная перенумерация неизвестных при решении систем линейных урав-

нений методом исключения. При написании программы особое внимание уделялось сокращению числа операций с плавающей запятой. Все это позволило существенно повысить эффективность метода Ньютона при поиске минимума целевой функции (2).

Прежде всего отметим, что расчет на каждой итерации матрицы вторых производных d^2V/dX^2 в (7) связан с выполнением большого количества вычислений. Как показывает опыт расчетов, без потери точности можно пренебречь вычислением первого члена суммы в этом выражении. Действительно, применительно к рассматриваемому случаю минимизации целевой функции в точке решения $\Delta V \rightarrow \min$. При этом $\Delta X \rightarrow 0$, как и при решении уравнений установившегося режима. Очевидно, упрощение системы повлияет лишь на сходимость итерационного процесса. С учетом сделанного упрощения на каждой итерации необходимо решать систему линейных уравнений:

$$(A^T R A + \rho) \Delta X = -A^T R \Delta V - \rho (X - X^0). \quad (8)$$

К системе (8) применяем способ декомпозиции уравнений установившегося режима на уравнения $P-\delta$ и $Q-U$. Матрицу первых производных A целесообразно разделить на следующие блоки:

$$A^T = \left[\begin{array}{c|c} \left(\frac{\partial U}{\partial \delta} \right)^T \left(\frac{\partial Q}{\partial \delta} \right)^T \left(\frac{\partial Q_y}{\partial \delta} \right)^T & \left(\frac{\partial P}{\partial \delta} \right)^T \left(\frac{\partial P_y}{\partial \delta} \right)^T \\ \hline \left(\frac{\partial U}{\partial U} \right)^T \left(\frac{\partial Q}{\partial U} \right)^T \left(\frac{\partial Q_y}{\partial U} \right)^T & \left(\frac{\partial P}{\partial U} \right)^T \left(\frac{\partial P_y}{\partial U} \right)^T \end{array} \right] = \\ = \left[\begin{array}{c|c} A_{Q,\delta}^T & A_{P,\delta}^T \\ \hline A_{Q,U}^T & A_{P,U}^T \end{array} \right]. \quad (9)$$

Подматрица $\partial U / \partial U$ — единичная, а $\partial U / \partial \delta$ — нулевая, как следует из определения измеряемых и оцениваемых параметров.

Разделим на блоки остальные матрицы и векторы уравнения (8):

$$\left. \begin{aligned} X^T &= [U^T; \delta^T]; \quad X^{0T} = [U^{0T}; \delta^{0T}]; \\ R &= \text{diag} [R_{Q,U}; R_{P,\delta}]; \quad \rho = \text{diag} [\rho_U; \rho_\delta]; \\ \Delta V^T &= [(U - \tilde{U})^T, (Q - \tilde{Q})^T, (Q_y - \tilde{Q}_y)^T; (\delta - \tilde{\delta})^T, (P - \tilde{P})^T, (P_y - \tilde{P}_y)^T] = \\ &= [\Delta V_{Q,U}^T; \Delta V_{P,\delta}^T]. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Поскольку распределение активных мощностей в ЭЭС определяется в основном разностью фаз, а реактивных мощностей — разностью модулей узловых напряжений, принимая $A_{Q,\delta} \approx A_{P,U} \approx 0$. С учетом этого получаем две системы уравнений:

$$B_Q \Delta U_{k+1} = -A_{Q,U}^T R_{Q,U} \Delta V_{Q,U} - \rho_U (U_k - U^0); \quad (11)$$

$$B_P \Delta \delta_{k+1} = -A_{P,\delta}^T R_{P,\delta} \Delta V_{P,\delta} - \rho_\delta (\delta_k - \delta^0), \quad (12)$$

где

$$B_Q = A_{Q,U}^T R_{Q,U} A_{Q,U} + \rho_U, \quad B_P = A_{P,\delta}^T R_{P,\delta} A_{P,\delta} + \rho_\delta. \quad (13)$$

Здесь B_Q и B_P — симметричные слабозаполненные матрицы.

При таком упрощении изменяется не только матрица коэффициентов системы уравнений (6), но и ее правые части. Это повлияет на сходимость итерационного процесса и может исказить результаты расчета, поскольку в точке решения $\Delta V_{Q,U} \rightarrow \xi_{Q,U}$, $\Delta V_{P,\delta} \rightarrow \xi_{P,\delta}$, где $\xi_{Q,U}$, $\xi_{P,\delta}$ — достаточно малые (при правильном измерении), но ненулевые величины. Однако практика обработки контрольных замеров в трех реальных ЭЭС при разном составе исходной информации показала, что искажение результатов решения при использовании указанного способа незначительно и практически не превышает погрешности от задаваемой конечной точности расчета при поиске минимума целевой функции (2).

Решение систем линейных алгебраических уравнений (11) и (12) производится модифицированным методом Гаусса с учетом слабой заполненности, симметричности матриц и с использованием эффективной процедуры перенумерации узлов в последовательности, позволяющей использовать одну и ту же область памяти ЦВМ. Сначала решается система уравнений (12) относительно $\Delta \delta$, и уточненное значение δ используется при формировании и решении системы уравнений (11) относительно ΔU .

Алгоритм оценки режима ЭЭС по данным измерений, реализованный в программе ОКЗ-МЭИ, включает выполнение следующих шагов.

1. Формирование вектора измерений $\tilde{V}$.
2. Расчет элементов матриц $A_{P,\delta}$, B_P и вектора $\Delta V_{P,\delta}$ в соответствии с выражениями (9), (10), (13) и уравнениями модели сети (3) и (4).
3. Решение системы линейных алгебраических уравнений (12) и определение приращений фаз напряжений в узлах.
4. Расчет элементов матриц $A_{Q,U}$, B_Q и вектора $\Delta V_{Q,U}$ в соответствии с выражениями (9), (10), (13) и уравнениями модели сети (3) и (4).
5. Решение системы линейных алгебраических уравнений (11) и определение приращений модулей напряжений в узлах.
6. Если одновременно выполняются условия:

$$|U_{k+1} - U_k| \leq \epsilon_U; \quad |\delta_{k+1} - \delta_k| \leq \epsilon_\delta, \quad (14)$$

где ϵ_U , ϵ_δ — заданные точности вычислений, то выполняется полный расчет электрического режима по вычисленным на последней итерации значениям модулей и фаз узловых напряжений, и расчет заканчивается. В противном случае с п. 2 начинается следующая итерация.

Структура программы. Приведенный выше алгоритм положен в основу программы обработки контрольных замеров ОКЗ-МЭИ. Программа написана на языке ФОРТРАН IV, содержит около 1200 операторов и состоит из ведущей и 18 подпрограмм. При этом в процессе расчета используется только оперативная память ЦВМ.

Программа структурно состоит из блоков ввода и диагностики исходных данных, анализа состава

Таблица 1

Энергосистема	Число узлов	Число ветвей	Максимальное количество замеров					
			U_y	P_n, P_k	Q_n, Q_k	P_y	Q_y	Всего
ЭЭС 1	53	64	11	82	81	25	25	224
ЭЭС 2	102	132	63	129	132	80	66	460
ЭЭС 3	22	33	12	35	30	10	6	91

измерений и выделения расчетных районов сети, математических подпрограмм, вывода результатов расчета на печать. Диагностикой обеспечивается выявление большинства характерных ошибок кодирования схемы ЭЭС и перфорации, рациональный ввод данных в ЦВМ и их контроль. Блок анализа состава измерений позволяет в процессе расчета оценить «наблюдаемость» сети по измерениям [Л. 4], учесть априорную информацию и при необходимости выделить в сети расчетные районы, в которых при имеющихся измерениях и априорных данных может быть произведен расчет режима. При этом оценивание режима производится одновременно по всем районам, диагностические сообщения программы позволяют локализовать эти районы и оценить точность результатов. Математические подпрограммы реализуют основной вычислительный алгоритм. Блок вывода результатов организует печать параметров оцененного режима ЭЭС в привычной для эксплуатационного персонала форме.

Результаты расчетов и оценка точности используемого расчетного метода. Возможности программы ОКЗ-МЭИ можно проиллюстрировать на примерах обработки контрольных замеров в трех реальных ЭЭС, основные характеристики которых приведены в табл. 1. ЭЭС-1 — протяженная система с сетями 500—220—110 кВ с суммарной установленной мощностью примерно 6000 МВт. ЭЭС-2 — концентрированная система со сложноразветвленными сетями 220—110 кВ и установленной мощностью примерно 2100 МВт. ЭЭС-3 — концентрированная система со сложноразветвленными сетями 220—110 кВ и установленной мощностью примерно 1400 МВт, характеризующаяся наличием сильно загруженных ВЛ 110 кВ старой постройки с большими активными сопротивлениями.

В табл. 1 приведено максимально возможное число измерений, используемое при обработке, включая априорные сведения режимного характера и «псевдозамеры» нулевых нагрузок на шинах высшего напряжения подстанций и отпайках. Размещение измерений в сетях ЭЭС было крайне неравномерным. Так, полные наборы измерений имеются на мощных электростанциях и подстанциях. На важных связях имеются измерения потоков активной и реактивной мощностей по обоим концам. Вместе с тем на мелких подстанциях, особенно в ЭЭС-2, измерения в ряде случаев полностью отсутствуют. Поэтому для обеспечения «наблюдаемости» сети по измерениям в расчет приходилось вводить в качестве компонент вектора X^0 номинальные значения модулей напряжений на шинах таких подстанций и в ряде случаев — вероятные значения

узловых нагрузок по данным диспетчерских служб и определенные по измерениям тока I_y и номинальным значениям $\cos \varphi_y$. Таким образом, фактическая избыточность измерений по ЭЭС в целом не столь велика, как это может показаться из данных табл. 1.

Качество измерений, оцениваемое по простейшим инженерным критериям (например, баланс мощностей в узлах), также весьма неоднородно. Наиболее точно измеряются данные на мощных электростанциях и подстанциях, межсистемных связях. Наименее точны, как свидетельствуют таблицы контрольных замеров, измерения потоков реактивных мощностей по внутрисистемным линиям. В исходных замерах разность активных мощностей по концам некоторых ВЛ 500 кВ ЭЭС-1 достигала 100 МВт, ВЛ 220 кВ — 50 МВт. Качество измерений в целом характеризуют вычисляемые в конце расчета среднеквадратические погрешности оценивания σ , которые рассчитываются для каждой группы параметров по разностям между замеренными и рассчитанными в результате минимизации целевой функции значениями одних и тех же величин. С большой вероятностью можно считать, что погрешности измерений не превышают $\pm 3\sigma$. В табл. 2 и 3, где приведены результаты обработки соответственно для ЭЭС-1 и ЭЭС-2, значения σ даны соответственно в кВ, МВт и Мвар. Для ЭЭС-3 оценивался режим, предварительно сбалансированный службой режимов. Поэтому значения σ достаточно малы и составляют для U_y 1,2 кВ, для P_n, P_k — 5 МВт, для Q_n, Q_k — 12 Мвар, для P_y — 1,8 МВт, для Q_y — 2,3 Мвар.

Методика обработки замеров с помощью программы ОКЗ-МЭИ состояла в следующем. Предварительно анализировались схема электрических соединений сети на момент контрольного замера, наличие и размещение измерений по сети. Таблицы замеров дополнялись имеющими наибольшую досто-

Таблица 2

Группы замеров	Ориентировочный расчет		Окончательный расчет	
	Число замеров	σ	Число замеров	σ
U_y	11	7,89	11	6,91
P_n, P_k	82	38,2	53	8,57
Q_n, Q_k	81	51,3	49	34,8
P_y	25	31,7	25	2,87
Q_y	25	7,27	25	2,86

Таблица 3

Группы замеров	Ориентировочный расчет		Окончательный расчет	
	Число замеров	σ	Число замеров	σ
U_y	63	5,89	63	4,1
P_n, P_k	129	15,5	116	10,7
Q_n, Q_k	122	14,0	111	13,6
P_y	80	9,6	80	1,2
Q_y	66	19,9	66	2,8

Таблица 4

Энергосистема	Число итераций	Число неизвестных	Затраты времени ЦВМ ЕС-1022 на итерацию, с
ЭЭС-1	4	105	6
ЭЭС-2	8	203	15
ЭЭС-3	8	43	2

верность «псевдозамерами» нулевых нагрузок и в случае необходимости — априорно заданными значениями узловых напряжений и нагрузок. Ориентировочно оценивалась точность замеров по группам параметров.

Далее производились кодирование и перфорирование данных и прикидочный расчет. Неизбежные при подготовке данных ошибки выявлялись как диагностическим блоком программы, так и при анализе результатов этого расчета по отклонению рассчитанных значений от измеренных. При этом простейшей инженерной оценкой удается выявить ряд измерений с большими погрешностями. Это главным образом потоки мощностей в ветвях. Для уточнения оценки такие замеры исключались из исходных данных. Окончательный расчет производился с откорректированными исходными данными.

В табл. 4 приведены затраты машинного времени ЦВМ ЕС-1022 при обработке контрольных замеров с точностью $\varepsilon_U = 0,05$ кВ, $\varepsilon_\delta = 0,001$ рад.

Некоторого ухудшения сходимости для ЭЭС-3 следовало ожидать из-за специфики сети ($R/X \approx 0,5 - 0,9$), поскольку расчетный метод с декомпозицией уравнений установившегося режима по $P - \delta$ и $Q - U$ обычно ориентирован на случай $R \ll X$.

Следует также отметить, что при использовании предложенного расчетного метода не следует задавать очень малые значения ε_U и ε_δ . Так, расчеты

для ЭЭС-1, -2 и -3 показывают, что вполне приемлемая точность результата получается при $\varepsilon_U = 0,1$ кВ, $\varepsilon_\delta = 0,01$ рад. Разница в значениях потоков в ветвях и узловых нагрузок для расчетов, проведенных с точностью соответственно 0,1 кВ, 0,01 рад и 0,001 кВ, 0,0001 рад, не превышала 1,5 МВт (Мвар). Анализировались также погрешности, обусловленные использованием метода расчета с декомпозицией [Л. 5]. При этом в качестве эталона выбран расчет по методу Ньютона без декомпозиции уравнений установившегося режима. Результаты для ЭЭС-1 свидетельствуют о том, что эти погрешности примерно того же порядка, что и при $\varepsilon_U = 0,1$ кВ, $\varepsilon_\delta = 0,01$ рад.

Вывод. Применение специализированной программы обработки измерений электрического режима в энергосистемах, разработанной с учетом требований и особенностей обработки суточных ведомостей и контрольных замеров, позволяет повысить производительность труда персонала режимных служб и существенно сократить затраты времени, в том числе времени ЦВМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Расчет режима электроэнергетической системы по данным телеизмерений на основе метода регуляризации/ Веников В. А., Головицын Б. И., Лисеев М. С., Унароков А. А. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1976, № 2, с. 39—49.
2. Обнаружение ошибочных измерений при оценке состояния электроэнергетической системы/ Веников В. А., Головицын Б. И., Лисеев М. С., Унароков А. А. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1978, № 5, с. 34—54.
3. Стотт Р. Обзор методов расчета потокораспределения. — ТИИЭР, 1974, № 10, т. 62, с. 97—125.
4. Гамм А. З. Статистические методы оценивания состояния электроэнергетических систем. М.: Наука, 1976.
5. Лисеев М. С., Строев В. А., Унгер А. П. Сравнение алгоритмов обработки результатов измерений в электроэнергетических системах. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1978, № 6, с. 58—66.

[13.10.1978]



УДК [621.313.12.025+621.314.21].015.3.001.24

Частотный метод расчета перенапряжений в блоках генератор—трансформатор

Канд. техн. наук ЛЮЛЬКО В. А.

ЛПИ им. М. И. Калинина

Большинство способов расчетного определения перенапряжений, возникающих на выводах генератора при передаче импульсов атмосферных перенапряжений через трансформатор, длительное время сводилось к расчетам переходного процесса в эквивалентной схеме (рис. 1,а) или некоторых модификациях этой схемы [Л. 1 и 2]. На рис. 1,а приняты следующие обозначения: E_1 — амплитуда волны на выводах обмотки ВН трансформатора; $u(t)$ — напряжение на выводах обмотки НН трансформатора; N — отношение линейных напряжений обмотки НН (U_2) и обмотки ВН (U_1) трансформатора; Z_c — волновое сопротивление одной фазы обмотки генератора; C_T — емкость токопровода

между генератором и трансформатором на одну фазу; L_k — индуктивность короткого замыкания трансформатора, определяемая со стороны обмотки НН:

$$L_k = \frac{e_k U_2^2}{P \omega 100},$$

где e_k — напряжение короткого замыкания (% %); P — мощность трансформатора; ω — угловая частота.

Все параметры эквивалентной схемы принимались постоянными. При расчетах учитывалась только наиболее опасная электромагнитная составляющая напряжения. Ее численное значение принима-

лось равным напряжению, возникающему на выходе эквивалентной схемы при воздействии на ее вход прямоугольного импульса с амплитудой $E_1 N / \sqrt{3}$. Это соответствие справедливо для временного интервала от начала действия импульса до времени, равного двойной волновой длине обмотки генератора. В большей части случаев за это время перенапряжения на генераторе достигают максимального значения. Простота этого способа, небольшое количество исходных данных, малый объем вычислений обеспечили ему широкое распространение в практике инженерных расчетов.

Переходный процесс в реальном блоке носит, однако, значительно более сложный характер, чем в эквивалентной схеме, так как определяется, вообще говоря, большим числом параметров, в том числе и зависящих от частоты, а следовательно и от спектрального состава воздействующего напряжения.

Необходимость получения в ряде случаев более точных результатов, в частности, определения не только амплитуды, но и формы кривой напряжения на генераторе, чего нельзя сделать по схеме рис. 1,а, привела к появлению работ, в которых предпринимались попытки усовершенствования расчетной схемы блока [Л. 3 и 4], связанные с уточнением схемы замещения генератора при сохранении остальных элементов и структуры расчетной схемы. Однако в силу ограниченности экспериментальных данных большинство этих попыток не привело к желаемому результату, хотя основное направление усовершенствования схемы было, по-видимому, выбрано правильным.

Полученные за последние годы в Ленинградском политехническом институте экспериментальные данные о входных проводимостях обмоток генераторов, а также применение современных методов и средств вычислительной техники, обеспечивающих возможность выполнения расчетов переходных процессов в системах с переменными параметрами, позволяют задать параметры модели генератора с наибольшей объективностью.

Единственное требование, предъявляемое к модели генератора, используемой для расчета перенапряжений по схеме рис. 1,а, состоит в том, что она должна правильно воспроизводить входное сопротивление или проводимость обмотки генератора при любом воздействии на входе схемы для любого момента расчетного промежутка времени.

Поскольку такая проводимость в общем случае зависит от частоты, для построения достаточно точной математической модели генератора необходимо иметь частотную характеристику входной проводимости обмотки в диапазоне частот, который определяется частотным спектром рассматриваемого переходного процесса. Если такая характеристика задана в виде совокупности значений входной емкости C_i и входной проводимости G_i для каждой частоты F_i исследуемого диапазона, можно считать, что генератор описан с исчерпывающей полнотой.

Эквивалентная схема блока, в которой использована такая модель генератора, будет отличаться от схемы рис. 1,а тем, что параметры C_T и Z_C , не

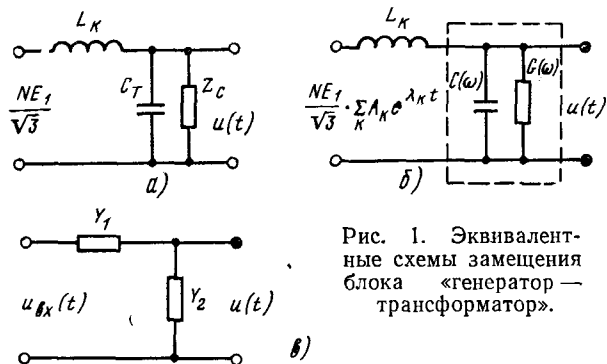


Рис. 1. Эквивалентные схемы замещения блока «генератор — трансформатор».

зависящие от частоты, будут заменены в ней частотно-зависимыми параметрами $G=G(\omega)$ и $C=C(\omega)$ (рис. 1,б). Наиболее эффективным методом расчета переходных процессов в таких схемах является частотный метод.

Импульсная составляющая напряжения на выходе генератора в схеме рис. 1,б может быть найдена с помощью синус-преобразования Фурье:

$$u(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \operatorname{Re} [\dot{U}(\omega)] \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega, \quad (1)$$

где $\operatorname{Re} [U(\omega)]$ — вещественная составляющая частотной характеристики переходного процесса:

$$\operatorname{Re} [\dot{U}(\omega)] = \operatorname{Re} [A_s(\omega) \dot{U}_{\text{вх}}(\omega)]. \quad (2)$$

В выражении (2) $A_s(\omega)$ — частотная характеристика коэффициента передачи эквивалентной схемы; $\dot{U}_{\text{вх}}(\omega)$ — частотная характеристика импульса, воздействующего на вход схемы; $\dot{U}(\omega)$ — частотная характеристика переходного процесса или напряжения на выходе эквивалентной схемы.

Для вычисления интеграла (1) может быть использован любой из известных численных методов интегрирования быстро осциллирующих функций [Л. 3].

Входящие в подынтегральную функцию частотные характеристики $A_s(\omega)$ и $\dot{U}_{\text{вх}}(\omega)$ могут быть определены следующим образом. Первая из них однозначно зависит от параметров эквивалентной схемы. Переходя к ее общему виду (рис. 1,в) и принимая во внимание, что

$$Y_1 = -j \frac{1}{\omega L}, \quad Y_2 = G_2(\omega) + j\omega C_2(\omega),$$

а $G_2(\omega)$ и $C_2(\omega)$ — значения активной входной проводимости и емкости обмотки генератора, можно записать

$$\dot{U}_{\text{вх}}(\omega) \frac{Y_1 Y_2}{Y_1 + Y_2} = \dot{U}(\omega) Y_2.$$

Но поскольку

$$A_s(\omega) = \frac{\dot{U}(\omega)}{\dot{U}_{\text{вх}}(\omega)},$$

то выражение для частотной характеристики коэффициента передачи примет вид

$$A_s(\omega) = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2},$$

или

$$A_s(\omega) = - \frac{j \frac{1}{\omega L}}{G_2 + j \left(\omega C_2 - \frac{1}{\omega L} \right)}.$$

Вторая функция $U_{вх}$ может иметь различные выражения в зависимости как от принятой формы расчетного импульса, так и от способа его аналитического описания.

В наиболее общем случае напряжение на выводе ВН блочного трансформатора, вызванное грозным поражением ЛЭП, представляет униполярный колебательный импульс. Желательно, чтобы аналитическая функция, описывающая импульс на входе эквивалентной схемы, имела просто вычисляемую частотную характеристику и по возможности соответствовала физической сущности исследуемого явления, в частности, имела и за пределами временного интервала, на котором она определена, такой же характер изменения, как у реального импульса.

Применительно к условиям данной задачи этим требованиям в большей степени, чем другие возможные функции, отвечает экспоненциальная функция. Будучи взята в общем виде как сумма экспонент с комплексными показателями и коэффициентами, она позволяет представить любой реальный грозовой импульс как

$$u_{вх}(t) = \sum_{k=1}^n A_k e^{\lambda_k t} = \sum_{k=1}^n (P_k + jQ_k) e^{(\delta_k + j\omega_k) t}.$$

Алгоритм для получения такого представления может быть построен, например, в соответствии с [Л. 6].

Частотная характеристика воздействия $\dot{U}_{вх}(\omega)$ для импульса вида (3) легко определяется из известного операционного изображения для экспоненциальной функции¹

$$F(t) = K e^{\theta t} \div \frac{Kp}{p - \theta} = F(p)$$

после замены в нем p на $j\omega$ и подстановки $K = P + jQ$ и $\theta = \delta + j\omega$.

При выполнении практических расчетов область интегрирования в (1) может быть ограничена диапазоном частот, в котором подынтегральная функция отлична от нуля, а так как $\dot{U}(\omega)$ является произведением функций $A_s(\omega)$ и $\dot{U}_{вх}(\omega)$, то в этом диапазоне обе они должны быть отличны от нуля.

Для значительной части блоков генератор — трансформатор разрядник расположен в непосредственной близости от трансформатора, и воздействующий импульс содержит быстро затухающие колебания с эквивалентными частотами от 500 кГц до 5 МГц, наложенные на остающееся напряжение на разряднике. Частотная характеристика такого импульса в области частот ниже 500 кГц совпадает с частотной характеристикой остающегося напряжения, которая, в свою очередь, близка к частотной характеристике прямоугольного импульса и значительно отличается от нее только при более

высоких частотах. Однако модуль частотной характеристики коэффициента передачи становится близким нулю при частотах, обычно не превышающих 300 кГц. Поэтому все особенности частотной характеристики колебательного импульса в данном случае остаются за пределами интерпретирования в выражении (1). Это эквивалентно тому, чтобы принять в качестве расчетного импульса остающееся напряжение на разряднике или просто прямоугольный импульс, амплитуда которого определяется заданным остающимся напряжением на разряднике U_m .

Так как частотная характеристика такого импульса в принятой форме записи $\dot{U}_{вх}(\omega) = U_m$, то интеграл (1) принимает вид:

$$u(t) = \frac{2U_m}{\pi} \int_0^{\infty} \operatorname{Re} [A_s(\omega)] \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega,$$

что значительно упрощает вычисления.

Если рассматривается воздействие на обмотку короткого аperiodического импульса, его расчетный эквивалент может содержать одну — две экспоненты с вещественными показателями и коэффициентами. Нижний предел интегрирования определяется тогда частотной характеристикой $\dot{U}_{вх}(\omega)$, и диапазон, в котором необходимо задавать функцию $A_s(\omega)$, может быть частично сокращен.

При расчетах схем, в которых по тем или иным причинам разрядник удален от трансформатора, расчетный и реальный импульс должны совпадать по форме. Последняя определяется либо на анализаторе грозозащиты, либо путем расчетов для конкретной схемы подстанции. В этом случае необходимо применять полное описание импульса в соответствии с выражением (3).

Необходимыми исходными данными для расчетов по предлагаемой методике являются значения частотных характеристик входных проводимостей и емкостей обмоток. Эти параметры, как правило, могут быть получены экспериментально. Измерения при этом производятся между выводом одной из фаз и корпусом. Нейтраль и выводы остальных фаз соединяются с корпусом. Несмотря на отличие от эксплуатационного, этот режим наиболее близко соответствует процессу распространения импульсов по обмотке генератора, работающего в блоке с трансформатором, соединенным по схеме $\Delta/\Delta-11$. В этом случае по двум обмоткам генератора распространяются импульсы, близкие по форме и противоположные по знаку. Волновой процесс в каждой фазе при этом полностью аналогичен процессу распространения импульса в короткозамкнутой обмотке.

Наиболее подходящим комплектом аппаратуры для определения частотных характеристик входных параметров обмоток генераторов является комплект, состоящий из моста полных проводимостей SWM3-2, генератора Gv-704, селективного измерителя уровня MS-211, автоматически настраивающегося на частоту измерения. Рабочий диапазон частот этих приборов от 250 Гц до 1,5 МГц, активных проводимостей от 0,1 мкСм до 1 См, емкостей от 10 пФ до 122 мкФ. Эквивалентная схема измеряе-

¹ Операционное изображение взято в форме Карсона — Хевисайда. В настоящее время более распространенной, хотя и не единственной, является форма, соответствующая преобразованию Лапласа; однако принятая в статье форма представляется более удобной для практических целей в силу совпадения размерностей оригинала и изображения, а также возможности построения несколько более экономного алгоритма численного преобразования (1).

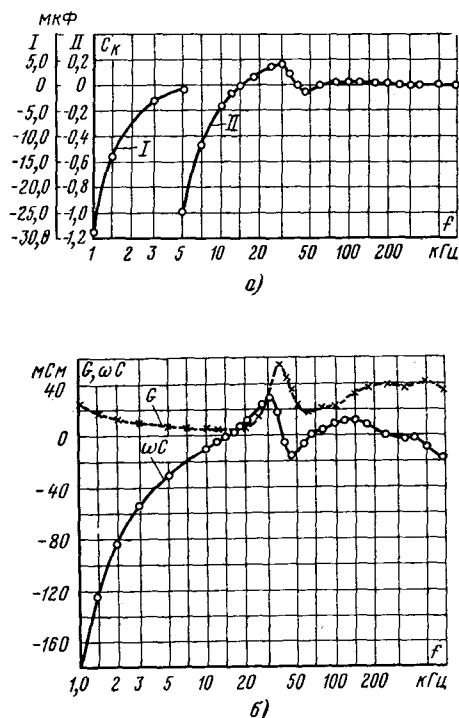


Рис. 2. Частотные характеристики входных параметров генератора СВН $\frac{1030}{120}$ -68.

мого объекта представляет параллельное соединение проводимости и емкости, в том числе отрицательной при индуктивном характере входной проводимости объекта. В отдельных случаях можно использовать также мост полных проводимостей МПП-300. Для питания этого моста можно применить один из низкочастотных генераторов стандартных сигналов, например, ГЗ-33 или ГЗ-36, обеспечивающих необходимый уровень напряжения в диапазоне частот 0,2—200 кГц, а в качестве индикатора — какой-либо широкополосный милливольтметр. Эти приборы, однако, менее удобны в работе и имеют недостаточный диапазон измеряемых величин для снятия частотных характеристик входных проводимостей крупных генераторов в области частот, соответствующей единицам килогерц.

Сравнение результатов расчета грозовых перенапряжений на генераторе, работающем в блоке с трансформатором, по разработанному частотному методу с расчетом по применявшейся ранее эквивалентной схеме (рис. 1,а) и с данными непосредственного осциллографирования переходного процесса, возникающего на выводах генератора при воздействии импульса на выводы ВН трансформатора проведено на примере блока из генератора СВН $\frac{1030}{120}$ -68 и трансформатора ТДГ 60000/110.

Волновое сопротивление генератора $Z=40$ Ом, волновая длина $T=11$ мкс. Мощность трансформатора $P=60$ МВ·А, напряжения обмоток $U_1=121$ кВ, $U_2=10,5$ кВ, напряжение короткого замыкания $e_k=11,2\%$.

Исходные частотные характеристики обмотки генератора, полученные с помощью моста SWM-2,

даны для емкости C на рис. 2,а и для активной проводимости на рис. 2,б. Для более наглядного сопоставления активной и реактивной составляющих входной проводимости на рис. 2,б приведены также емкостные показания моста, умноженные на частоту ω . Несмотря на несколько непривычный вид полученных экспериментальных кривых, в частности, на отрицательные значения емкости при индуктивном характере входной проводимости, который дает принятая система калибровки моста, последняя имеет определенные преимущества, так как позволяет упростить эквивалентную схему, исключив из нее индуктивности, и соответственно алгоритм расчета.

Из рис. 3, на котором даны вещественная и мнимая составляющие частотной характеристики коэффициента передачи $A_s(\omega)$ видно, что при частотах, больших 200 кГц, обе эти составляющие близки к нулю. Экспериментальные кривые перенапряжений были получены с помощью прибора ИМП-1 [Л. 5] для сопоставления с расчетом по прежней методике при импульсе, близком к прямоугольному с фактическими параметрами $\delta_1=-0,0001$ мкс⁻¹, $\delta_2=-10$ мкс⁻¹.

Результаты измерений и расчетов, приведенные на рис. 4, отнесены к базисному напряжению $EN/\sqrt{3}$ (рис. 1). Для расчетов по схеме рис. 1,а сплошной линией показана кривая перенапряжений, соответствующая временному интервалу, равному двойной волновой длине обмотки. Из приведенных кривых следует, что результаты расчета предлагаемым частотным методом близки к экспериментальной кривой на всем ее протяжении, а не только в начальной части, как при расчете по схеме рис. 1,а.

Следует подчеркнуть, что как существующая, так и предлагаемая методики расчета предназначены

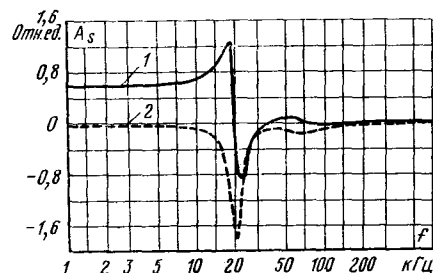


Рис. 3. Вещественная (1) и мнимая (2) составляющие частотной характеристики коэффициента передачи эквивалентной схемы.

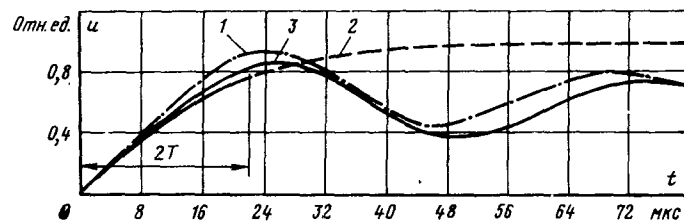


Рис. 4. Переходный процесс на выводах гидрогенератора при воздействии импульса грозового перенапряжения. 1 — эксперимент; 2 — расчет по схеме рис. 1,а; 3 — расчет частотным методом.

ны только для определения электромагнитной составляющей переданного напряжения и дают наилучшее совпадение с результатами эксперимента только в том случае, когда другие составляющие в переданном через трансформатор импульсном напряжении полностью отсутствуют. Обычно это имеет место для блоков с гидрогенераторами, обладающими низкими значениями волновых сопротивлений. Для блоков с турбогенераторами, как правило, с несимметричной передачей напряжения, лучшие результаты получаются для напряжения на фазе, равноименной с влияющей.

Дальнейшим усовершенствованием расчетной схемы может служить схема рис. 1, в, в которой не только генератор, но и трансформатор представляется некоторой полной проводимостью $Y_1(\omega) = G_1(\omega) + j\omega C_1(\omega)$, активная и реактивная составляющие которой также зависят от частоты. Поскольку проводимость Y_1 для передачи напряжений между разными фазами будет, вообще говоря, различна, можно ожидать при этом повышения точности определения перенапряжений на каждой отдельной фазе. Не внося существенных вычислительных трудностей, эта схема требует, однако, дополнительных исходных данных о частотных характеристиках параметров трансформатора, выбор и экспериментальное определение которых может оказаться достаточно сложным.



Вывод 1. Метод расчета, основанный на использовании экспериментальных частотных характеристик входных проводимостей обмоток, позволяет определить форму грозовых перенапряжений на выводах в блоках генератор — трансформатор с большей точностью, чем известные расчетные методы.

2. Для обеспечения возможности проведения уточненных расчетов перенапряжений в блоках частотные характеристики входных проводимостей обмоток должны рассматриваться как типовые для всех крупных турбо- и гидрогенераторов и сниматься на заводах-изготовителях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Hayward A. P., Dillard J. K., Hileman A. R. Lightning Protection of Unit-Connected Turbine Generators—Field and Laboratory Studies.— AIEE Trans. III, 1956, vol. 75.
2. Люлько В. А., Мамонова О. М. Перенапряжения в блоках генератор—трансформатор.— «Электричество», 1968, № 5.
3. Horak W., Leschanz A., Wach P. Zur Berechnung der Durchtrittsspannung bei Blockeinheiten.— Elektrotechnik und Maschinenbau, 1969, № 4.
4. White E. L. Surge-transferrence Characteristics of Generator — Transformer Installations.— Proc. IEE, 1969, vol. 116, № 4.
5. Крылов В. И., Скобля Н. С. Справочная книга по численному обращению преобразования Лапласа. Минск.: Наука и техника, 1968.
6. Хеминг Р. В. Численные методы. М.: Наука, 1968.
7. Люлько В. А., Мамонова О. М., Наумович В. Н. Прибор для исследования волновых процессов в обмотках электрических машин.— Изв. вузов. Электромеханика, 1973, № 7. (6.6.1978)

УДК 621.314.222.6.019.3

О функциональной надежности силовых трансформаторов в системах электроснабжения

Канд. техн. наук ФОКИН Ю. А., инж. ТРЕТЬЯКОВ Н. В.

Московский энергетический институт

Анализ причин отказов силовых трансформаторов позволяет разделить все отказы на две основные категории [Л. 1, 3]:

1. Отказы внезапного характера, возникающие вследствие воздействия большого числа независимых случайных факторов, обусловленных ошибками обслуживающего персонала, неправильной эксплуатацией, внутренними дефектами при изготовлении и монтаже, метеорологическими воздействиями и пр.

2. Постепенные (функциональные) отказы, основной причиной которых является тепловое старение изоляции, электродинамическое воздействие резкопеременных токов нагрузки, сквозных токов короткого замыкания и воздействие электрического поля.

Для существующих систем электроснабжения с относительно небольшой загрузкой трансформаторов доля отказов их вследствие износа изоляции и влияния динамических перегрузок относительно невелика [Л. 1]; преобладают отказы, обусловленные причинами, не связанными с указанными факторами.

В настоящее время нет достаточно полной методики оценки характеристик функциональных отказов в зависимости от режимов электропотребления, что связано со сложностью и неясностью физики отказов изоляции и обмоток. В настоящей работе сделана попытка разработки методики оценки количественных характеристик функциональных отказов трансформаторов, учитывающих как тепловой износ изоляции, так и динамические нагрузки на обмотки при резкопеременном режиме электропотребления. Влияние электрического поля на срок службы изоляции не рассматривается.

Основы методики оценки функциональных отказов из-за износа изоляции для наиболее распространенных условий эксплуатации элементов систем электроснабжения были изложены в [Л. 3]. Как показали дальнейшие исследования, от режимов электропотребления зависят вероятностные законы распределения, а также внутренняя структура случайного процесса, и, следовательно, показатели функциональной надежности. К тому же тепловые процессы в элементах конструкции трансформатора нельзя рассматривать всегда как уста-

новившиеся: в резкопеременных режимах необходимо учитывать нестационарную составляющую процесса, что вносит дополнительные сложности в методику и средства исследования. Возникает необходимость выбора наиболее рациональной математической модели для описания изменения температуры обмоток.

Математическая модель тепловых процессов в трансформаторе. Для выбора наиболее рациональной модели тепловых процессов с целью количественных оценок износа изоляции воспользуемся общепринятыми в инженерных расчетах допущениями — предположим независимость теплоемкости и теплоотдачи отдельных конструктивных элементов от температуры и их однородность в тепловом отношении. Для трансформатора с естественным масляным охлаждением можно воспользоваться уравнениями [Л. 4]. Однако крупные трансформаторы в системах электроснабжения обычно имеют воздушное охлаждение с принудительной циркуляцией масла. Для них целесообразно выделить три основных конструктивных элемента: обмотку, остов и масляную ванну. Процессы нагрева и охлаждения описываются системой дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} c_o d\vartheta_o + \alpha_o (\vartheta_o - \vartheta_m) dt &= P_o dt; \\ c_c d\vartheta_c + \alpha_c (\vartheta_c - \vartheta_m) dt &= P_c dt; \\ c_m d\vartheta_m + \alpha_m (\vartheta_m - \vartheta_o) dt = \alpha_o (\vartheta_o - \vartheta_m) dt + \\ &+ \alpha_c (\vartheta_c - \vartheta_m) dt; \\ c_b d\vartheta_b + \alpha_b \vartheta_b dt &= \alpha_m (\vartheta_m - \vartheta_b) dt \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

или в преобразованном виде

$$\left. \begin{aligned} T_o \frac{d\vartheta_o}{dt} + \vartheta_o - \vartheta_m &= \theta_n K_n^2(t); \\ T_c \frac{d\vartheta_c}{dt} + \vartheta_c - \vartheta_m &= \frac{P_c}{\alpha_c}; \\ T_m \frac{d\vartheta_m}{dt} + I_n \vartheta_m - \vartheta_b - \frac{\alpha_o}{\alpha_m} \vartheta_o - \frac{\alpha_c}{\alpha_m} \vartheta_c &= 0; \\ T_b \frac{d\vartheta_b}{dt} + \left(1 + \frac{\alpha_n}{\alpha_b}\right) \vartheta_b - \frac{\alpha_m}{\alpha_b} \vartheta_m &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $\theta_n = \frac{3RI_n^2}{\alpha_o}$ — постоянная, определяемая параметрами трансформатора; $K_n = \frac{I}{I_n}$ — коэффициент загрузки трансформатора; T_o, T_c, T_m, T_b — постоянные времени нагрева обмотки, остова, масла и воздуха системы охлаждения, мин; R — активное сопротивление обмотки; I_n — номинальный ток трансформатора; α — температурный коэффициент увеличения сопротивления; $\vartheta_o, \vartheta_c, \vartheta_m, \vartheta_b$ — превышение температуры обмотки, остова, масла и воздуха системы охлаждения над температурой окружающей среды, °C; P_o, P_c — потери в обмотке и остова, кВт.

Решение системы (2) относительно $\vartheta_o(t)$ записывается в виде (рис. 1):

$$\vartheta_o(t) = A_o + K_n^2 A_1 \left(1 - a_1 e^{-\frac{t}{T_1}} - a_2 e^{-\frac{t}{T_2}} - \right.$$

$$\left. - a_3 e^{-\frac{t}{T_3}} - a_4 e^{-\frac{t}{T_4}} \right), \quad (3)$$

где $A_o, A_1, a_1, a_2, a_3, a_4, T_1, T_2, T_3, T_4$ — постоянные, зависящие от параметров конструкции трансформатора, например, для трансформатора мощностью 63 МВ·А с дутьевым охлаждением и принудительной циркуляцией масла: $A_o = 7,5^\circ\text{C}$, $A_1 = 70,5^\circ\text{C}$, $a_1 = 0,389$, $a_2 = 0,403$, $a_3 = 0,301$, $a_4 = 0,007$, $T_1 = 14,7$ мин, $T_2 = 91,5$ мин, $T_3 = 244$ мин, $T_4 = 1,5$ мин.

Расчеты показывают, что без существенной погрешности (не более 5%, рис. 1), возможно упрощение математической модели (2):

$$\left. \begin{aligned} T_o \frac{d\vartheta_o}{dt} + \vartheta_o - \vartheta_m &= \theta_n K_n^2(t), \\ T_m \frac{d\vartheta_m}{dt} + \left(1 + \frac{\alpha_o}{\alpha_m}\right) \vartheta_m - \frac{\alpha_o}{\alpha_m} \vartheta_o &= \frac{P_c}{\alpha_m} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

с решением (кривая 2, рис. 1):

$$\vartheta_o(t) = B_o + K_n^2 B_1 \left(1 - b_1 e^{-\frac{t}{T'_1}} - b_2 e^{-\frac{t}{T'_2}}\right), \quad (5)$$

где $B_o = 7,5^\circ\text{C}$, $B_1 = 70,5^\circ\text{C}$, $b_1 = 0,4362$, $b_2 = 0,5674$, $T'_1 = 15,4$ мин, $T'_2 = 163$ мин для трансформатора той же мощности.

Дальнейшее упрощение исходной модели (2) (кривая 3, рис. 1) для трансформаторов больших габаритов, особенно при резкопеременном характере электропотребления, приводит к более значительным погрешностям (10—15%). Поэтому с учетом поставленной задачи для дальнейших исследований принимаем в качестве основной модель (4). В дальнейшем она используется для моделирования процессов нагрева при случайном воздействии нагрузки и температуры окружающей среды и установления вероятностных характеристик температуры изоляции обмотки.

Математическое описание процесса изменения нагрузки и температуры окружающей среды. В настоящее время для исследования нагрузочной способности и срока службы трансформаторов [Л. 2 и 3] наиболее часто нагрузка моделируется случайными процессами или случайными величинами (статистический метод). Основной особенностью таких моделей является то, что они достаточно полно описывают процессы на относительно небольших интервалах времени (сутки, неделя, месяц). Но они не позволяют количественно оценить вероятностные взаимосвязи между режимами электропотребления и изменением температуры внешней среды, что имеет существенное значение при оценке такого интегрального показателя как износ изоляции. В общем случае можно выделить суточную, недельную, квартальную и сезонную цикличность изменения нагрузки. Математическое ожидание нестационарного процесса изменения нагрузки в течение года можно описать уравнением [Л. 5]:

$$I(t) = I_o (k_p - 1) + \sum_{i=1}^4 I_i \cos(\omega_i t + \varphi_i), \quad (6)$$

где I_i — значение амплитуды i -й гармоники; φ_i — угол фазового сдвига i -й гармоники; k_p — коэффициент прироста нагрузки.

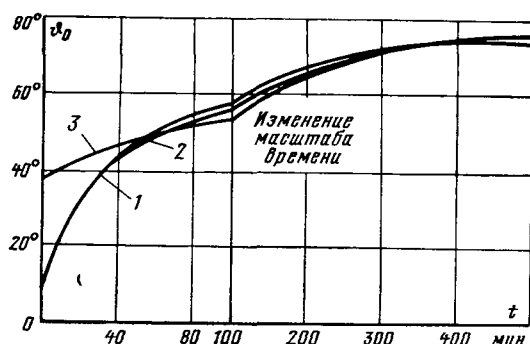


Рис. 1. Зависимости нагрева обмотки трансформатора от времени при номинальной нагрузке.

1 — уточненная модель; 2 — упрощенная модель; 3 — моделирование тепловых процессов одним уравнением.

Проведенные исследования такой модели показали, что в зависимости от соотношения амплитуд гармонических составляющих и дисперсии процесса, закон распределения тока нагрузки может изменяться от нормального (при доминировании случайной составляющей) до полимодального (при доминировании периодических составляющих). Степень присутствия отдельных гармонических составляющих в спектре нагрузки зависит от вида потребителей и в ряде случаев число гармонических составляющих может отличаться от четырех [Л. 5].

Исследования [Л. 6 и 7] позволяют также сформировать модель изменения температуры внешней среды:

$$\theta_c(t) = \bar{\theta}_c + \sum_{j=1}^2 \theta_j \sin(\omega_j t + \psi_j), \quad (7)$$

в которой преобладает суточная и сезонная цикличность. Расчеты показывают, что для довольно большой группы потребителей существует отрицательная корреляционная связь между процессами изменения нагрузки и температуры внешней среды. Это существенно сказывается на износе изоляции и ее срока службы. Для практических расчетов температуры обмотки трансформатора с учетом температуры окружающей среды можно использовать следующее выражение:

$$\begin{aligned} \theta_o(t) = & B_o + K_{\text{н}} B_1 \left(1 - b_1 e^{-\frac{t}{T'_1}} - b_2 e^{-\frac{t}{T'_2}} \right) + \bar{\theta}_c + \\ & + \sum_{j=1}^2 \theta_j \sin(\omega_j t + \psi_j + \alpha_j), \end{aligned} \quad (8)$$

где $\alpha_j = -(\arctg \omega_j T'_1 + \arctg \omega_j T'_2)$ — фазный угол сдвига суточной гармоник.

Угол сдвига сезонной гармоник, как правило, можно не учитывать. В изменениях температуры окружающей среды преобладает суточная и годовая цикличность, поэтому оценку корреляционной связи процессов изменения нагрузки и температуры окружающей среды наиболее целесообразно производить с учетом этих двух гармоник.

Показатели надежности силового трансформатора. Подразделение общего потока отказов на внезапные и постепенные (функциональные) позволя-

ет производить количественный анализ каждого из них и намечать пути повышения надежности этого элемента системы, а на стадии проектирования — соответствующим выбором номинальных параметров работы управлять уровнем надежности в эксплуатации.

Внезапные отказы, как правило, являются следствием воздействия достаточно большого числа независимых случайных факторов, поэтому аналитические способы определения показателей надежности практически неприемлемы. Наиболее продуктивным в данном случае является статистический подход с анализом причин отказов. В условиях нормальной эксплуатации время безотказной работы описывается экспоненциальным законом с постоянной интенсивностью отказов λ , которая численно равна параметру потока отказов. Статистические данные [Л. 1] подтверждают указанное предположение.

Для количественной оценки показателей функциональной надежности, зависящей от теплового износа изоляции и механической прочности элементов обмоток необходимо учитывать характеристики случайного процесса изменения нагрузки, а также физическую природу процессов, лежащих в основе явлений, связанных со снижением эксплуатационных характеристик изоляции.

В [Л. 3] был разработан алгоритм расчета надежности, обусловленной износом изоляции трансформатора для конкретных условий стационарного случайного процесса изменения нагрузки с нормальным законом распределения. В результате аналитических преобразований оказалось возможным получить конечные выражения для показателей надежности. Однако для нагрузки с широким диапазоном изменения постоянной времени корреляции, когда температуру масла нельзя считать неизменной, аналитическое решение поставленной задачи оказывается чрезмерно трудоемким и сложным. Серия экспериментов на аналоговой ЭВМ, реализующей математическую модель изменения температуры обмоток трансформатора (4) с использованием датчика случайных процессов, моделирующего случайный процесс изменения нагрузки, позволила получить решение. Статистическая обработка экспериментальных данных показала, что наилучшей и наиболее частой аппроксимацией закона распределения температуры обмотки является «Гамма-распределение»:

$$\left. \begin{aligned} f(\vartheta) &= \frac{1}{\beta^{\alpha+1} \Gamma(\alpha+1)} \vartheta^{\alpha} e^{-\frac{\vartheta}{\beta}}; \\ \alpha &= \frac{\bar{\vartheta}^2}{\sigma_{\vartheta}^2} - 1; \quad \beta = \frac{\sigma_{\vartheta}^2}{\bar{\vartheta}}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где α, β — параметры распределения; $\bar{\vartheta}, \sigma_{\vartheta}$ — соответственно математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение температуры обмотки.

Из [Л. 8, 9, 11, 15] следует, что в основе процессов теплового старения изоляции лежат физико-химические изменения в материале диэлектрика. Скорость химических реакций, протекающих в диэлектрике, зависит от температуры и на основании

теоретических и экспериментальных исследований в настоящее время представляется в виде [Л. 15]:

$$k_0 = k'_0 T^n e^{-\frac{B}{T}},$$

где k'_0 и B , n — постоянные для данного диэлектрика, причем $B = W_0/R$, где W_0 — энергия активации; R — газовая постоянная; T — абсолютная температура.

Для большинства инженерных расчетов достаточную точность дает использование закона Аррениуса, который получен в результате эмпирического исследования хода реакции от температуры:

$$k = k_\infty e^{-\frac{B}{T}}, \quad (10)$$

где k_∞ — постоянная реакции, соответствующая $T = \infty$.

Для выявления влияния характеристик нагрузки и температуры внешней среды на показатели надежности применительно к инженерным расчетам можно использовать приближенное уравнение теплового старения диэлектрика в зависимости от времени:

$$-\frac{dc}{dt} = kc, \quad (11)$$

где c — концентрация непрореагировавших молекул; k — постоянная скорости реакции.

Свойства полимерных диэлектриков связаны со структурой молекул, причем мера механических, физических или диэлектрических характеристик диэлектрика E зависит от величины D , характеризующей межмолекулярные связи. Экспериментально установлено [Л. 8], что $c \equiv D$. Поэтому после преобразований (11) и (10) можно записать:

$$\frac{\Psi(E)}{\Psi(E_0)} = \exp \left[k_\infty \int_0^t \exp \left(-\frac{B}{T} \right) dt \right], \quad (12)$$

где $\Psi(E)$, $\Psi(E_0)$ соответственно величины рабочей характеристики для t и $t=0$. При неизменном значении температуры изоляции срок службы можно оценить по уравнению:

$$\ln(t_{ж}) = \frac{B}{T} - \ln k_\infty + \ln \ln \left[\frac{\Psi(E_0)}{\Psi(E_{кр})} \right], \quad (13)$$

где $\Psi(E_{кр})$ — значение рабочей характеристики, при котором наступает отказ.

Так как ряд зависимостей и, в частности, зависимость (10) установлена в результате экспериментов, то (13) нельзя считать строго функциональной зависимостью. Поэтому срок службы можно считать функцией случайных величин $[T, \Psi(E_{кр})]$, которые, в свою очередь, зависят от нагрузки трансформатора, температуры внешней среды, напряженности электрического поля и др. В данном случае строгое решение задачи не представляется возможным ввиду большого числа влияющих факторов и их сложного взаимодействия. В частности, значение постоянной B меняется от напряженности электрического поля и механических воздействий на изоляцию. Учитывая, что от нагрузки трансформатора в нормальных условиях эксплуатации напряженность электрического поля зависит незначи-

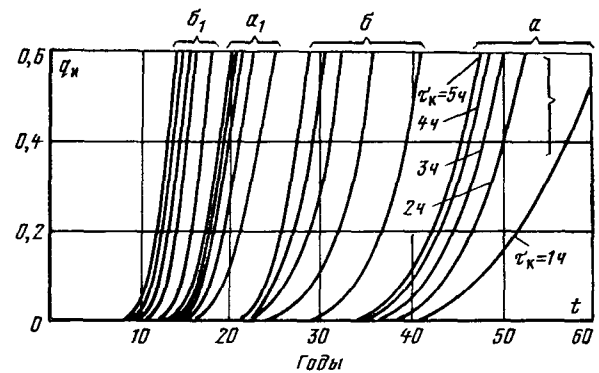


Рис. 2. Зависимости вероятности отказов при тепловом старении изоляции от времени с учетом корреляционной связи «нагрузка — окружающая среда» (a , b) и без учета этой связи (a_1 , b_1).

$a - \sigma_K = 0,15$; $b - \sigma_K = 0,2$;
1 — $\tau_K = 1$ ч; 2 — $\tau_K = 2$ ч; 3 — $\tau_K = 3$ ч; 4 — $\tau_K = 4$ ч; 5 — $\tau_K = 5$ ч.

тельно, указанные факторы приближенно можно учесть, приняв $\Psi(E_{кр})$ — случайной величиной.

Очевидно, при строгом соблюдении условий испытаний размах критических значений рабочей характеристики имеет ярко выраженный случайный характер. Как правило, закон распределения критических значений описывается распределением Вейбулла [Л. 12 и 13]. Для упрощения изложения введем параметр:

$$m_{кр} = 1 - \frac{\Psi(E_{кр})}{\Psi(E_0)}, \quad (14)$$

функция распределения которого

$$F(m_{кр}) = 1 - \exp[-b(m_{кр} - m_0)^a], \quad (15)$$

где a , b — параметры распределения; m_0 — минимальное значение параметра, соответствующего максимальному критическому значению рабочей характеристики, при котором возможен отказ.

Тогда функция распределения срока службы (рис. 2)

$$F(t_{ж}) = 1 - \exp\{-b[1 - \exp(-kt) - m_0]^a\} \quad (16)$$

и интенсивность отказов вследствие износа изоляции

$$\lambda_{ж}(t) = abk \exp(-kt) [1 - \exp(-kt) - m_0]^{a-1} \quad (17)$$

при $t \geq -k \ln(1 - m_0)$.

При случайном характере температуры старения изоляции воспользуемся уравнениями (11) и (12) [Л. 9]. Математическое ожидание скорости химической реакции

$$\begin{aligned} M[k] &= \frac{k_\infty}{\beta^{\alpha+1} \Gamma(\alpha+1)} \int_0^\infty T^\alpha \exp\left(-\frac{B}{T} - \frac{T}{\beta}\right) dT = \\ &= \frac{2k_\infty}{\Gamma(\alpha+1)} \left(\frac{B}{\beta}\right)^{\frac{\alpha+1}{2}} K_{\alpha+1} \left[2\left(\frac{B}{\beta}\right)^{\frac{1}{2}}\right], \end{aligned} \quad (18)$$

где $K_\alpha(x)$ — функция Макдональда [Л. 10].

Подобный подход также будет использован при выводе вероятностных характеристик сроков службы, обусловленных электродинамическими воздействиями на изоляцию.

Результаты проведенных расчетов (рис. 3) показывают значительную зависимость интенсивности

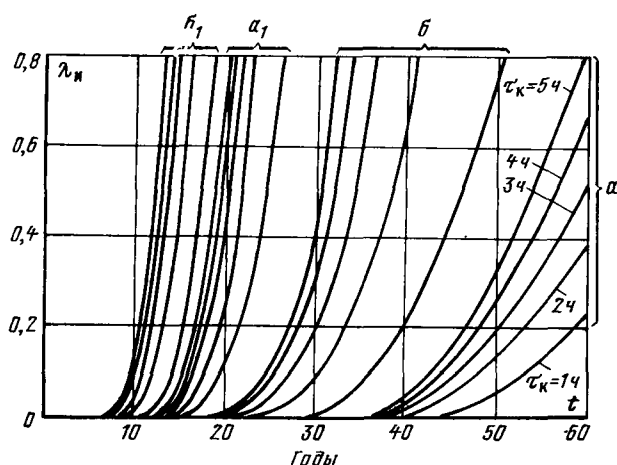


Рис. 3. Зависимости интенсивности отказов при тепловом старении изоляции от времени (обозначения аналогичны данным в подписи к рис. 2).

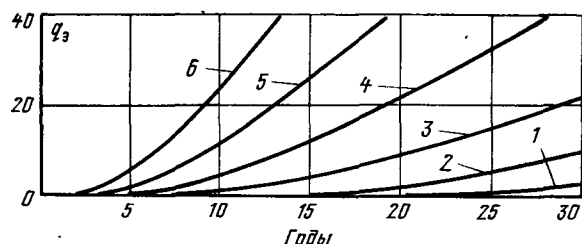


Рис. 4. Зависимости вероятностей отказов при резкопеременном характере нагрузки ($\sigma_s = 0,024 \div 0,034$).

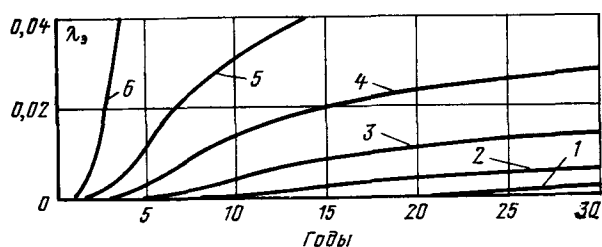


Рис. 5. Зависимости интенсивности отказов при резкопеременном характере нагрузки ($\sigma_s = 0,024 \div 0,034$).

отказов вследствие теплового старения изоляции от характеристик нагрузки.

Одним из важнейших факторов износа и старения изоляции являются механические нагрузки. Причем в условиях резкопеременной нагрузки определяющим является как тепловое старение, так и механические нагрузки (механические характеристики изоляции в значительной мере зависят от температуры [Л. 13]), обусловленные частыми изменениями тока в обмотках. Рассмотрим кратко возможный аналитический метод исследования указанного явления. Согласно [Л. 12] электромагнитные силы f , действующие на обмотку, пропорциональны квадрату мгновенного значения тока i , причем электромагнитная сила, действующая на обмотку, имеет три составляющие [Л. 12]: периодическую с частотой 50 Гц, затухающую до нуля

за 5—6 периодов, и установившуюся с частотой 100 Гц. При вибрации обмоток в изоляции появляются значительные деформации, сопровождающиеся появлением необратимых структурных изменений в виде трещин, разрывов, расслоений и т. п. В этом случае целесообразно использовать элементы теории суммирования повреждений [Л. 13 и 14]. Для решения вопроса надежности при ударных нагрузках сделаем следующие предположения: а) нагрузка циклическая, б) ток нагрузки вызывает в элементах конструкции обмотки напряжение S . Если при N_1 числе циклов предел выносливости материала изоляции обмотки R_f , тогда кривая «жизни» согласно [Л. 14]:

$$N = N_0 + (N_1 - N_0) \left(\frac{R_f - S_0}{S - S_0} \right)^m, \quad (19)$$

где S , N — разрушающее напряжение и предельное число циклов; S_0 , N_0 — наименьшее напряжение и наименьшее число циклов, при котором возможно усталостное разрушение.

Закон распределения предела выносливости R_f имеет распределение:

$$F(R_f) = 1 - \exp[-b(R_f - S_0)^a], \quad (20)$$

где a , b — параметры распределения, причем a — коэффициент, характеризующий степень неоднородности материала.

В [Л. 14] на основе теории суммирования повреждений получено соотношение, связывающее долговечность изделия $t_{ж}$ с пределом выносливости R_f :

$$t_{ж} = \frac{N_1 T_e x_0^m \psi(a)}{\psi(m+a) P(x_0^2, m+a)}, \quad (21)$$

где $x_0 = \frac{R_f}{\sigma_s}$; $T_e = 2\pi \frac{\sigma_s}{\dot{\sigma}_s}$ — эффективный период; σ_s , $\dot{\sigma}_s$ — среднее квадратическое отклонение случайного процесса $S(t)$ и его первой производной;

$$P(x^2, m) = \frac{1}{\psi(m)} \int_x^\infty y^{m-1} e^{-\frac{y^2}{2}} dy, \\ \psi(m) = 2^{\frac{m-2}{2}} \Gamma\left(\frac{m}{2}\right).$$

Так как изоляция характеризуется значительной степенью неоднородности и малым пределом выносливости, предположим что $\sigma_s \ll R_f$. Тогда уравнение (21) принимает вид:

$$t_{ж} = \frac{1}{A_1} \exp\left(\frac{x_0}{B_1}\right), \quad (22)$$

где A_1 , B_1 — постоянные коэффициенты.

Согласно (22) и (20) закон распределения срока службы (рис. 4):

$$F(t) = 1 - \exp\{-b[\sigma_s B_1 \ln(A_1 t) - S_0]^a\}. \quad (23)$$

Выражение для интенсивности отказов получается в результате преобразований (23) (рис. 5):

$$\lambda_s(t) = ab\sigma_s B_1 \frac{1}{t} [\sigma_s B_1 \ln(A_1 t) - S_0]^{a-1} \quad (24)$$

при

$$t \geq \frac{1}{A_1} \exp\left(\frac{S_0}{\sigma_s B_1}\right).$$

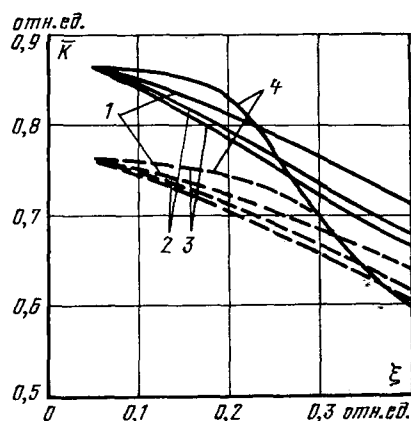


Рис. 6. Зависимости среднегодовой нагрузки трансформатора K от коэффициента вариации ξ для 20 лет при уровне безотказной работы $P=0,8$.

1 — $\tau_k=1$ ч; 2 — $\tau_k=3$ ч; 3 — $\tau_k=5$ ч; 4 — при резкопеременном характере нагрузки.
— с учетом вероятностей взаимосвязи «нагрузка — окружающая среда»; --- без учета этой взаимосвязи.

Если при выборе расчетной нагрузки трансформатора, как элемента системы электроснабжения, исходить из требуемого уровня надежности, то вероятность безотказной работы определяется

$$P = P_B P_H P_3, \quad (25)$$

где P_B , P_H , P_3 — вероятность того, что не произойдет отказ внезапный вследствие теплового старения изоляции и вследствие механических нагрузок.

При известной интенсивности внезапных отказов

$$\left. \begin{aligned} P_B(t) &= \exp(-\lambda_B t); \\ P_H(t) &= \exp\{-b[1 - \exp(-kt) - m_0]^a\}; \\ P_3(t) &= \exp\{-b[\sigma_3 B_1 \ln(A_1 t) - S_0]^a\}. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Приведенные показатели зависят от характеристик нагрузки потребителя. Так, при малых значениях постоянной времени корреляции нагрузки τ_k среднее квадратическое отклонение температуры обмотки будет достаточно мало, и вероятность безотказной работы в основном определится значением математического ожидания температуры обмотки. Поэтому при больших значениях среднего квадратического отклонения случайного процесса изменения нагрузки доля функциональных отказов, связанных с тепловым старением изоляции, будет относительно мала. Однако при вибрационном старении изоляции следует учитывать ее температуру, так как a , b , S_0 в значительной мере зависят от температуры.

При больших значениях постоянной времени корреляции нагрузки доля функциональных отказов, связанных с вибрационным старением изоляции, снизится, поэтому следует учитывать отказы, обусловленные только тепловым старением изоляции.

Если установить необходимый уровень надежности трансформатора, то при известных характери-

стиках нагрузки можно определить необходимую мощность трансформатора, обеспечивающую заданный уровень надежности, или относительную нагрузку трансформатора при известной номинальной мощности. На рис. 6 приведены результаты расчетов математического ожидания относительной нагрузки трансформатора в зависимости от коэффициента вариации для трансформатора мощностью 63 МВ·А; при этом вероятность безотказной работы принята равной 0,8 для времени эксплуатации 20 лет.

Выводы. 1. Существует возможность управления уровнем надежности систем электроснабжения как на этапе проектирования, так и при эксплуатации.

2. При расчетах функциональной надежности трансформаторов необходим учет переходного процесса температуры как в обмотке трансформатора, так и в масляной ванне.

3. Вероятностные взаимосвязи температуры окружающей среды и нагрузки существенно влияют на показатели функциональной надежности.

4. При расчете функциональной надежности силовых трансформаторов особую актуальность приобретает учет механических характеристик изоляции обмоток.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Третьяков С. Н., Чернышев М. Н. Анализ повреждений силовых трансформаторов. — Электричество, 1974, № 1, с. 57—59.
2. Фокин Ю. А., Резников И. Г., Арсамаков И. И. Определение расчетной нагрузки понижающих трансформаторов центров питания по характеристикам случайного процесса ее изменения. — Электричество, 1971, № 8, с. 29—39.
3. Фокин Ю. А., Мунасингха Д. Определение расчетных нагрузок элементов систем электроснабжения с учетом их функциональной надежности. — Электричество, 1974, № 7, с. 9—14.
4. Bäch G. Über die Erwärmung des n-Körper-Systems. — Archiv für Elektrotechnik, 1933, Bd. XXVII, H. 77, S. 749—756.
5. Фокин Ю. А., Пономаренко И. С. Нестационарная вероятностно-статистическая модель электрической нагрузки на больших интервалах времени и определение характеристик выбросов. — Изв. вузов. Энергетика, 1977, № 1, с. 15—21.
6. Никитин Ю. М. Учет температуры окружающей среды при определении износа изоляции трансформатора. — Электричество, 1974, № 8, с. 40—43.
7. Шулов Н. Л. О влиянии суточных изменений температуры охлаждающего воздуха на износ изоляции обмотки силовых трансформаторов. — Электротехника. 1973, № 11, с. 58—59.
8. Калитвянский В. Н. Общие закономерности теплового старения полимерных диэлектриков. — Электричество, 1955, № 2, с. 57—62.
9. Frentz H.-J. Zur Berechnung der Lebensdauer elektrischer Isolierstoffe bei konstanten und veränderlichen Alterungstemperaturen. — ETZ-A, 1957, № 4, S. 156—160.
10. Грандштейн И. С., Рыжик К. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Наука, 1971.
11. Ермолин Н. П., Жерихин И. П. Надежность электрических машин. Л.: Энергия, 1976.
12. Васютинский С. Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов. Л.: Энергия, 1970.
13. Серенсен С. В. Сопротивление материалов усталостному и хрупкому разрушению. М.: Атомиздат, 1975.
14. Болотин В. В. Статистические методы в строительной механике. М.: Стройиздат, 1965.
15. Сотсков Б. С. Основы теории и расчета надежности элементов и устройств автоматики и вычислительной техники. М.: Высшая школа, 1970.

[26.4.1978]

Особенности работы трехфазного трансформатора с фазовым тиристорным регулированием коэффициента трансформации

СЕРГЕЕНКОВ Б. Н., КИСЕЛЕВ В. М., ДЕЛАВАРИ М. А.

Московский энергетический институт

Широкое применение получили трансформаторы с тиристорными коммутаторами (наиболее распространенная схема которых показана на рис. 1), осуществляющими фазовое регулирование коэффициента трансформации, т. е. в пределах полупериода фазы перехода от интервала с одним соотношением витков первичной и вторичной обмоток к интервалу с другим соотношением витков.

Трехфазные трансформаторно-тиристорные регуляторы напряжения (ТТРН) данного типа используются прежде всего в качестве универсальных промышленных стабилизаторов напряжения мощностью 10—160 кВ·А [Л. 1 и 2], регуляторов стабилизаторов напряжения асинхронного электропривода [Л. 3], а также применяются в таких технологических процессах, как электротермия и электролиз. При естественной коммутации тиристоров ТТРН в пределах ступени регулирования возможно одно переключение в начале полупериода напряжения в сторону уменьшения коэффициента трансформации и одно переключение в сторону увеличения коэффициента трансформации, смещение которых в пределах полупериода и обеспечивает регулирование действующего и среднего значений вторичного напряжения трансформатора (рис. 2).

При активно-индуктивной нагрузке тиристоров, когда ранее открытый тиристор закрывается, оказываясь под обратным напряжением, естественная коммутация реализуется в данном регуляторе при последовательности работы тиристоров, показанной на рис. 2. В момент перехода тока через нулевое значение при $\omega t = \varphi_2$ открывается тиристор T_1 и на-

чинается интервал регулируемого включения тиристора T_3 , в пределах которого от $\omega t = \varphi_2$ до $\omega t = \pi$ может изменяться угол регулирования θ .

С момента перехода напряжения через нулевое значение при $\omega t = \pi$ начинается интервал регулируемого включения тиристора T_1 , в пределах которого от π до $(\varphi_2 + \pi)$ может изменяться угол регулирования β . Соответственно интервал регулируемого включения тиристора $T_2: \theta \rightarrow \varphi_2$, а интервал регулируемого включения тиристора $T_4: (\varphi_2 + \pi) \rightarrow 2\pi$.

В рассматриваемом регуляторе напряжения (в связи с непрерывным изменением числа витков обмоток на стороне регулирования) соединение обмоток в треугольник вызывает дополнительные токи тройной частоты, нарушающие нормальную работу тиристорных переключателей. Это в равной степени относится к включению тиристоров на первичной или вторичной стороне, поэтому для нормальной работы ТТРН, особенно при использовании трехстержневого магнитопровода, на стороне регулирования должна применяться схема соединения обмоток в звезду.

В процессе регулирования напряжения в различных фазах имеет место практически одинаковое смещение угла 0 включения тиристоров $T_3 \rightarrow T_4$, при котором происходит переход от меньшего значения коэффициента трансформации $k_a = \omega_2 / \omega_1$ к большему значению $k_b = (\omega_2 + \omega_4) / \omega_1$. При этом для значений углов регулирования $0 < \theta < 180^\circ$ отдельные фазы ТТРН периодически имеют различные значения коэффициентов трансформации, возможные сочетания которых приведены в таблице.

Изменение сочетаний коэффициентов трансформации в фазах ТТРН приводит к периодическому изменению суммарной м. д. с. обмоток, причем при различных значениях коэффициентов трансформации отдельных фаз в каждый из моментов времени, даже в случае $i_{2a} + i_{2b} + i_{2c} = 0$ сумма мгновенных значений вторичных токов, приведенных к первичной стороне, не равна нулю. При трехпроводной сети на входе трансформатора это приводит к возникновению несбалансированных м. д. с., поскольку

$$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0. \quad (1)$$

Учитывая, что для схемы соединения обмоток ТТРН «звезда — звезда с нулевым выводом»

$$i_{2a} + i_{2b} + i_{2c} = i_0 \quad (2)$$

и пренебрегая магнитным сопротивлением магнитопровода трансформатора ТТРН на основе второго закона Кирхгофа в применении к магнитным цепям, имеем:

$$i_{1A}\omega_{1A} - i_{2a}\omega_{2a} - i_{1B}\omega_{1B} + i_{2b}\omega_{2b} = 0; \quad (3)$$

$$i_{1A}\omega_{1A} - i_{2a}\omega_{2a} - i_{1C}\omega_{1C} + i_{2c}\omega_{2c} = 0. \quad (4)$$

В рассматриваемом ТТРН $\omega_{1A} = \omega_{1B} = \omega_{1C}$, поэтому для сочетания коэффициентов трансформации

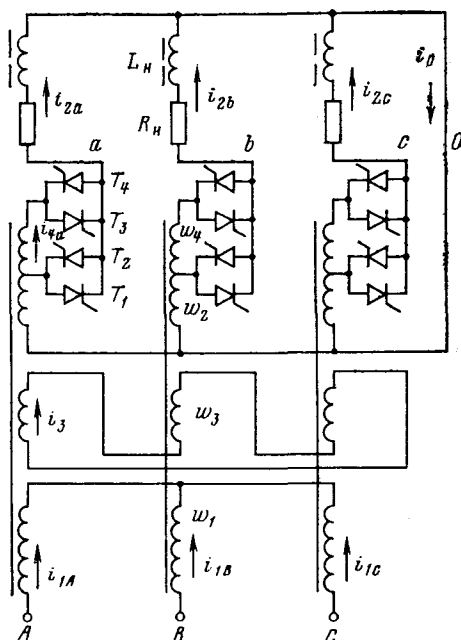


Рис. 1. Принципиальная схема ТТРН.

ции, например, шестой строки таблицы уравнения (3) и (4) можно записать в следующем виде:

$$i_{1A} - i_{2a}k_{\beta} - i_{1B} + i_{2B}k_{\alpha} = 0; \quad (5)$$

$$i_{1A} - i_{2a}k_{\beta} - i_{1C} + i_{2c}k_{\alpha} = 0. \quad (6)$$

Решая уравнения (1), (2), (5) и (6) относительно первичных токов, получаем:

$$\left. \begin{aligned} i_{1A} &= i_{2a}k_{\beta} + \frac{i_{2a}}{3}(k_{\alpha} - k_{\beta}) - \frac{i_0}{3}k_{\alpha}; \\ i_{1B} &= i_{2b}k_{\alpha} + \frac{i_{2a}}{3}(k_{\alpha} - k_{\beta}) - \frac{i_0}{3}k_{\alpha}; \\ i_{1C} &= i_{2c}k_{\alpha} + \frac{i_{2a}}{3}(k_{\alpha} - k_{\beta}) - \frac{i_0}{3}k_{\alpha}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Проведя аналогичные вычисления для интервалов трансформации с другими сочетаниями коэф-

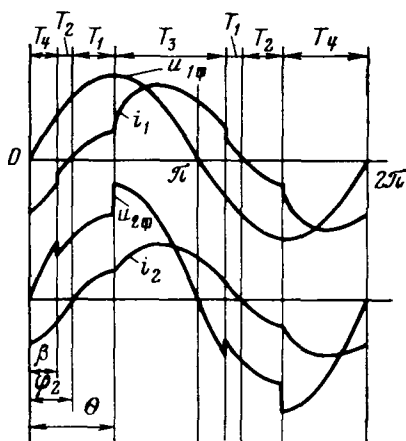


Рис. 2. Кривые фазных напряжения и токов первичной и вторичной обмоток ТТРН.

фициентов трансформации в фазах ТТРН, получим уравнения токов, приведенные в таблице.

Уравнения (7) и таблица показывают, что в каждой фазе ТТРН суммарная м. д. с. первичной и вторичной обмоток не равна нулю. В дальнейшем суммарную м. д. с. первичной и вторичной обмоток будем называть м. д. с. небаланса. Значение м. д. с. небаланса для данной фазы (например, А)

$$F_{NA} = i_{NA}\omega_1 = i_{1A}\omega_{1A} + i_{2a}\omega_{2a}.$$

Определяя ток небаланса как $i_N = F_N/\omega_1$, получаем, что выражение для этого тока имеет вид:

$$i_N = \pm \frac{i_{2\phi}}{3}(k_{\alpha} - k_{\beta}) - \frac{i_0}{3}k_{\alpha}. \quad (8)$$

(В таблице в каждом из соотношений для первичного тока можно выделить приведенное значение вторичного тока и ток небаланса.)

Значение тока небаланса меняется в зависимости от сочетания коэффициента трансформации различных фаз, но для каждого момента времени во всех фазах одинаково. Составляющая тока небаланса $\pm \frac{i_2}{3}(k_{\alpha} - k_{\beta})$ обусловлена тем, что уже при

трехпроводной сети на выходе ТТРН сумма приведенных мгновенных значений вторичных токов не равна нулю из-за различных значений коэффициентов трансформации в фазах регулятора. При наличии нулевого провода и одинаковых фазных сопротивлений нагрузки составляющая тока небаланса $i_0/3$ обусловлена неравенством нулю суммы мгновенных значений фазных вторичных напряжений. При несимметричной нагрузке составляющая $i_0/3$ увеличивается за счет разностного тока трех фаз, соответствующего степени несимметрии нагрузки.

Значение коэффициентов трансформации в фазах ТТРН			i_{1A}		i_{1B}		i_{1C}	
			i'_{1a}	i_N	i'_{1a}	i_N	i'_{1a}	i_N
A	B	C						
k_{α}	k_{α}	k_{α}	$i_{2a}k_{\alpha}$		$i_{2b}k_{\alpha}$		$i_{2c}k_{\alpha}$	
k_{α}	k_{α}	k_{β}	$i_{2a}k_{\alpha} + \frac{i_{2c}}{3}(k_{\alpha} - k_{\beta}) - \frac{i_0}{3}k_{\alpha}$		$i_{2b}k_{\alpha} + \frac{i_{2c}}{3}(k_{\alpha} - k_{\beta}) - \frac{i_0}{3}k_{\alpha}$		$i_{2c}k_{\beta} + \frac{i_{2c}}{3}(k_{\alpha} - k_{\beta}) - \frac{i_0}{3}k_{\alpha}$	
k_{α}	k_{β}	k_{β}	$i_{2a}k_{\alpha} + \frac{i_{2a}}{3}(k_{\beta} - k_{\alpha}) - \frac{i_0}{3}k_{\beta}$		$i_{2b}k_{\beta} + \frac{i_{2a}}{3}(k_{\beta} - k_{\alpha}) - \frac{i_0}{3}k_{\beta}$		$i_{2c}k_{\beta} + \frac{i_{2a}}{3}(k_{\beta} - k_{\alpha}) - \frac{i_0}{3}k_{\beta}$	
k_{α}	k_{β}	k_{α}	$i_{2a}k_{\alpha} + \frac{i_{2b}}{3}(k_{\alpha} - k_{\beta}) - \frac{i_0}{3}k_{\alpha}$		$i_{2b}k_{\beta} + \frac{i_{2b}}{3}(k_{\alpha} - k_{\beta}) - \frac{i_0}{3}k_{\beta}$		$i_{2c}k_{\alpha} + \frac{i_{2b}}{3}(k_{\alpha} - k_{\beta}) - \frac{i_0}{3}k_{\alpha}$	
k_{β}	k_{β}	k_{α}	$i_{2a}k_{\beta} + \frac{i_{2c}}{3}(k_{\beta} - k_{\alpha}) - \frac{i_0}{3}k_{\beta}$		$i_{2b}k_{\beta} + \frac{i_{2c}}{3}(k_{\beta} - k_{\alpha}) - \frac{i_0}{3}k_{\beta}$		$i_{2c}k_{\alpha} + \frac{i_{2c}}{3}(k_{\beta} - k_{\alpha}) - \frac{i_0}{3}k_{\beta}$	
k_{β}	k_{α}	k_{α}	$i_{2a}k_{\beta} + \frac{i_{2a}}{3}(k_{\alpha} - k_{\beta}) - \frac{i_0}{3}k_{\alpha}$		$i_{2b}k_{\beta} + \frac{i_{2a}}{3}(k_{\alpha} - k_{\beta}) - \frac{i_0}{3}k_{\alpha}$		$i_{2c}k_{\alpha} + \frac{i_{2a}}{3}(k_{\alpha} - k_{\beta}) - \frac{i_0}{3}k_{\alpha}$	
k_{β}	k_{α}	k_{β}	$i_{2a}k_{\beta} + \frac{i_{2b}}{3}(k_{\beta} - k_{\alpha}) - \frac{i_0}{3}k_{\beta}$		$i_{2b}k_{\alpha} + \frac{i_{2b}}{3}(k_{\beta} - k_{\alpha}) - \frac{i_0}{3}k_{\beta}$		$i_{2c}k_{\beta} + \frac{i_{2b}}{3}(k_{\beta} - k_{\alpha}) - \frac{i_0}{3}k_{\beta}$	
k_{β}	k_{β}	k_{β}	$i_{2a}k_{\beta}$		$i_{2b}k_{\beta}$		$i_{2c}k_{\beta}$	

Поскольку м. д. с. небаланса ТТРН одинакова во всех фазах как по значению, так и по направлению, то для ее компенсации необходима обмотка, замкнутая в треугольник.

При схеме соединения обмоток ТТРН «звезда—звезда с нулевым выводом» без компенсационной обмотки возникают большие дополнительные э. д. с., вызываемые токами небаланса. Амплитуда этих э. д. с. может значительно превосходить значения номинальных напряжений обмоток. Компенсационная обмотка должна иметь минимально возможные сопротивления короткого замыкания по отношению к первичной и вторичной обмоткам для лучшей трансформации тока небаланса.

Разность между током небаланса и током компенсационной обмотки определяется практически отношением приведенных значений $z'_{к23}/z'_0$, где $z'_{к23}$ — сопротивление короткого замыкания вторичной и компенсационной обмоток, а z'_0 — сопротивление нулевой последовательности трансформатора. Отношение $z'_{к23}/z'_0$ не превышает 3%, поэтому без существенной погрешности можно принять, что ток, циркулирующий в компенсационной обмотке, равен току небаланса. Характерные кривые токов в компенсационной обмотке для различных значений угла регулирования приведены на рис. 3.

При активно-индуктивной нагрузке ТТРН м. д. с. компенсационной обмотки может быть определена на основе аналитического выражения для первичного тока в виде следующего гармонического ряда, получающегося с учетом синусоидальных и экспоненциальных составляющих, если принять угол перехода тока через нулевое значение $\varphi_H = \arctg \frac{\omega L_H}{R_H}$, что не приводит к заметной погрешности при кратности регулирования выходного напряжения $c = k_\beta/k_\alpha$ и $\beta = \varphi_H$:

$$i_1 = \frac{U_{1m}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sqrt{\left\{ k_\beta^2 \cos \varphi_2 + \frac{k_\beta^2 - k_\alpha^2}{\pi} \left[(\varphi_2 - \theta) \cos \varphi_2 - \frac{\sin \varphi_2 - \sin (2\theta - \varphi_2)}{2} - \frac{2\omega \sin (\theta - \varphi_2)}{\left(\frac{R_H}{L_H}\right)^2 + \omega^2} \times \right. \right. \\ \times \left(\frac{R_H}{L_H} \sin \theta + \omega \cos \theta + e^{-\frac{R_H (\pi + \varphi_2 - \theta)}{\omega L_H}} \left(\frac{R_H}{L_H} \sin \varphi_2 + \omega \cos \varphi_2 \right) \right) \right\} + \left\{ -k_\beta \sin \varphi_2 + \frac{k_\beta^2 - k_\alpha^2}{\pi} \times \right. \\ \times \left[\frac{\cos (\varphi_2 - 2\theta) - \cos \varphi_2}{2} - (\varphi_2 - \theta) \sin \varphi_2 - \frac{2\omega \sin (\theta - \varphi_2)}{\left(\frac{R_H}{L_H}\right)^2 + \omega^2} \left(\frac{R_H}{L_H} \cos \theta - \omega \sin \theta + \right. \right. \\ \left. \left. + e^{-\frac{R_H (\pi + \varphi_2 - \theta)}{\omega L_H}} \left(\frac{R_H}{L_H} \cos \varphi_2 - \omega \sin \varphi_2 \right) \right) \right] \right\}^2 +$$

$$+ \sum_{n=3}^{\infty} \frac{2(k_\beta^2 - k_\alpha^2) U_{1m}}{\pi \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sqrt{\left\{ \frac{\sin [(n+1)\theta - \varphi_2] - \sin n\varphi_2}{2(n+1)} - \frac{\sin [(n-1)\theta - \varphi_2] - \sin n\varphi_2}{2(n-1)} - \frac{\omega \sin (\theta - \varphi_2)}{\left(\frac{R_H}{L_H}\right)^2 + (\omega\omega)^2} \times \right. \\ \times \left[\frac{R_H}{L_H} \sin n\theta + n\omega \cos n\theta + e^{-\frac{R_H (\pi + \varphi_2 - \theta)}{\omega L_H}} \times \right. \\ \times \left(-\frac{R_H}{L_H} \sin n(\pi + \varphi_2) - n\omega \cos n(\pi + \varphi_2) \right) \left. \right] \left. \right\}^2 + \\ + \left\{ \frac{\cos [\varphi_2 - \theta(1+n)] - \cos n\varphi_2}{2(1+n)} + \frac{\cos [\varphi_2 - \theta(1-n)] - \cos n\varphi_2}{2(1-n)} - \frac{\omega \sin (\theta - \varphi_2)}{\left(\frac{R_H}{L_H}\right)^2 + (\omega\omega)^2} \times \right. \\ \times \left[-\frac{R_H}{L_H} \cos n\theta - n\omega \sin n\theta + e^{-\frac{R_H (\pi + \varphi_2 - \theta)}{\omega L_H}} \times \right. \\ \times \left(n\omega \sin n(\pi + \varphi_2) - \frac{R_H}{L_H} \cos n(\pi + \varphi_2) \right) \left. \right] \left. \right\}^2. \quad (9)$$

Данное выражение для первичного тока справедливо при четырехпроводной сети на первичной стороне. При отсутствии на первичной стороне нулевого провода и наличии в трансформаторе замкнутой в треугольник компенсационной обмотки гармонические, кратные трем, циркулируют в контуре компенсационной обмотки. С достаточной точностью ток компенсационной обмотки может быть принят равным третьей гармонической по уравнению (9).

По данному уравнению наибольшее значение тока в компенсационной обмотке получается при активной нагрузке и значении угла регулирования $\theta = 90^\circ$, соответственно максимальное относительное значение мощности компенсационной обмотки

$$S_k^* = \frac{S_k}{S_H} = \frac{I_s}{I_1} = \frac{2}{\pi} \frac{c^2 - 1}{c^2 + 1}. \quad (10)$$

При переключении регулировочных ответвлений в какой-либо из фаз изменение сочетания коэффициентов трансформации и соотношений токов в фазах вызывает переходный процесс, длительность которого определяется параметрами короткого замыкания обмоток. В пределах каждого полупериода напряжения имеют место три переходных процесса при переключении коэффициента трансформации в сторону увеличения. Изменение токов и напряжений в переходных процессах, сопровождающих переключение тиристорных коммутаторов, может быть получено из общей системы дифференциальных уравнений четырехобмоточного трансформатора.

В начальной стадии переходного процесса, пока после включения тиристора, обеспечивающего большой коэффициент трансформации, происходит коммутация тока ранее включенного тиристора, секция обмоток трансформатора, подсоединенная

к этим тиристорам, оказывается короткозамкнутой и рассматривается как отдельная четвертая обмотка в дополнение к первичной, вторичной и компенсационной обмоткам. После окончания процесса коммутации тока между тиристорами регулировочная секция объединяется с основной частью обмотки, и трансформатор может рассматриваться как трехобмоточный.

Исходную систему дифференциальных уравнений в соответствии с [Л. 4] при переключении от меньшего коэффициента трансформации к большему (например, в фазе А), пренебрегая активными сопротивлениями обмоток, можно записать в виде:

$$u_{1A} = L_{11} \frac{di_{1A}}{dt} + M_{12} \frac{di_{2a}}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt} + M_{14} \frac{di_{4a}}{dt}; \quad (11)$$

$$u_{1B} = L_{11} \frac{di_{1B}}{dt} + M_{12} \frac{di_{2b}}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt}; \quad (12)$$

$$u_{1C} = L_{11} \frac{di_{1C}}{dt} + M_{12} \frac{di_{2c}}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt}; \quad (13)$$

$$u_{2a} = i_{2a} R_H + L_H \frac{di_{2a}}{dt} =$$

$$= -M_{21} \frac{di_{1A}}{dt} - L_{22} \frac{di_{2a}}{dt} - M_{23} \frac{di_3}{dt} - M_{24} \frac{di_{4a}}{dt}; \quad (14)$$

$$u_{2b} = i_{2b} R_H + L_H \frac{di_{2b}}{dt} = -M_{21} \frac{di_{1B}}{dt} - L_{22} \frac{di_{2b}}{dt} - M_{23} \frac{di_3}{dt}; \quad (15)$$

$$u_{2c} = i_{2c} R_H + L_H \frac{di_{2c}}{dt} = -M_{21} \frac{di_{1C}}{dt} - L_{22} \frac{di_{2c}}{dt} - M_{23} \frac{di_3}{dt}; \quad (16)$$

$$u_{3a} = -M_{31} \frac{di_{1A}}{dt} - M_{32} \frac{di_{2a}}{dt} - L_{33} \frac{di_3}{dt} - M_{34} \frac{di_{4a}}{dt}; \quad (17)$$

$$u_{3b} = -M_{31} \frac{di_{1B}}{dt} - M_{32} \frac{di_{2b}}{dt} - L_{33} \frac{di_3}{dt}; \quad (18)$$

$$u_{3c} = -M_{31} \frac{di_{1C}}{dt} - M_{32} \frac{di_{2c}}{dt} - L_{33} \frac{di_3}{dt}; \quad (19)$$

$$u_{4a} = -M_{41} \frac{di_{1A}}{dt} - M_{42} \frac{di_{2a}}{dt} - M_{43} \frac{di_3}{dt} - L_{44} \frac{di_{4a}}{dt} = 0; \quad (20)$$

$$u_{3a} + u_{3b} + u_{3c} = 0; \quad (21)$$

$$\frac{di_{1A}}{dt} + \frac{di_{1B}}{dt} + \frac{di_{1C}}{dt} = 0. \quad (22)$$

Для замены индуктивностей само- L_{nn} и взаимной индукции M_{nm} обмоток индуктивностями короткого замыкания попарно взятых обмоток в соответствии с [Л. 4] достаточно провести суммирование типа $u_1 + u_n$ и пренебречь током холостого хода в фазах, принимая

$$-\frac{di_1}{dt} = \frac{di_2}{dt} + \frac{di_3}{dt} + \frac{di_4}{dt}.$$

Имея в виду, что параметры обмоток трансформатора приведены к одинаковому числу витков, получаем следующую систему уравнений, индуктивности короткого замыкания в которой опреде-

Рис. 3. Форма токов в компенсационной обмотке ТПРН при различных значениях угла регулирования.

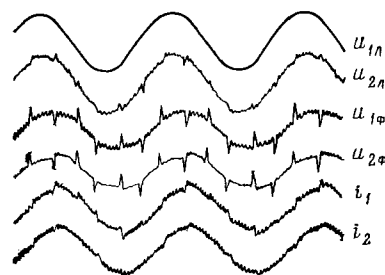
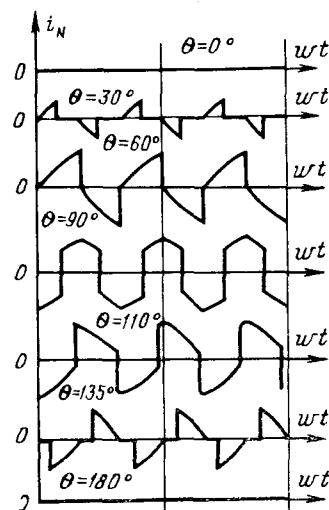


Рис. 4. Осциллограмма токов и напряжений ТПРН 100 кВ·А.

ляются обычными расчетными методами:

$$-u_{1A} = i_{2a} R_H + L_H \frac{di_{2a}}{dt} + L_{K12} \frac{di_{2a}}{dt} + L_{123} \frac{di_3}{dt} + L_{124} \frac{di_{4a}}{dt};$$

$$-u_{1B} = i_{2b} R_H + L_H \frac{di_{2b}}{dt} + L_{K12} \frac{di_{2b}}{dt} + L_{123} \frac{di_3}{dt};$$

$$-u_{1C} = i_{2c} R_H + L_H \frac{di_{2c}}{dt} + L_{K12} \frac{di_{2c}}{dt} + L_{123} \frac{di_3}{dt};$$

$$-u_{1A} = L_{142} \frac{di_{2a}}{dt} + L_{143} \frac{di_3}{dt} + L_{K14} \frac{di_{4a}}{dt},$$

$$\text{где } L_{1nm} = \frac{L_{K1n} + L_{K1m} - L_{Knm}}{2}.$$

Эти уравнения, дополненные соотношениями

$$u_{1A} - u_{1B} = u_{1AB};$$

$$u_{1B} - u_{1C} = u_{1BC};$$

$$u_{1A} + u_{1B} + u_{1C} = 3 \frac{di_3}{dt} (L_{132} - L_{K13}) + \frac{di_{4a}}{dt} (L_{132} - L_{K14}),$$

получающимися при суммировании уравнений (11)–(13) и (17)–(19) с учетом того, что

$$\frac{di_{a2}}{dt} + \frac{di_{b2}}{dt} + \frac{di_{c2}}{dt} + 3 \frac{di_3}{dt} + \frac{di_{4a}}{dt} = 0,$$

при заданных линейных первичных напряжениях u_{1AB} , u_{1BC} , u_{1CA} путем того или иного способа инте-

гирования дают возможность точного расчета переходных процессов при переключении тиристорных коммутаторов. При других сочетаниях коэффициентов трансформации по сравнению с рассмотренными уравнениями получаются аналогичными.

Простая и наглядная характеристика переходных процессов при тиристорной коммутации регулировочных отводов получается, если принять вторичный ток не изменяющимся за время рассматриваемого переходного процесса, что реально имеет место при активно-индуктивной нагрузке, когда индуктивность L_n существенно превосходит индуктивность короткого замыкания обмоток трансформатора.

В этом случае при $\frac{di_2}{dt} = 0$ получаем $\frac{di_1}{dt} = -\frac{1}{3} \frac{di_{4a}}{dt}$, и скорость нарастания тока в регулировочной секции обмотки w_4 определяется как

$$\frac{di_{4a}}{dt} = \frac{u_{CA} - u_{AB}}{2L_{K14} - L_{K43}}.$$

Смещение нейтрали на первичной стороне во время процесса коммутации тиристоры в фазе А определяется по соотношению

$$\begin{aligned} \Delta u_1 &= \frac{1}{3} (u_{1AB} + u_{1BC} + u_{1CA}) = \\ &= \frac{L_{K13} + L_{K34} - L_{K14}}{2L_{K14} + L_{K43}} \frac{u_{CA} - u_{AB}}{6}. \end{aligned} \quad (23)$$

Переходный процесс, во время которого в компенсационную обмотку трансформируется $\frac{1}{3} i_{4a}$, а в первичную обмотку соответственно $\frac{2}{3} i_{4a}$, заканчивается при нарастании тока i_{4a} до i_{2a} , после чего тиристор регулировочного отвода с меньшим коэффициентом трансформации обесточивается, и обмотка w_{4a} объединяется с обмоткой w_{2a} . Переходные процессы, связанные с увеличением коэффи-

циента трансформации в одной из фаз при других исходных сочетаниях коэффициентов трансформации, не отличаются от рассмотренного переходного процесса.

Длительность переключения коэффициента трансформации определяется относительными значениями индуктивных сопротивлений короткого замыкания x_{K14} , x_{K34} . При частоте 50 Гц и значениях реактивных составляющих напряжений короткого замыкания u_{K13} и u_{K34} , равных 4—5%, длительность переходного процесса при переключении коэффициента трансформации в одной из фаз ТТРН составляет 0,2—0,5 мс.

Осциллограммы, иллюстрирующие кратковременные смещения нулевой точки на первичной стороне во время переключений регулировочных ответвлений вместе с кривыми линейных напряжений и токов показаны на рис. 4. Смещения нейтрали в соответствии с соотношением (23) могут быть соизмеримы с амплитудными значениями фазных напряжений.

Рассмотренное определение расчетной мощности компенсационной обмотки ТТРН и выявление рационального размещения обмоток характеризуют главные особенности проектирования трансформаторов и автотрансформаторов с фазовым тиристорным регулированием напряжения, используемых в серии универсальных трехфазных стабилизаторов напряжения СТС-Б мощностью 10—160 кВ·А, предназначенных для замены подмагничиваемых стабилизаторов типа СТС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Окунь С. С., Сергеев Б. Н., Киселев В. М. Трансформаторные и трансформаторно-тиристорные регуляторы-стабилизаторы напряжения. М.: Энергия, 1969.
2. Устройство электропитания мощных радиосхем/ Под ред. А. А. Ткачева. М.: Энергия, 1972.
3. Расулов М. М., Михтеев Г. А., Алескерев Ш. А. Автоматическое регулирование напряжения на погружном электродвигателе трансформаторно-тиристорным регулятором напряжения. — В кн.: Тиристорные электроприводы с асинхронными электродвигателями, Свердловск, 1974.
4. Петров Г. Н. Трансформаторы. М.: Энергоиздат, 1934, т. 1.

[14.6.1978]



УДК 621.319.4.015.017.001.24

Расчет потерь в электрических конденсаторах при воздействии импульсного напряжения

ШАДРИН В. М.

Йошкар-Ола

Вопросам определения потерь в электрических конденсаторах при воздействии импульсного напряжения в настоящее время уделяется значительное внимание, особенно в связи с недостатками существующих методов расчета. Отметим некоторые из этих недостатков, не останавливаясь на общеизвестном методе разложения импульсного напряжения в ряд Фурье.

Наиболее простой метод расчета, в котором используется аппроксимация частотной зависимости

тангенса угла потерь выражением $\operatorname{tg} \delta(\omega) = a/\omega + b\omega$ [Л. 1], имеет ограниченную область применения, так как точность такой аппроксимации редко бывает удовлетворительной. Высокую точность определения потерь может обеспечить метод, предложенный в [Л. 2], однако он связан с большим объемом вычислений и требует применения соответствующей вычислительной техники. Метод переходных характеристик [Л. 3], хотя и позволяет в принципе достигнуть высокой точности расчета,

ввиду его сложности применим только для некоторых частных случаев. В ряде работ (например, [Л. 4]) предлагаются простые расчетные формулы для некоторых часто встречающихся форм напряжения, однако не дается достаточно эффективного общего подхода к расчету потерь.

В настоящей статье предлагается метод расчета, который по сравнению с существующими при определенных условиях, указанных далее, позволяет произвести расчет потерь в конденсаторе либо с меньшими затратами времени, либо с более высокой точностью.

В дальнейшем полагаем, что емкость и угол потерь конденсатора не зависят от значения приложенного к нему напряжения, причем емкость измеряется по параллельной схеме замещения. Кроме того, полагаем, что мощность потерь от постоянной составляющей напряжения на конденсаторе равна нулю.

Как известно [Л. 1], мощность потерь в конденсаторе может быть найдена по формуле

$$P = \sum_{k=1}^{\infty} U_k^2 \omega_k C(\omega_k k) \operatorname{tg} \delta(\omega_k k), \quad (1)$$

где U_k — действующее значение k -й гармоники импульсного напряжения; $C(\omega_k k)$, $\operatorname{tg} \delta(\omega_k k)$ — емкость и тангенс угла потерь конденсатора на частоте k -й гармоники; $\omega_1 = 2\pi/T$ — угловая частота 1-й гармоники; T — период импульсного напряжения.

Введем определение: импульсом напряжения является функция $u(t)$, которая определена на некотором интервале времени длительностью τ , а за пределами этого интервала равна нулю. Скважностью импульсов будем называть отношение $q = T/\tau$. В случае некоторого произвольного периодического напряжения мы также можем представить его как последовательность таких импульсов со скважностью $q=1$ и соответствующей постоянной составляющей.

При условии, что функция $u(t)$ абсолютно интегрируема, т. е. интеграл $\int_{-\infty}^{+\infty} |u(t)| dt$ сходится, может быть найдена спектральная плотность импульса, определяемая прямым преобразованием Фурье:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) e^{-j\omega t} dt.$$

В соответствии с [Л. 5] действующее значение k -й гармоники импульсного напряжения можно найти по формуле

$$U_k = \frac{\omega_1}{\sqrt{2\pi}} |F(j\omega_k k)|. \quad (2)$$

Подставляя (2) в (1), получим:

$$P = \varphi \sum_{k=1}^{\infty} C(\omega_k k) \operatorname{tg} \delta(\omega_k k) \Phi(\omega_k k) \omega_1, \quad (3)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \varphi &= \omega_1 / 2\pi^2 = 1/\pi T; \\ \Phi(\omega_k k) &= |F(j\omega_k k)|^2 \omega_k k. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Расчет потерь в конденсаторе при воздействии импульсов напряжения большой скважности. Допустим, что в области частот между двумя соседними гармониками импульсного напряжения емкость и $\operatorname{tg} \delta$ конденсатора изменяются настолько незначительно, что их можно считать постоянными, тогда при достаточно большой скважности импульсов сумму в выражении (3) можно заменить интегралом, перейдя соответственно от дискретной переменной $\omega_k k$ и непрерывной ω :

$$P = \varphi \int_0^{\infty} C(\omega) \operatorname{tg} \delta(\omega) \Phi(\omega) d\omega. \quad (5)$$

При частоте импульсного напряжения, близкой к нулю, и бесконечно большой скважности импульсов данная формула является точной, а при некоторых конечных значениях q и ω_1 она дает погрешность, зависящую как от параметров $C(\omega)$ и $\operatorname{tg} \delta(\omega)$, так и от формы импульсов. Оценить эту погрешность удается лишь приближенно для случая, когда $C(\omega) = \text{const}$ и $\operatorname{tg} \delta(\omega) = \text{const}$ (зависимость $\operatorname{tg} \delta(\omega) = a/\omega + b\omega$ мы не рассматриваем, поскольку потери для нее могут быть определены точно [Л. 1], при этом точность формулы (5) определяется только скважностью импульсов. Анализируя для этого случая формулу (5), можно убедиться, что она дает значение потерь, не зависящее от длительности импульсов и определяемое только их формой и частотой следования, причем зависимость от частоты следования — прямо пропорциональна. Кроме того, точность этой формулы оказывается тем выше, чем сложнее форма импульсов. Максимальные отклонения величины $d = P_2/P_1$ (здесь P_1 и P_2 мощности потерь, найденные соответственно по формулам (1) и (5) для случая $C(\omega) = \text{const}$ и $\operatorname{tg} \delta(\omega) = \text{const}$) от значения $d=1$ обнаружены для симметричных трапециевидных импульсов с определенными параметрами. Например, для $q=1$; 2; 4 максимальные значения d получаются соответственно при $t_f/\tau = 0$; 0,1; 0,2 (t_f — длительность фронта трапециевидного импульса) и равны соответственно $d_{\max} = \infty$, 1,1; 1,03. Значения d несколько меньше единицы могут наблюдаться для двухполярных импульсов.

Далее рассмотрим случай, когда емкость и угол потерь конденсатора зависят от частоты. Разобьем всю бесконечную полосу частот на участки, в пределах которых емкость конденсатора можно считать постоянной, а зависимость $\operatorname{tg} \delta(\omega)$ приближается к линейной. Пусть, например, на участке между частотами ω_a и ω_b имеем $C(\omega) = C_{ab} = \text{const}$; $\operatorname{tg} \delta(\omega) = \alpha_{ab} + \beta_{ab}\omega$, тогда в соответствии с (5) мощность потерь в конденсаторе на этом участке

$$P_{ab} = \varphi C_{ab} \int_{\omega_a}^{\omega_b} (\alpha_{ab} + \beta_{ab}\omega) \Phi(\omega) d\omega. \quad (6)$$

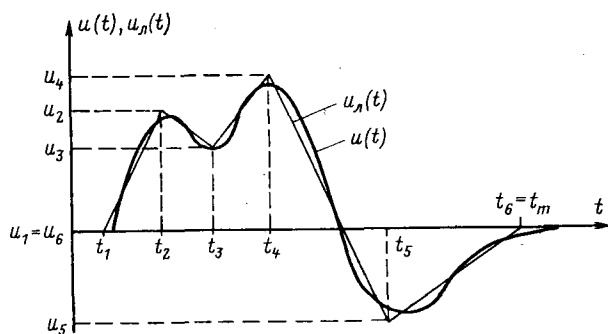


Рис. 1.

Обозначим

$$\left. \begin{aligned} A(\omega) &= \int_0^{\infty} \Phi(\omega) d\omega; \\ B(\omega) &= \int_0^{\infty} \Phi(\omega) \omega d\omega, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

тогда выражение (6) можно представить в следующем виде:

$$P_{ab} = \varphi C_{ab} \{ \alpha_{ab} [A(\omega_b) - A(\omega_a)] + \beta_{ab} [B(\omega_b) - B(\omega_a)] \}. \quad (8)$$

Полная мощность потерь в конденсаторе будет равна сумме потерь, найденных на каждом участке по формуле (8). Интегралы в выражениях (7) можно рассчитать одним из известных приближенных методов [Л. 6], однако такой расчет связан с большим объемом вычислений и, кроме того, требует отыскания функции $F(j\omega)$. Рассмотрим другой способ решения этой задачи.

При условии непрерывности функции $u(t)$ спектральную плотность импульса можно определить по формуле

$$F(j\omega) = \frac{1}{j\omega} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{du(t)}{dt} e^{-j\omega t} dt, \quad (9)$$

которую нетрудно получить, используя прямое и обратное преобразования Фурье [Л. 5].

Заменим кривую $u(t)$ ломаной линией $u_n(t)$, состоящей из прямолинейных отрезков (рис. 1) и приближающейся с необходимой точностью к этой кривой. Будем считать, что линия $u_n(t)$ так же, как и кривая $u(t)$, непрерывна и абсолютно интегрируема, тогда, применяя для нее формулу (9), получим:

$$F_n(j\omega) = \frac{1}{j\omega} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{du_n(t)}{dt} e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{\omega^2} \sum_{h=1}^m \Pi_h e^{-j\omega t_h}, \quad (10)$$

где

$$\Pi_h = \frac{\Delta u_h}{\Delta t_h} - \frac{\Delta u_{h+1}}{\Delta t_{h+1}}; \quad (11)$$

$$\Delta u_h = u_h - u_{h-1}; \quad \Delta t_h = t_h - t_{h-1};$$

h — номер точки изгиба ломаной линии $u_n(t)$; m — число точек изгиба (например, для линии $u_n(t)$, изображенной на рис. 1, $m=6$); u_h и t_h — координаты точек изгиба.

Заметим, что точки изгиба со значениями $h=0$ и $h=m+1$ можно расположить произвольно на оси t за пределами интервала, на котором действует импульс $u_n(t)$, поэтому нетрудно убедиться, что

$$\frac{\Delta u_1}{\Delta t_1} = \frac{\Delta u_{m+1}}{\Delta t_{m+1}} = 0.$$

В соответствии с (4) для импульса $u_n(t)$ определим функцию

$$\Phi_n(\omega) = |F_n(j\omega)|^2 \omega = \frac{1}{\omega^3} \left| \sum_{h=1}^m \Pi_h e^{-j\omega t_h} \right|^2.$$

Преобразуя выражение под знаком абсолютной величины, получим:

$$\Phi_n(\omega) = \frac{1}{\omega^3} \sum_{i,n} E_{in}, \quad (12)$$

где $i=1, 2, 3, \dots, m$; $n=1, 2, 3, \dots, m$;

$$E_{in} = R_{in} \cos \gamma_{in}; \quad (13)$$

$$R_{in} = \Pi_i \Pi_n; \quad (14)$$

$$\gamma_{in} = \omega \tau_{in}; \quad (15)$$

$$\tau_{in} = |t_i - t_n|. \quad (16)$$

Элементы с индексами i, n (в том числе и встречающиеся ниже) можно расположить в виде квадратных матриц, например:

$$(E_{in}) = \begin{pmatrix} E_{11} & E_{12} & \dots & E_{1m} \\ E_{21} & E_{22} & \dots & E_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ E_{m1} & E_{m2} & \dots & E_{mm} \end{pmatrix},$$

причем, любая из них будет симметричной относительно своей главной диагонали, т. е. $E_{in} = E_{ni}$, $R_{in} = R_{ni}$ и т. д., а в случае, когда функция $u_n(t)$ симметричная (четная или нечетная), эти матрицы будут симметричны относительно обоих своих диагоналей.

Можно показать, что для линии $u_n(t)$, удовлетворяющей указанным выше условиям, имеют место равенства

$$\sum_{i,n} R_{in} = 0; \quad \sum_{i,n} R_{in} \gamma_{in}^2 = 0, \quad (17)$$

которые будут использованы в дальнейшем.

Раскладывая функцию $\cos \gamma_{in}$ в степенной ряд, представим элемент E_{in} в следующем виде:

$$E_{in} = R_{in} \left(1 - \frac{\gamma_{in}^2}{2!} + \frac{\gamma_{in}^4}{4!} - \frac{\gamma_{in}^6}{6!} + \dots \right).$$

С учетом (17) первые два члена данного ряда в сумме $\sum_{i,n} E_{in}$ можно отбросить, тогда, проведя в (12) небольшие преобразования, получим:

$$\Phi_n(\omega) = \sum_{i,n} D_{in}, \quad (18)$$

где

$$D_{in} = \tau_{in}^3 R_{in} \left(\frac{\gamma_{in}}{4!} - \frac{\gamma_{in}^3}{6!} + \frac{\gamma_{in}^5}{8!} - \dots \right).$$

Подставляя (18) вместо $\Phi(\omega)$ в (7), получим следующие формулы для импульса $u_n(t)$:

$$A_n(\omega) = \sum_{i,n} G_{in}; \quad B_n(\omega) = \sum_{i,n} H_{in}, \quad (19)$$

где

$$G_{in} = \tau_{in}^2 R_{in} M(\gamma_{in}); \quad H_{in} = \tau_{in} R_{in} N(\gamma_{in}); \quad (20)$$

$$M(\gamma_{in}) = \frac{\gamma_{in}^2}{2 \cdot 4!} - \frac{\gamma_{in}^4}{4 \cdot 6!} + \frac{\gamma_{in}^6}{6 \cdot 8!} - \dots;$$

$$N(\gamma_{in}) = \frac{\gamma_{in}^3}{3 \cdot 4!} - \frac{\gamma_{in}^5}{5 \cdot 6!} + \frac{\gamma_{in}^7}{7 \cdot 8!} - \dots$$

Значения $M(\gamma_{in})$ и $N(\gamma_{in})$ можно определить из приложения.

Для расчета потерь в бесконечной полосе частот приведем без доказательства (в связи с ограничением объема статьи) следующие равенства:

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} B_n(\omega) = -\frac{\pi}{2} \sum_{i,n} \tau_{in} R_{in} = \pi \int_{t_1}^{t_m} \left[\frac{du_n(t)}{dt} \right]^2 dt; \quad (21)$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} A_n(\omega) = \frac{1}{2} \sum_{i,n} S_{in}, \quad (22)$$

где

$$S_{in} = \tau_{in}^2 R_{in} \ln(a \tau_{in}). \quad (23)$$

В (23) величина a может быть взята произвольно, поскольку в соответствии с (17)

$$\sum_{i,n} \tau_{in}^2 R_{in} \ln a = \frac{1}{\omega^2} \ln a \sum_{i,n} \gamma_{in}^2 R_{in} = 0.$$

Отметим, что элементы главной диагонали матриц (G_{in}) , (H_{in}) и (S_{in}) равны нулю, т. е. при $i=n$ имеем $G_{in}=H_{in}=S_{in}=0$.

Пример 1. На конденсаторе действуют пилообразные импульсы напряжения, имеющие в соответствии с рис. 2 $U_{max}=200$ В, $\tau=90$ мкс, $t_\phi=10$ мкс. Частота повторения импульсов $f_n=500$ Гц (при этом $q=1/\tau f_n \approx 22$).

Определить:

мощность потерь в области частот между $f_a=10$ кГц и $f_b=30$ кГц (т. е. между 20-й и 60-й гармониками напряжения), если в этой области частот $C(\omega)=1$ мкФ= const и $\text{tg } \delta(\omega) = \alpha + \beta\omega$, где $\alpha=5 \cdot 10^{-3}$ и $\beta=4 \cdot 10^{-8}$ с;

полную мощность потерь в конденсаторе, если указанные зависимости $C(\omega)$ и $\text{tg } \delta(\omega)$ имеют место на всем частотном спектре импульсного напряжения.

В данном случае фронт и спад импульса линейные, поэтому считаем, что $u_n(t)=u(t)$. В соответствии с рис. 2 координаты точек изгиба линии $u_n(t)$ (число этих точек $m=3$) следующие: $t_1=0$, $u_1=0$; $t_2=10$ мкс, $u_2=200$ В; $t_3=90$ мкс, $u_3=0$.

По формуле (11) найдем

$$P_1=-20 \text{ В/мкс}; \quad P_2=22,5 \text{ В/мкс}; \quad P_3=-2,5 \text{ В/мкс}.$$

Далее, используя формулы (14)–(16) и (19), а также табл. 1 приложения, для угловой частоты $\omega_a=2\pi f_a \approx 6,283 \times 10^4$ рад/с найдем:

$$A(\omega_a) = \sum_{i,n}^3 G_{in} \approx 7,788 \cdot 10^4 \text{ (В}^2\text{)};$$

$$B(\omega_a) = \sum_{i,n}^3 H_{in} \approx 2,711 \cdot 10^9 \text{ (В}^2\text{/с)},$$

где

$$(G_{in}) = \begin{pmatrix} 0 & -0,037 & 16,860 \\ \cdot & 0 & -12,929 \\ \cdot & \cdot & 0 \end{pmatrix} \cdot 10^4;$$

$$(H_{in}) = \begin{pmatrix} 0 & -0,016 & 6,346 \\ \cdot & 0 & -4,975 \\ \cdot & \cdot & 0 \end{pmatrix} \cdot 10^9.$$

Точки в левом нижнем углу этих матриц означают, что на их месте стоят элементы, равные соответствующим элементам, расположенным в правом верхнем углу, т. е. эти матрицы симметричны относительно главной диагонали.

Аналогично, для угловой частоты $\omega_b=2\pi f_b \approx 1,885 \times 10^5$ рад/с найдем:

$$A(\omega_b) \approx 12,163 \cdot 10^4 \text{ В}^2 \text{ и } B(\omega_b) \approx 7,589 \cdot 10^9 \text{ В}^2\text{/с}.$$

Мощность потерь между частотами f_a и f_b найдем по формуле (8):

$$P_{ab} = \varphi C \alpha [A(\omega_b) - A(\omega_a)] - \varphi C \beta [B(\omega_b) - B(\omega_a)] \approx 65,865 \text{ (МВт)},$$

где $\varphi = f_n/\pi \approx 159,15$ 1/с.

Далее определим полную мощность потерь. По формулам (21) и (22), принимая в (22) для удобства $a=10$ 1/мкс, найдем:

$$A(\infty) = \frac{1}{2} \sum_{i,n}^3 S_{in} \approx 14,141 \cdot 10^4 \text{ В}^2,$$

где

$$(S_{in}) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 88,986 \\ \cdot & 0 & -74,845 \\ \cdot & \cdot & 0 \end{pmatrix} \cdot 10^4;$$

$$B(\infty) = \pi U_{\max}^2 \frac{\tau_{13}}{\tau_{12}\tau_{23}} \approx 14,137 \cdot 10^9 \text{ В}^2\text{/с}.$$

Полная мощность потерь

$$P = \varphi C \alpha A(\infty) + \varphi C \beta B(\infty) \approx 202,53 \text{ мВт}.$$

Отметим, что значения P_{ab} и P , найденные методом разложения импульсного напряжения в ряд Фурье, будут отличаться от найденных нами не более чем на 1%.

Расчет потерь в конденсаторе при воздействии импульсов напряжения произвольной скважности. В большинстве случаев, встречающихся в инженерной практике, во всем спектре частот импульсного напряжения емкость конденсатора можно считать постоянной, а зависимость $\text{tg } \delta(\omega)$ удастся с высокой точностью аппроксимировать выражением:

$$\text{tg } \delta(\omega) = \alpha + \beta\omega + \gamma/\omega. \quad (24)$$

Потери, определяемые членами $\beta\omega$ и γ/ω этого выражения можно найти известным методом, опи-

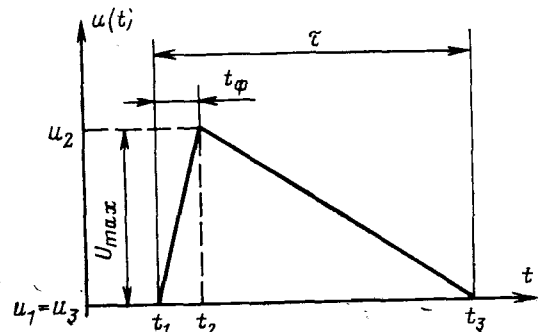


Рис. 2.

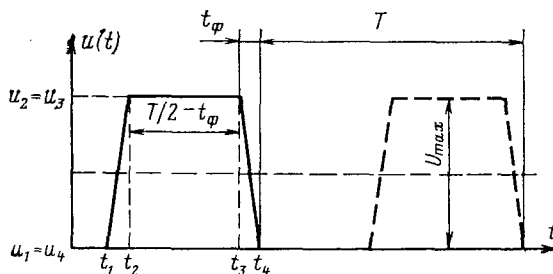


Рис. 3.

сание которого приведено в [Л. 1]. Наибольшие трудности возникают при расчете потерь, определяемых первым членом α , т. е. в тех случаях, когда угол потерь конденсатора не зависит от частоты [Л. 4 и 7].

Рассмотрим случай, когда импульсное напряжение приложено к конденсатору с параметрами $C(\omega) = C = \text{const}$, $\text{tg } \delta(\omega) = \text{tg } \delta = \text{const}$. При этом в соответствии с (3) выражение для мощности потерь будет иметь вид:

$$P = \varphi C \text{tg } \delta \sum_{k=1}^{\infty} \Phi(\omega_1 k) \omega_1. \quad (25)$$

Как и в предыдущем случае, заменим кривую импульса $u(t)$ линией $u_n(t)$ (рис. 1), приближающейся с необходимой точностью к этой кривой, тогда, переходя в (13) от непрерывной переменной ω к дискретной $\omega_1 k$ (при конечном значении q), получим

$$\Phi_n(\omega_1 k) = \frac{1}{(\omega_1 k)^3} \sum_{i,n} R_{in} \cos \omega_1 k \tau_{in}.$$

Используя (17), можем записать

$$\Phi_n(\omega_1 k) = \frac{1}{(\omega_1 k)^3} \left[\sum_{i,n} R_{in} \cos \omega_1 k \tau_{in} - \sum_{i,n} R_{in} \right].$$

Преобразуя это выражение, получим

$$\Phi_n(\omega_1 k) = -\frac{2}{(\omega_1 k)^3} \sum_{i,n} \left(R_{in} \sin^2 \frac{\omega_1 k \tau_{in}}{2} \right). \quad (26)$$

Подставляя (26) вместо $\Phi(\omega_1 k)$ в (25), получим следующую формулу для расчета мощности потерь:

$$P = \frac{1}{2} \varphi C \text{tg } \delta \sum_{i,n} L_{in}, \quad (27)$$

где

$$L_{in} = -R_{in} \tau_{in}^2 T(\lambda_{in});$$

$$T(\lambda_{in}) = \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{2 \sin \frac{k \lambda_{in}}{2}}{k \lambda_{in}} \right)^2 \frac{1}{k};$$

$$\lambda_{in} = \omega_1 \tau_{in}.$$

Здесь значения $T(\lambda_{in})$ можно определить из приложения.

Отметим, что если кривая импульса напряжения совпадает с линией $u_n(t)$, то при условии $C(\omega) = \text{const}$ и $\text{tg } \delta(\omega) = \text{const}$ формула (27) дает точное значение потерь.

При расчете по данной формуле следует иметь в виду, что все указанные выше свойства матриц (G_{in}) , (H_{in}) и (S_{in}) имеет и матрица (L_{in}) . Кроме того,

$$\lim_{q \rightarrow \infty} \sum_{i,n}^m L_{in} = \sum_{i,n}^m S_{in}.$$

т. е. при достаточно большой скважности импульсов в формуле (27) вместо значений L_{in} можно подставить значения S_{in} , найденные по формуле (23).

Пример 2. На конденсаторе с параметрами $C = 1$ мкФ и $\text{tg } \delta = 0,01$ действует симметричное трапецидальное напряжение (на рис. 3 оно для удобства изображено с постоянной составляющей, равной амплитуде), имеющее в соответствии с рис. 3 $U_{\text{max}} = 200$ В, $t_{\phi} = 50$ мкс. Частота напряжения $f_n = 1/T = 500$ Гц.

Нужно определить мощность потерь в конденсаторе при условии, что его параметры C и $\text{tg } \delta$ не зависят от частоты.

Как видно из рис. 3, в данном случае $u_n(t) = u(t)$, а $m = 4$. Координаты точек изгиба линии $u_n(t)$ следующие: $t_1 = 0$; $u_1 = 0$; $t_2 = 50$ мкс; $u_2 = 200$ В; $t_3 = 1000$ мкс; $u_3 = 200$ В; $t_4 = 1050$ мкс, $u_4 = 0$.

По формуле (11) найдем:

$\Pi_1 = -4$ В/мкс; $\Pi_2 = 4$ В/мкс; $\Pi_3 = 4$ В/мкс; $\Pi_4 = -4$ В/мкс.

Далее, используя формулы (14), (16) и (27), а также данные приложения, получим

$$P = \frac{1}{2} \varphi C \text{tg } \delta \sum_{i,n}^4 L_{in} \approx 0,5148 \text{ Вт},$$

где

$$(L_{in}) = \begin{pmatrix} 0 & 13,51 & 681,85 & -679,19 \\ 0 & 0 & -679,20 & . \\ . & . & . & . \\ . & . & . & . \end{pmatrix} \cdot 10^4 \text{ В}^2.$$

Точки в данной матрице означают, что она симметрична относительно обеих своих диагоналей (функция $u_n(t)$ в данном случае симметрична: при соответствующем выборе начала координат она будет четной).

В данном примере расчет можно произвести также по следующей простой формуле, которую нетрудно получить из (27) для симметричного трапецидального напряжения

$$P = 2U_{\text{max}}^2 \varphi C \text{tg } \delta [T(\alpha) - Q(\alpha)],$$

где

$$\alpha = 2\pi t_{\phi}/T;$$

$$Q(\alpha) = \frac{\pi^2 T(\pi) - (\pi - \alpha)^2 T(\pi - \alpha)}{\alpha^2}.$$

Отметим, что величина $Q(\alpha)$ слабо зависит от α , причем

$$\lim_{\alpha \rightarrow 0} Q(\alpha) = \ln 2 = 0,6931 \dots \text{ и } Q(\pi) = 0,4264 \dots,$$

поэтому ее в первом приближении можно считать постоянной.

Для значения $2,5 \leq x \leq \pi$ значение $T(x)$ можно определить приближенно по формуле

$$T(x) = \frac{\pi^2 T(\pi) - (\pi - x)^2 \ln 2}{x^2},$$

где $T(\pi) = 0,4264 \dots$,

точность которой увеличивается при $x \rightarrow \pi$.

Для значений $\pi \leq x \leq 2\pi$ $T(x)$ можно определить, используя равенство

$$x^2 T(x) = (2\pi - x)^2 T(2\pi - x).$$

Приложение. Значения функций $M(x) = \frac{x^2}{2 \cdot 4!} - \frac{x^4}{4 \cdot 6!} + \dots$; $N(x) = \frac{x^3}{3 \cdot 4!} - \frac{x^5}{5 \cdot 6!} + \dots$.

x 0,0 0,4 0,8 1,2 1,6 2,0 2,4 0,8 3,2 3,6 4,0 4,4 4,8 5,2 5,6 6,0 6,4 6,8 7,2 7,6 8,0 8,4 8,8 9,2 9,6 10,0 10,4 10,8 11,2 11,6 12,0 12,4 12,8 13,2 13,6 14,0 14,4 14,8 15,2 15,6 16,0 16,4 16,8 17,2 17,6 18,0 18,4 18,8 19,2 19,6 20,0

$M(x)$ 0,0000 0,0033 0,0132 0,0293 0,0511 0,0780 0,1092 0,1438 0,1810 0,2198 0,2593 0,2989 0,3377 0,3754 0,4115 0,4458 0,4780 0,5033 0,5366 0,5630 0,5879 0,6113 0,6335 0,6547 0,6750 0,6946 0,7136 0,7320 0,7499 0,7672 0,7841 0,8005 0,8164 0,8317 0,8466 0,8610 0,8749 0,8885 0,9016 0,9144 0,9268 0,9390 0,9509 0,9626 0,9740 0,9852 0,9962 1,0095 1,0174 1,0277 1,0378

$N(x)$ 0,0000 0,0009 0,0070 0,0233 0,0541 0,1027 0,1714 0,2615 0,3731 0,5049 0,6552 0,8213 1,0001 1,1885 1,3834 1,5819 1,7818 1,9813 2,1793 2,3752 2,5690 2,7611 2,9520 3,1426 3,3336 3,5256 3,7190 3,9140 4,1107 4,3089 4,5080 4,7078 4,9078 5,1076 5,3068 5,5054 5,7033 5,9006 6,0975 6,2943 6,4910 6,6882 6,8859 7,0840 7,2829 7,4822 7,6822 7,8824 8,0817 8,2809 8,4805

При $x \rightarrow \infty$ значения $M(x)$ и $N(x)$ стремятся к значениям функций $M(x) = \frac{1}{2} (\ln x - 0,922\dots)$; $N(x) = \frac{1}{2} (x - \pi)$.

Значения функции $T(x) = \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{\sin k \frac{x}{2}}{k \frac{x}{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{k}$.

x 0,35 0,40 0,45 0,50 0,55 0,60 0,65 0,70 0,75 0,80 0,85 0,90 0,95 1,00 1,05 1,10 1,15 1,20 1,25 1,30 1,35 1,40 1,45 1,50 1,55 1,60 1,65 1,70 1,75 1,80 1,85 1,90 1,95 2,00 2,05 2,10 2,15 2,20 2,25 2,30 2,35 2,40 2,45 2,50

$T(x)$ 2,5507 2,4174 2,3000 2,1949 2,0999 2,0133 1,9337 1,8601 1,7916 1,7276 1,6674 1,6108 1,5574 1,5068 1,4588 1,4130 1,3694 1,3277 1,2877 1,2494 1,2126 1,1772 1,1431 1,1102 1,0785 1,0479 1,0183 0,9897 0,9619 0,9350 0,9089 0,8835 0,8589 0,8349 0,8118 0,7891 0,7671 0,7457 0,7248 0,7045 0,6847 0,6654 0,6454 0,6281

При достаточно малых значениях x , обозначив $dz = x$ и $z = kx$, сумму в выражении для функции $T(x)$ можно заменить интегралом:

$$T(x) \approx \int_x^{\infty} \frac{\sin^2 \frac{z}{2}}{\left(\frac{z}{2}\right)^2} \frac{dz}{z} = \frac{2 \sin^2 \frac{x}{2}}{x^2} + \frac{\sin x}{x} - \ln x + \frac{x^2}{2 \cdot 2!} - \frac{x^4}{4 \cdot 4!} + \dots$$

Для значений x , близких к нулю, полученное выражение можно несколько упростить:

$$T(x) \approx 1,5 - \ln x.$$

Эту формулу можно использовать для приближенного расчета $T(x)$ при $x < 0,35$. Погрешность ее уменьшается при $x \rightarrow 0$ и для $x = 0,35$ составляет 0,035%.

Выводы. 1. Если во всем частотном спектре импульсного напряжения емкость конденсатора постоянна, а зависимость $\lg \delta(\omega)$ может быть представлена выражением (24), то предлагаемый метод расчета позволяет получить точное значение потерь для любой формы и скважности импульсов.

2. Если скважность импульсов достаточно велика ($q > 2$), а в области частот между двумя соседними гармониками импульсного напряжения емкость и угол потерь конденсатора изменяются незначительно, то данный метод может обеспечить высокую точность расчета потерь при произволь-

ных зависимостях емкости и угла потерь от частоты, причем чем больше скважность импульсов, тем выше точность расчета.

3. Данный метод наиболее целесообразно применять в тех случаях, когда ряд Фурье, которым может быть представлено импульсное напряжение, сходится очень медленно (например, когда на конденсаторе действуют импульсы напряжения с большой крутизной фронта или сложной формой), либо когда кривую напряжения можно аппроксимировать относительно небольшим числом отрезков прямых.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. Л.: Энергия, 1969.
2. Ермуратский В. В., Ермуратский П. В. Определение параметров схемы замещения диэлектрика и расчет потерь при несинусоидальном напряжении. — Электричество, 1975, № 11, с. 73—75.
3. Ануфриев Ю. А. Расчет потерь в конденсаторах, работающих в импульсном режиме. — В кн.: Электронная техника. Сер. 8. Радиодетали, 1968, вып. 4(13).
4. Ермуратский В. В., Ермуратский П. В. Расчет мощности тепловыделения в конденсаторах при типовых формах напряжения. Электричество, 1976, № 11, с. 45—51.
5. Теория линейных электрических цепей/ Афанасьев Б. П., Гольдин О. Е., Кляцкин И. Г., Пинес Г. Я. М.: Высшая школа, 1973.
6. Пискунов Н. С. Дифференциальное и интегральное исчисления. Т. 1. М.: Наука, 1976.
7. Гончаров Ю. П., Панасенко Н. В., Ермуратский В. В. Расчет допустимого напряжения на коммутирующих конденсаторах в автономных инверторах. — Электротехника, 1975, № 7, с. 15—18.

[15.12.1977]



Торможение массивных проводников импульсным магнитным полем

Канд. техн. наук БОНДАЛЕТОВ В. Н., инж. ТЮТКИН В. А.

Отделение ВЭИ в г. Истра

Задачу торможения массивных проводников необходимо решать при разработке быстродействующих индукционно-динамических механизмов (ИДМ), в которых подвижные части перемещаются со скоростью несколько десятков метров в секунду. Использование импульсного магнитного поля (ИМП) позволяет осуществлять плавное безударное торможение и упростить конструкцию подвижной части ИДМ [Л. 1 и 2].

Настоящая статья посвящена исследованию различных схем торможения проводника, движущегося с начальной скоростью v_0 , ИМП, создаваемым при разряде конденсаторной батареи на плоскую спиральную катушку-индуктор (рис. 1).

Математическое описание процесса торможения. Процесс торможения проводника можно описать дифференциальными уравнениями теории электрических цепей и механики в безразмерном виде:

$$\rho_1 j_1 + (1 + \lambda_0) \frac{dj_1}{d\tau} + \mu \frac{dj_2}{d\tau} + j_2 \frac{d\mu}{d\tau} = \varphi; \quad (1)$$

$$\rho_2 j_2 + \frac{dj_2}{d\tau} + \mu \frac{dj_1}{d\tau} + j_1 \frac{d\mu}{d\tau} = 0; \quad (2)$$

$$\frac{d\varphi}{d\tau} = -j_1; \quad (3)$$

$$\frac{d\varepsilon}{d\tau} = v^*; \quad (4)$$

$$\frac{d^2\varepsilon}{d\tau^2} = \frac{j_1 j_2}{\sigma} \frac{d\mu}{d\varepsilon} - \frac{f_c}{\sigma}. \quad (5)$$

Начальные условия при $\tau=0$: $\frac{d\varepsilon}{d\tau}(0) = v_0^*$; $\varepsilon(0) = 0$; $\varphi(0) = 1$; $j_1(0) = j_2(0) = 0$.

Связь между размерными и безразмерными переменными, а также размерными и безразмерными параметрами и критериями подобия устанавливается соотношениями:

$$j_1 = \frac{i_1}{U_0 \sqrt{C/L_1}}; j_2 = \frac{i_2}{U_0 \sqrt{C/L_2}}; \varphi = \frac{U}{U_0}; \mu = \frac{M}{L_1};$$

$$\rho_1 = \frac{r_1}{\sqrt{L_1/C}}; \rho_2 = \frac{r_2}{\sqrt{L_2/C}}; \lambda_0 = \frac{L_0}{L_1}; \varepsilon = \frac{x}{D_0};$$

$$\sigma = \frac{mD_0^2}{C^2 U_0^2 L_1}; f_c = \frac{F_c D_0}{C U_0^2}; v^* = \frac{v}{D_0 \sqrt{L_1/C}}; \tau = \frac{t}{\sqrt{L_1/C}}.$$

Здесь i_1, i_2 — ток в индукторе и проводнике соответственно; U_0 — начальное напряжение на бата-

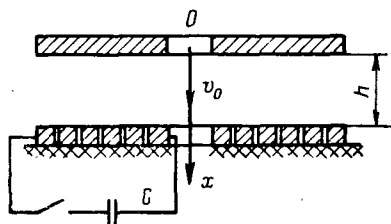


Рис. 1. Расчетная индукторная система с емкостным накопителем энергии.

рее конденсаторов; L_1, L_2, r_1, r_2 — индуктивности и сопротивления индуктора и проводника; M — взаимная индуктивность между индуктором и проводником; λ_0 — паразитная индуктивность; C — емкость накопителя; x — координата перемещения проводника; D_0 — средний диаметр индуктора; m — масса проводника; F_c — сила сопротивления движению проводника; v — скорость проводника.

Аналогичные безразмерные переменные и критерии подобия для процесса аксиального индукционного ускорения проводников получены в [Л. 3].

Для взаимной индуктивности M , зависящей от геометрических размеров проводника и индуктора, а также расстояния между ними, принята аппроксимация:

$$M = M_0 e^{-A(\xi + \varepsilon_e)}, \quad (6)$$

где $A = f(\alpha)$; $\alpha = a/D_0$ — относительная ширина токовой полосы индуктора; $\xi = h/D_0$; ε_e — начальное и конечное расстояния между индуктором и проводником.

Предполагаем, что индуктор и проводник имеют одинаковые геометрические размеры, в этом случае можно принять $M_0 = L_1 = L_2 = L$.

Из уравнений (1)–(5) следует, что процесс торможения проводника зависит от десяти безразмерных критериев подобия: $\sigma, \rho_1, \rho_2, \lambda_0, v_0^*, \xi, \varepsilon_e, \alpha, f_c$. Учесть влияние одновременно всех критериев довольно сложно, и даже применение ЦВМ приводит к большим затратам труда и времени, поэтому будем рассматривать влияние каждого критерия при фиксированных остальных с целью отыскания диапазона их оптимальных значений. Кроме того, считаем, что торможение проводника осуществляется только за счет электромагнитных сил, т. е. сила сопротивления f_c близка к нулю и влияния на процесс не оказывает. Система дифференциальных уравнений (1)–(5) решена на ЦВМ численным методом Рунге–Кутты 4-го порядка с автоматическим выбором шага интегрирования.

Влияние критериев подобия на эффективность торможения. При торможении ИМП имеет место рекуперация кинетической энергии проводника в электрическую энергию емкостного накопителя. Если накопитель не отключать от индуктора в то время, когда проводник приблизится к нему, возможны случаи, когда под действием электромагнитных сил проводник будет ускоряться в обратном направлении и энергия накопителя израсходуется. С этой точки зрения торможение целесообразно осуществлять при униполярном импульсе тока, отключая накопитель при переходе тока разряда через нуль. В качестве коммутатора могут быть использованы мощные тиристоры, пропускающие одну полуволну тока. В идеальном случае, когда отсутствуют джоулевы потери, т. е. $\rho_1 = \rho_2 = 0$ и проводник тормозится до нуля ($v_e^* = 0$),

энергия, остающаяся в накопителе, равна:

$$W_{c,e}^* = \frac{1}{2} + \frac{\sigma v_0^{*2}}{2}. \quad (7)$$

Таким образом, энергия накопителя увеличивается ровно на значение начальной кинетической энергии проводника, а конденсатор заряжается до напряжения больше номинального:

$$\varphi_e = \sqrt{1 + \sigma v_0^{*2}}. \quad (8)$$

В общем случае имеют место диссипативные потери, т. е. ρ_1 и ρ_2 не равны нулю. Для того чтобы после отключения иметь запас энергии в накопителе не меньше первоначальной, должно выполняться условие:

$$\frac{\sigma(v_0^{*2} - v_e^{*2})}{2} \geq \int_0^{\tau_T} j_1^2 \rho_1 d\tau + \int_0^{\tau_T} j_2^2 \rho_2 d\tau. \quad (9)$$

Здесь τ_T — время торможения.

Относительные активные сопротивления ρ_1 и ρ_2 двояко влияют на процесс торможения проводника, а следовательно, и на конечную скорость v_e^* .

Влияние их проявляется не только из-за джоулевых потерь, но и из-за изменения фазы индуцированного тока. При совпадении знаков тока в индукторе и проводнике возникают притягивающие усилия, в результате чего скорость v_e^* несколько возрастает, т. е. эффективность торможения снижается.

Анализ приведенных на рис. 2, а зависимостей показывает, что сопротивления ρ_1 и ρ_2 в разной степени влияют на процесс торможения. Сопротивление ρ_1 оказывает более сильное влияние на эффективность торможения, поскольку в первичной цепи протекает больший ток, и большее значение имеют джоулевы потери. Поэтому при $\rho_1 > \rho_2$ конечная скорость v_e^* проводника больше, а при $\rho_1 < \rho_2$ меньше, чем при $\rho_1 = \rho_2$. С ростом ρ_1 и ρ_2 эффективность торможения снижается.

Значительное влияние на конечную скорость проводника оказывает критерий σ (рис. 2, б), являющийся относительной массой проводника и устанавливающий связь между электрическими и механическими параметрами индукторной системы и накопителя. С увеличением σ эффективность торможения снижается, так как импульс электромагнитных сил оказывается недостаточным, чтобы уменьшить скорость проводника.

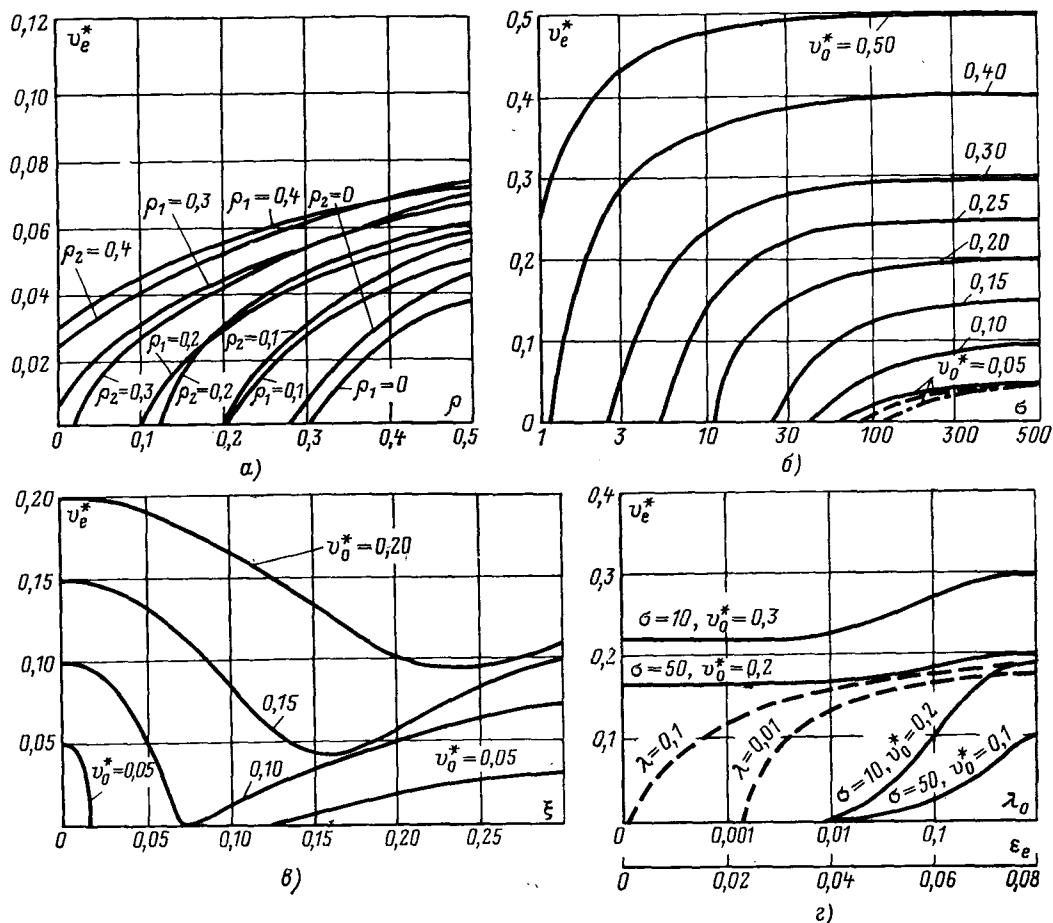


Рис. 2. Зависимость конечной скорости проводника от относительных активных сопротивлений (а), от массы σ (б), от начального расстояния ξ при униполярном импульсе тока (в), от λ_0 и ϵ_e (г).

а — $\lambda_0=0,01$; $\xi=0,1$; $\epsilon_e=0,02$; $\sigma=50$; $v_0^*=0,1$; б — $\rho_1=0,2$; $\rho_2=0,15$; $\lambda_0=0,01$; $\xi=0,1$; $\epsilon_e=0,02$; — — — — — при униполярном импульсе тока; — — — — — при колебательном разряде; — — — — — при шунтировании накопителя; в — $\rho_1=0,1$; $\rho_2=0,2$; $\lambda_0=0,01$; $\epsilon_e=0,02$; $\sigma=50$; г — для сплошных кривых $\rho_1=0,1$; $\rho_2=0,2$; $\xi=0,1$; $\epsilon_e=0,02$; для пунктирных кривых — $\rho_1=0,25$; $\rho_2=0,2$; $\xi=0,1$; $\sigma=10$; $v_0^*=0,2$.

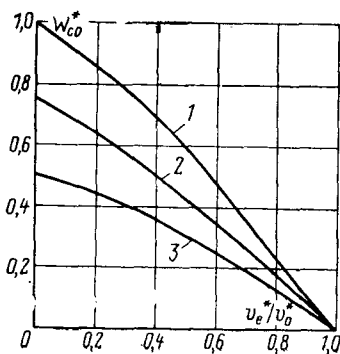


Рис. 3. Зависимость относительной энергии накопителя от отношения v_e^*/v_0^* при различных схемах торможения ($v_0^*=0,05$, $\xi=0,1$, $\rho_1=0,2$, $\rho_2=0,15$).

1 — униполярный разряд; 2 — колебательный разряд; 3 — шунтирование (кребар).

С ростом начальной скорости v_0^* эффективное торможение достигается при меньших значениях относительной массы σ , поэтому при разработке подобного рода тормозных систем необходимо либо уменьшить массу проводника, либо увеличить энергию накопителя в основном за счет напряжения, поскольку увеличение емкости приводит, как правило, к возрастанию относительных сопротивлений ρ_1 и ρ_2 .

Особый интерес представляет анализ влияния на конечную скорость v_e^* проводника относительного начального расстояния ξ , так как по этому параметру довольно просто осуществлять управление моментом разряда накопителя на индуктор. Оказывается, что существует оптимальное значение ξ , при котором скорость v_e^* проводника минимальна (рис. 2,в). При малых значениях ξ ток не успевает нарасти до максимального значения, так как проводник, обладая начальной скоростью, достаточно быстро проходит это расстояние и ударяется в индуктор.

При больших ξ процесс торможения длится несколько полупериодов (в случае колебательного разряда), возрастают джоулевы потери, эффективность торможения падает. При униполярном импульсе тока конечная скорость проводника увеличивается, поскольку, когда он входит в зону эффективного взаимодействия, ток в цепи отсутствует.

С увеличением начальной скорости v_0^* минимум зависимости $v_e^*(\xi)$ смещается в область больших ξ , а абсолютное значение минимума возрастает. Существенное влияние на эффективность процесса торможения проводника оказывает также конечное расстояние (зазор) между индуктором и проводником ϵ_e и собственная индуктивность источника λ_0 (рис. 2,г).

Увеличение конечной скорости v_e^* проводника с ростом ϵ_e вызвано ухудшением электромагнитной связи контуров и уменьшением плотности электромагнитных сил в зазоре. Собственная индуктивность источника λ_0 уменьшает коэффициент передачи энергии от накопителя в индуктор, в результате чего эффективность торможения уменьшается. Необходимо заметить, что λ_0 при торможении оказывает большее влияние, чем при ускорении проводников [Л. 3]. Если при ускорении этот параметр оказывает существенное влияние при $\lambda_0 > 0,1$, то в данном случае — уже при $\lambda_0 > 0,01$. Объясняется это тем, что при ускорении суммарная индуктивность системы увеличивается,

а в процессе торможения уменьшается, следовательно, и уменьшается коэффициент передачи энергии в индуктор. Параметр α существенного влияния на процесс не оказывает и в большинстве расчетов принят равным 0,6—0,7.

Сравнение различных схем торможения. При разработке устройств торможения ИМП необходимо обеспечить требуемую эффективность торможения при минимальных габаритах и весе накопителя. Используя результаты вышеприведенных исследований, можно подобрать оптимальные параметры системы. Представляет также интерес рассмотреть различные схемные решения как средства повышения эффективности процесса. Рассмотрим три возможных случая: униполярный разряд, колебательный разряд и шунтирование (кребар). Из приведенных на рис. 2,б зависимостей ($v_0^*=0,05$) следует, что при одинаковых значениях критерия σ в режиме шунтирования конечная скорость меньше, чем при униполярном импульсе и колебательном разряде. При шунтировании торможение происходит практически при постоянном токосцеплении, в результате чего среднее за время процесса значение силы больше по сравнению с двумя другими случаями.

На рис. 3 приведена зависимость относительной энергии W_{c0}^* накопителя от отношения v_e^*/v_0^* . Здесь

$$W_{c0}^* = W_{c0}/W_{c,6}; \quad W_{c0} = \frac{mD_0^2}{2\sigma\omega_0^2};$$

$W_{c,6}$ — базисная энергия, равная энергии накопителя при униполярном импульсе тока и $v_e^*=0$; $\omega_0=1/\sqrt{L_0C}$ — круговая частота тока при разряде на холостой индуктор.

Из анализа этих зависимостей следует, что наибольшей энергией, и следовательно габаритами, обладает накопитель в случае униполярного импульса тока, а наименьшей — при шунтировании.

Однако необходимо учитывать, что энергия, остающаяся в накопителе при униполярном импульсе тока, может быть использована, например, для последующего ускорения проводника. Но и в этом случае энергия, необходимая для торможения, больше, чем при шунтировании и близка к энергии при колебательном разряде.

Выводы. 1. Наиболее существенными критериями, характеризующими особенности и эффективность процесса торможения, являются относительная масса σ , активные сопротивления ρ_1 , ρ_2 и начальное расстояние ξ . Существует оптимальное значение ξ , при котором конечная скорость минимальна.

2. Значительное влияние на эффективность торможения оказывает также конечный зазор между индуктором и проводником ϵ_e и собственная индуктивность источника λ_0 . Необходимо стремиться к уменьшению значений этих параметров.

3. В ряде случаев торможение целесообразно осуществлять при униполярном импульсе тока, используя затем оставшуюся в накопителе энергию, например для ускорения проводника.

4. Схема с шунтированием емкостного накопителя при переходе напряжения через нулевое значение является оптимальной с точки зрения эффективного торможения при минимальной энергоемкости и габаритах накопителя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Блудов А. И., Еленкин А. М., Ивашин В. В. Быстродействующий возвратно-поступательный механизм с электро-

магнитным ускорением и торможением якоря. — ПТЭ, 1973, № 4.

2. А. с. № 535611 (СССР). Привод быстродействующего коммутационного аппарата/ Однорал А. П., Тютюкин В. А., Чернов Е. Н. Оpubл. в Б. И., 1976, № 42.

3. Андреев А. Н., Бондалетов В. Н. Индукционное ускорение проводников и высокоскоростной привод. — Электричество, 1973, № 10.

[11.1.1978]

УДК 621.313.332.012.001.24

Самовозбуждение асинхронного генератора со стабилизирующим устройством

ОСАДЧИЙ Ю. М., КАПЛЕНКО В. К.

Краснодар

Асинхронные генераторы (АГ) с возбуждением от конденсаторов находят все более широкое применение в качестве источников электрической энергии в авиационной технике, дорожном строительстве, лесном хозяйстве [Л. 1]. Работ по исследованию возбуждения АГ достаточно много [Л. 2]. При этом АГ рассматривается без регуляторов, например, устройств стабилизации напряжения.

Подключение к АГ нагрузки, особенно активно-индуктивной, например двигателей электроинструмента, сопровождается значительным уменьшением напряжения. Вследствие этого мобильные АГ снабжают устройствами, стабилизирующими напряжение. Известно значительное количество схем стабилизации, различных как в части входных координат регуляторов, так и технических средств, реализующих идеи стабилизации. Ввиду этого возникает необходимость сравнения эффективности стабилизирующих устройств, анализа процесса возбуждения, а также выбора средств стабилизации, удовлетворяющих поставленным требованиям. Представляется целесообразной разработка общей методики задачи анализа АГ при наличии тех или иных средств стабилизации, не ограниченной порядком дифференциальных уравнений системы, что имеет место, например при анализе с помощью круговых векторных диаграмм.

Асинхронный генератор является автоколебательной системой. Поиск метода анализа АГ основан на фундаментальном положении о том, что «самовозбуждение машин ... относится к категории явлений электромагнитной неустойчивости ... и должно трактоваться с позиций теории устойчивости обобщенных движений» [Л. 2]. Анализ автоколебательных режимов систем обычно выполняют, основываясь на методах малого параметра Булгакова или гармонического баланса. Первый из них, дающий возможность аналитического решения, затруднительно применять при высоком порядке систем дифференциальных уравнений стабилизирующего устройства и нагрузки. Метод гармонического баланса позволяет решить поставленную задачу. Асинхронная машина как нелинейная автоколебательная система рассмотрена, например, в [Л. 3].

В [Л. 4] сделана попытка произвести анализ с применением метода гармонического баланса процессов в АГ со стабилизирующим устройством конкретного вида. В настоящей статье поставленная выше задача решается в общем виде для регулятора (стабилизирующего устройства), описываемого некоторым оператором, например дифференциальными уравнениями или передаточными функциями. При этом согласно принятому методу в отличие от полных или линеаризованных уравнений Парка — Горева необходимо выделить уравнение нелинейной части системы.

Для того чтобы воспользоваться указанным методом, составим операторные уравнения, описывающие процессы в системе «АГ — стабилизирующее устройство — нагрузка». Преобразования Лапласа для токов ротора $I_p(p)$ и статора $I_c(p)$ связаны с преобразованиями для соответствующих э. д. с. $E_p(p)$ и $E_c(p)$ через передаточные функции цепей ротора $W_1(p)$ и статора $W_2(p)$ со стабилизирующим устройством и нагрузкой:

$$I_p(p) = W_1(p) E_p(p); \quad (1)$$

$$I_c(p) = W_2(p) E_c(p). \quad (2)$$

Преобразования Лапласа для э. д. с. ротора $E_p(p)$ и статора $E_c(p)$ связаны законом электромагнитной индукции с преобразованием для главного магнитного потока машины $\Phi(p)$, сцепляющегося с ротором, вращающимся с частотой Ω , и со статором. В неподвижной системе координат уравнения э. д. с. представляются следующим образом:

$$E_p(p) = -\omega_p(p - j\Omega) \Phi(p); \quad (3)$$

$$E_c(p) = -\omega_c p \Phi(p), \quad (4)$$

где ω_p — число витков фазы ротора, умноженное на обмоточный коэффициент (в случае ротора типа «беличья клетка» он равен единице); ω_c — число витков на фазу статора, умноженное на обмоточный коэффициент.

Из связей индукции в железе с индукцией в зазоре

$$B = B_s \frac{t_1}{\gamma b_z}$$

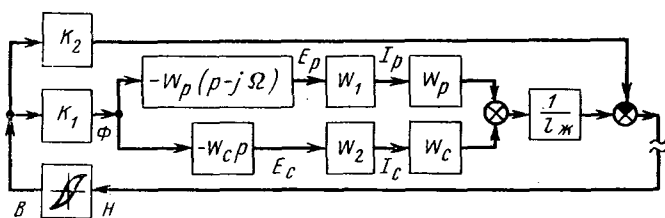


Рис. 1.

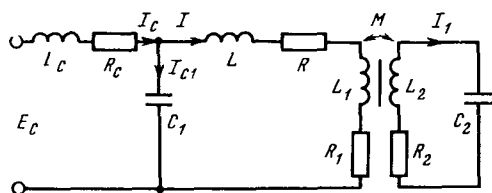


Рис. 2.

и индукции в зазоре с магнитным потоком [Л. 5]

$$B_{\delta} = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i}$$

найдем связь преобразования Лапласа для магнитного потока с преобразованием индукции:

$$\left. \begin{aligned} \Phi(p) &= K_1 B(p); \\ K_1 &= \frac{t_i}{\gamma b_z \alpha_i l_i \tau}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где t_i — зубцовое деление; γ — коэффициент заполнения якоря сталью; b_z — ширина зубца в части, прилегающей к зазору; α_i — коэффициент магнитного перекрытия; l_i — продольная активная длина якоря; $\tau = b_i / \alpha_i$; b_i — длина теоретической полюсной дуги; $b_i \approx b_{\pi} + 2\delta$, b_{π} — конструктивная длина полюсной дуги; δ — воздушный зазор.

Закон полного тока для магнитной цепи АГ:

$$I_p \omega_p + I_c \omega_c = H_p l_p + H_c l_c + H_b l_b,$$

где H_p , H_c , H_b — напряженности магнитного поля соответственно в роторе, статоре и воздушном зазоре; l_p , l_c , l_b — длина средних силовых линий в роторе, статоре и воздушном зазоре.

Приняв $H_p = H_c$, что практически выполняется при правильном конструировании магнитопроводов ротора и статора, и учтя связь напряженности магнитного поля и индукции в зазоре $H_b = 0,8 \cdot 10^6$ В, найдем связь преобразования Лапласа для напряженности магнитного поля с преобразованием для соответствующих переменных в виде

$$H(p) = -\frac{\omega_p}{I_{ж}} I_p(p) + \frac{\omega_c}{I_{ж}} I_c(p) - K_2 B(p); \quad (6)$$

где

$$K_2 = 0,8 \cdot 10^{-6} \frac{l_b}{I_{ж}}; \quad I_{ж} = I_p + I_c.$$

Индукция нелинейно связана с напряженностью магнитного поля:

$$B(p) = B[H(p)]. \quad (7)$$

Таким образом, АГ представлен системой уравнений (1)–(7). На рис. 1 показана структурная

схема АГ, описываемого этой системой. Нелинейная зависимость $B(H)$ в процессе работы АГ имеет вид гистерезисной петли. Выполнив гармоническую линеаризацию нелинейности $B(H)$, получим эквивалентную передаточную функцию нелинейного элемента [Л. 6]:

$$\left. \begin{aligned} W_H(A) &= q(A) + jq'(A); \\ q(A) &= \frac{K}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} + \arcsin \left(1 - \frac{2H_0}{A} \right) + \right. \\ &\quad \left. + 2 \left(1 - \frac{2H_0}{A} \right) \sqrt{\frac{H_0}{A} \left(1 - \frac{H_0}{A} \right)} \right]; \\ q' &= -\frac{4KH_0}{\pi A} \left(1 - \frac{H_0}{A} \right), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где A — амплитуда гармоники H ; H_0 — коэрцитивная сила; $K = \tan \beta$, β — угол наклона петли к оси напряженностей. Для вычисления реальных q и q' необходимо иметь гистерезисные петли, снятые, например, экспериментально. Гармоническую линеаризацию предельного цикла можно выполнить по формулам для нелинейности «петли гистерезиса с насыщением» [Л. 6]. Передаточная функция ротора, как следует из соответствующего дифференциального уравнения, имеет вид:

$$W_1(p) = \frac{I_p(p)}{E_p(p)} = \frac{1}{L_p(p - j\omega) + R_p}. \quad (9)$$

Для получения передаточных функций $W_2(p)$ необходимо по схеме статорной цепи составить систему дифференциальных уравнений. В качестве примера рассмотрим схему рис. 2, где L_c , R_c — индуктивность и активное сопротивление статора (обмотки статора и намагничивающей цепи); L , R — индуктивность и активное сопротивление нагрузки; C_1 — емкость конденсаторов возбуждения; L_1 , R_1 — индуктивность и активное сопротивление первичной обмотки трансформатора стабилизирующего устройства; L_2 , R_2 , C_2 — индуктивность, активное сопротивление и емкость во вторичной цепи трансформатора; M — взаимная индуктивность обмоток трансформатора; I_c , I_{c1} , I — токи статора, конденсаторов возбуждения и нагрузки соответственно; I_1 — ток вторичной цепи трансформатора.

Составим уравнения статорной цепи для получения передаточных функций, соответствующих различным вариантам схемы рис. 2.

Режим холостого хода, цепь тока I разомкнута: из уравнения

$$E_c(p) = \left(L_c p + R_c + \frac{1}{C_1 p} \right) I_c(p)$$

получим передаточную функцию

$$W_{2x}(p) = \frac{C_1 p}{L_c C_1 p^2 + R_c C_1 p + 1}.$$

Короткое замыкание зажимов конденсаторов возбуждения, цепь тока I разомкнута. Тогда передаточная функция

$$W_{2k}(p) = \frac{1}{L_c p + R_c}.$$

Можно показать также, что без стабилизирующего устройства ($L_1=R_1=M=0$) при подключенной нагрузке искомые передаточные функции имеют следующий вид:

нагрузка активная ($L=0$)

$$W_{2R}(p) = \frac{RC_1 p + 1}{L_c C_1 R p^2 + (L_c + R_c R C_1) p + R + R_c};$$

нагрузка активно-индуктивная

$$W_{2H}(p) = \frac{LC_1 p^2 + RC_1 p + 1}{LL_c C_1 p^3 + C_1 (L_c R + L R_c) p^2 + (L + L_c + R_c R C_1) p + R + R_c}.$$

При включении в статорную цепь активно-индуктивной нагрузки и стабилизирующего устройства схему рис. 2 опишем системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} Z_c(p) I_c(p) + U_{c1}(p) &= E_c(p); \\ -Z_1(p) I(p) + U_{c1}(p) &= 0; \\ -Z_{c1}(p) I_{c1}(p) + U_{c1}(p) &= 0; \\ [Z_T(p) + Z_K(p)] I(p) + U(p) - U_{c1}(p) &= 0; \\ I_c(p) - I(p) - I_{c1}(p) &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где операторные сопротивления определяются выражениями:

$$\begin{aligned} Z_c(p) &= L_c p + R_c; \quad Z_T = L_1 p + R_1; \quad Z_{c1} = \frac{1}{C_1 p}; \\ Z_1(p) &= (L_1 + L) p + R_1 + R - \frac{M^2 C_2 p^3}{L_2 C_2 p^2 + R_2 C_2 p + 1}; \\ Z_K(p) &= - \frac{M^2 C_2 p^3}{L_2 C_2 p^2 + R_2 C_2 p + 1}. \end{aligned}$$

Из этой системы определяется передаточная функция [Л. 4]:

$$W_{2c}(p) = \frac{a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1}{b_5 p^5 + b_4 p^4 + \dots + b_1 p + b_0}.$$

Усложнение электрической схемы ведет к повышению порядка ее дифференциальных уравнений и повышению порядков числителя и знаменателя $W_2(p)$.

Возможность автоколебаний, устойчивость их, а также значения амплитуды и частоты определим по критерию Найквиста. Для этого из характеристического уравнения замкнутой системы $1 + W_H(A) W_p(p) = 0$ получим уравнение для определения амплитуды и частоты автоколебаний в виде

$$W_p(j\omega) = - \frac{1}{W_H(A)},$$

где

$$W_p(j\omega) = K_1 \left\{ \frac{\omega_p^2}{l_{ж}} j(\omega - \Omega) W_1[j(\omega - \Omega)] + \frac{\omega_c^2}{l_{ж}} j\omega W_2(j\omega) \right\} + K_2.$$

Периодическое решение будем искать графоаналитическим методом Гольдфарба. Построим в комплексной плоскости амплитудно-фазовую частотную характеристику линейной части и отрицательную эквивалентную обратную амплитудно-фазовую характеристики (АФХ) нелинейности $-\frac{1}{W_H(A)}$.

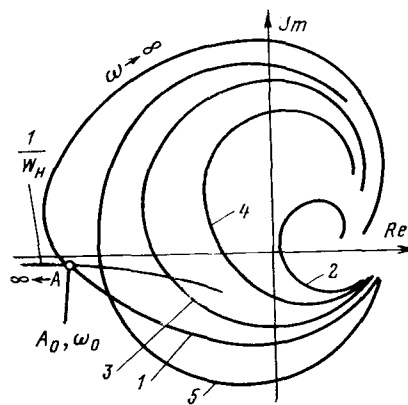


Рис. 3.

Пересечение этих характеристик указывает на возможность возникновения автоколебаний.

Рассмотрим АФХ для приведенных выше случаев (рис. 3). В случае холостого хода АФХ линейной части имеет вид кривой 1. На рис. 3 видно пересечение характеристик. Проверив возможные автоколебания на устойчивость известным образом [Л. 6], найдем, что автоколебания с частотой ω_0 и амплитудой A_0 , определяемыми отметками частоты и амплитуды в месте пересечения, являются устойчивыми, т. е. генератор возбуждается. При коротком замыкании линейная часть имеет АФХ, представленную кривой 2, не заходящей в третий квадрант. Пересечение характеристик исключено, генератор не возбуждается. В случае сопротивления нагрузки, отличного от нуля, АФХ линейной части расположена между кривыми 1 и 2, при этом возможны два случая в зависимости от величины и характера нагрузки: значительная часть АФХ находится в третьем квадранте (кривая 3) или эта часть незначительна (кривая 4). Соответственно может быть сделан вывод о возможности автоколебаний или их отсутствии (потере возбуждения АГ под нагрузкой). При наличии рассмотренного стабилизирующего устройства АФХ линейной части принимает вид кривой 5, из которой следует, что устойчивые автоколебания возможны. Поскольку остаточное намагничивание элементов магнитной цепи машины не участвует в анализе, подтверждается то, что «... самовозбуждение может возникнуть и при полном отсутствии остаточного магнетизма ...», если данная система неустойчива в малом» [Л. 2].

Точность вычисления значений амплитуды и частоты колебаний по рассмотренной методике приемлема для инженерной практики. Так, например, для системы с параметрами (генератор «Дружба» на основе асинхронной машины К-6 с рассмотренной схемой стабилизирующего устройства):

$$\begin{aligned} R &= 17,5 \text{ Ом}, \quad R_1 = 0,345 \text{ Ом}, \quad R_2 = 1,06 \text{ Ом}, \quad R_c = 0,7 \text{ Ом}, \\ R_p &= 1,82 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}, \quad L = 14 \cdot 10^{-3} \text{ Г}, \quad L_1 = 18 \cdot 10^{-5} \text{ Г}, \\ L_2 &= 9,7 \cdot 10^{-4} \text{ Г}, \quad L_c = 24,4 \cdot 10^{-3} \text{ Г}, \quad L_p = 0,172 \cdot 10^{-6} \text{ Г}, \\ M &= 41,8 \cdot 10^{-5} \text{ Г}, \quad C_1 = 27 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}, \quad C_2 = 10,8 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}, \\ K_1 &= 4,65 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2, \quad K_2 = 422 \text{ А} \cdot \text{м}^{-1} \cdot \text{Т}^{-1}, \quad \omega_p = 0,5, \\ \omega_c &= 92, \\ l_{ж} &= 0,216 \text{ м}, \quad \Omega = 1256 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}. \end{aligned}$$

и вычисленными по экспериментально снятым гистерезисным петлям:

$$\begin{aligned} A=4 \cdot 10^3, q=3,498 \cdot 10^{-4}, q'=-3,1 \cdot 10^{-6}; \\ A=3 \cdot 10^3, q=4,56 \cdot 10^{-4}, q'=-5,6 \cdot 10^{-6}; A=10^3, \\ q=1,39 \cdot 10^{-3}, q'=-5,04 \cdot 10^{-5}; A=5 \cdot 10^2, q=2,73 \times \\ \times 10^{-3}, \\ q'=-2,01 \cdot 10^{-4}; A=3 \cdot 10^2, q=4,3 \cdot 10^{-3}, q'=5,6 \times \\ \times 10^{-4}; \\ A=70, q=6,6 \cdot 10^{-3}, q'=-9 \cdot 10^{-5}; A=51, q=6,3 \times \\ \times 10^{-3}, \\ q'=-1,2 \cdot 10^{-4}; A=33, q=4,8 \cdot 10^{-3}, q'=-1,29 \times \\ \times 10^{-4}. \end{aligned}$$

С помощью АФХ получены: $\omega_0=1185 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$, $U_{m0}=315 \text{ В}$. Эксперимент дает значения $\omega'_0=1230$, $U'_{m0}=292$. При этом отсутствуют методические ограничения на порядок дифференциальных уравнений звеньев системы, что позволяет, получив соответствующие $W_2(p)$, анализировать систему с любыми стабилизирующими устройствами, а также обоснованно выбирать параметры. Использование систем уравнений связи результирующих э. д. с. с потокосцеплениями ротора и статора [Л. 7] приводит к структуре с перекрестными нелинейными связями, что несколько усложняет расчеты по сравнению с изложенными, обеспечивая практически

такую же точность. Рассмотренная методика может представить основу для оптимального синтеза регулятора, например по критериям минимума ошибки стабилизации напряжения в статике либо минимума среднеквадратичной ошибки стабилизации в случае часто и случайно меняющихся нагрузок.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радин В. И., Винокуров В. А., Аскерко В. С. Применение асинхронных генераторов как автономных источников переменного тока. — Электротехника, 1967, № 8.
2. Щедрин Н. Н. К вопросу о емкостном самовозбуждении синхронных и асинхронных машин. — Труды института энергетики и автоматики АН УзССР, 1958, вып. 11.
3. Нетушил А. В. К расчету режимов самовозбуждения автономного асинхронного генератора. — Электричество, 1978, № 4.
4. Осадчий Ю. М. Исследование режима работы асинхронного генератора методом гармонического баланса. — Изв. вузов. Электромеханика, 1977, № 7.
5. Электрические машины и микромашины/ Брускин Д. Э. и др. М.: Высшая школа, 1971.
6. Метод гармонической линеаризации в проектировании нелинейных систем/ Под ред. Е. П. Попова и Ю. И. Топчиева. М.: Машиностроение, 1970.
7. Постников И. И. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин. М.: Высшая школа, 1975.

[15.8.1978]



УДК 621.365.3:597.312.7.001.2

Определение электрических параметров руднотермических печей методом моделирования

ВАЛЬКОВА З. А., ЖИЛОВ Г. М., ДАНЦИС Я. Б., БОЧКОВА Е. А.

Ленинград

Введение. Повышение требований к точности и надежности инженерных методов расчета оптимальных параметров руднотермических печей вызвано необходимостью создания новых мощных печей и интенсификации технико-экономических показателей действующих печей.

Существующие методы расчета базируются на теории подобия, когда опыт действующей печи, принятой за образец, переносится на проектируемую печь на основе результатов исследования упрощенной модели рабочего процесса. При этом в большинстве случаев в качестве модели рассматривается электрическое поле токов в проводящей среде. Исследование этой модели проводится либо методами аналитического расчета [Л. 1], либо методами математического моделирования с использованием аналоговой и вычислительной техники [Л. 2—4].

Аналитические методы расчета не обеспечивают достаточной точности из-за необходимости упрощения исходных положений, поэтому большинство авторов отдает предпочтение численным методам исследования с применением различных моделирующих устройств. При этом, как правило, исследования проводятся при допущении постоянства удельной электропроводности в объеме ванны печи, что не соответствует действительности. Попытка учесть непостоянство электропроводности при

математическом моделировании с использованием ЭВМ [Л. 4] не привела к успеху, так как из-за недостаточного объема памяти машины решалась задача расчета двумерного однофазного поля в декартовой системе координат, далеко не отвечающая реальным условиям объемного трехфазного поля печи, при котором требуется решение не плоской, а трехмерной объемной задачи.

Моделированию с учетом неоднородности ванны по проводимости до последнего времени препятствовали, во-первых, отсутствие достаточно надежных данных о структуре неоднородности, во-вторых, отсутствие сравнительно простого и надежного метода моделирования неоднородной ванны.

Первая проблема нашла свое решение при применении методов исследования, использующих электрическое зондирование ванны печи [Л. 5] в сочетании с комплексным изучением ее интегральных электрических характеристик, в результате которых была показана возможность разделения ванны печи на зоны с постоянной проводимостью. Решение второй проблемы стало возможным благодаря появлению несмешивающихся электролитов [Л. 6]. Известны методы моделирования, при которых неоднородность проводимости ванны учитывается либо установкой в ванне контактных перегородок, разделяющих электролиты с различными проводимостями, либо использованием различных полупро-

водящих дисперсных масс (смесь угольного порошка с тальком, кварцевым песком и т. д.) или желеобразных материалов (желатин, огар-огар), которыми заполняются различные участки ванны модели с помощью специальных шаблонов [Л. 2].

Однако применение перегородок и твердых проводящих масс в объемных моделирующих устройствах затрудняет исследование электрических полей с необходимой точностью. Изготовление же моделей довольно трудоемко и требует больших затрат времени.

Ниже излагается разработанный авторами метод моделирования электрических полей ванны руднотермических печей, основанный на использовании в качестве проводящей среды ванны несмешивающихся электролитов с различными удельными проводимостями, позволяющий повысить точность определения электрических параметров печи. Общая методика иллюстрируется на примере исследования кусочно-однородного электрического поля ванны фосфорных электропечей. Единичная мощность фосфорных печей достигает 72 МВ·А и является одной из крупнейших среди руднотермических печей.

Методика моделирования. Исходя из анализа условий работы большинства фосфорных печей и учитывая, что осуществление полного подобия при моделировании затруднительно, оказалось возможным ограничиться приближенным подобием, предположив при этом, что: печь работает в бездуговом режиме; процессы в печи — установившиеся; в ванне печи существуют зоны, в пределах которых проводимость слабопроводящей среды постоянна, а границы между зонами выражены достаточно четко.

Электрическое поле в каждой зоне однозначно определяется системой уравнений для электрического поля токов в проводящей среде вне источников э. д. с. [Л. 7]:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} E &= 0; \quad \delta = \gamma E; \\ \operatorname{div} \delta &= 0; \quad E = -\operatorname{grad} U \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

и граничными условиями: на проводящей подине печи $U_{\text{д}}=0$; на поверхности электрода, погруженного в проводящую среду ванны, $U_{\text{э}}=\text{const}$; на поверхности шихты $\partial U / \partial n = 0$; на границе раздела зон $U_{\text{к}}=U_{\text{к+1}}$ и $\gamma_{\text{к}} \frac{\partial U_{\text{к}}}{\partial n} = \gamma_{\text{к+1}} \frac{\partial U_{\text{к+1}}}{\partial n}$. Здесь E — напряженность электрического поля; δ — плотность тока проводимости; γ — удельная электропроводность среды; U — потенциал.

Подобие электрических полей слабопроводящей среды ванны печи (шлак, шихта) и модели (электролит) обеспечивалось соблюдением геометрического подобия, подобия распределения удельных проводимостей по ванне и наблюдением равенства углов сдвига между фазами векторов напряжения на электродах печи и модели. Распределение проводимостей по ванне действующих печных установок было получено с помощью электрического зондирования ванны, результаты которого убедительно показали, что структура ванны имеет ярко выраженный кусочно-однородный характер [Л. 5].

Схематичный разрез и примерное внутреннее строение ванны фосфорной печи представлены на

рис. 1 [Л. 8]. Зона твердофазных реакций представляет собой верхнюю зону печи, в которой происходит нагрев шихты от температуры колошника (около 400°C) до начала плавления минеральной составляющей (1300—1350°C) и протекают твердофазные реакции и превращения. В зоне плавления происходит образование фосфатно-кремнистого расплава, стекающего в нижние зоны печи.

Рабочая (углеродистая) зона печи отличается повышенным содержанием восстановителя (кокса), через слой которого фильтруется фосфатно-кремнистый расплав. Здесь протекают основные химические и энергетические процессы, поэтому размеры и состояние этой зоны определяют общий режим работы печи. В зонах шлака и феррофосфора происходит накопление соответственно шлака и феррофосфора. Химические и электрические процессы в них развиты незначительно, а размеры этих зон определяются режимом сливов и конструкцией печи.

Удельные электрические проводимости материалов, заполняющих ванну печи, исследовались авторами на специально разработанных установках. Результаты исследований приведены ниже.

Вещество	Удельная электрическая проводимость, См/м
Шихта фосфорного производства при температуре, °C:	
20	~10 ⁻⁸
900	~10 ⁻³
1200	~1
Расплавленный фосфорит месторождения Каратау при температуре, °C:	
1350	~10
1400	~20
1550	~40
Шлак фосфорного производства при 1400—1550°C	33—67
Кокс каменноугольный размером 3—25 мм при давлении примерно 29 400 Па (0,3 кгс/см²) и температуре, °C:	
20	20—40
800	32—63
1200	29—56
1400	33—67

Анализ результатов показывает, что проводимость зон твердофазных реакций и плавления на 2—3 порядка ниже проводимости рабочей и шлаковой зон. Это позволило моделировать две верх-

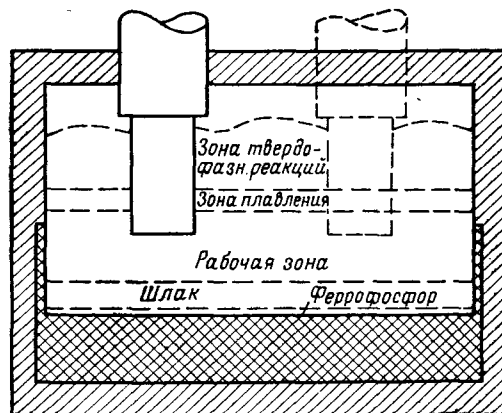


Рис. 1. Схематический разрез ванны фосфорной печи.

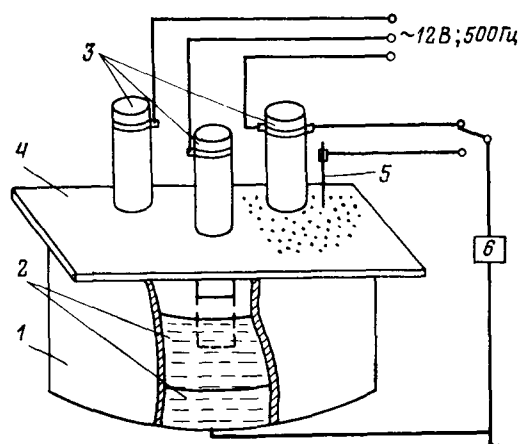


Рис. 2. Схема установки для моделирования электрических полей в ванне руднотермической печи.

ние зоны ванны печи диэлектриком (воздух). Зона феррофосфора занимает значительную часть объема ванны, проводимость ее имеет одинаковый порядок с проводимостью расплавленного металла, поэтому эта зона при моделировании отдельно не рассматривалась.

Устройство для моделирования представлено на рис. 2. Оно состоит из электролитической ванны 1, геометрически подобной ванне исследуемой печи. Слабопроводящая среда ванны моделируется несмешивающимися электролитами 2, для приготовления которых используются нерастворимые в воде спирты жирного ряда, плотность которых больше или меньше плотности воды, и слабый водный раствор медного купороса. Неоднородность по проводимости в горизонтальном направлении может быть обеспечена установкой соответствующих контактных перегородок.

В электролиты опускаются подвижные графитовые электроды 3, размеры и расположение которых геометрически подобны размерам и расположению электродов исследуемой печи. Проводящая подина печи и зона феррофосфора моделируются графитовым диском, уложенным на дно ванны. Сверху ванна накрывается крышкой из оргстекла 4, служащей одновременно для закрепления электродов и фиксации измерительного зонда.

Электрическое поле в ванне определяется с помощью измерительного блока, включающего зонд 5 со специальными приспособлениями для строго вертикального и горизонтального перемещения и прибор для измерения напряжения в исследуемых точках поля относительно нулевой точки ванны 6.

Выбор исходных данных для моделирования. Соотношение усредненных проводимостей шлаковой и рабочей зон $\alpha = \gamma_{\text{шл}}/\gamma_{\text{р,з}}$, их геометрические размеры определялись по данным измерений параметров исследуемой печи и на основании данных электрического и механического зондирования ванны.

Высота шлаковой зоны $h_{\text{шл}}$ рассчитывалась, при этом оказалось, что на действующих фосфорных печах она колеблется в пределах 0,4—0,6 м. Это хорошо согласуется с результатами электрического зондирования ванны [Л. 5].

Высота рабочей зоны $h_{\text{р,з}}$ оценивалась путем сопоставления зависимости проводимости шихтовых материалов фосфорного производства от температуры [Л. 9] с распределением температуры по высоте ванны, полученным для опытной печи методом механического зондирования [10].

Соотношение проводимостей шлаковой и рабочей зон α для фосфорной печи было определено экспериментально. На модели опытной печи при заданных средних высотах зон получена зависимость активного сопротивления ванны печи $R_{\text{п}}$ от соотношения проводимостей зон:

$$R_{\text{п}} = \frac{\alpha}{\gamma_{\text{шл}}d} (0,381h_{\text{р,з}}^* - 0,286), \quad (2)$$

где $R_{\text{п}}$ — активное сопротивление ванны печи, приведенное к одному электроду, Ом; d — диаметр электрода, м; $h_{\text{р,з}}^* = h_{\text{р,з}}/d$ — расстояние от торцевой поверхности электрода до подины, о. е.; $\gamma_{\text{шл}}$ — усредненная удельная проводимость шлаковой зоны См/м; $\gamma_{\text{р,з}}$ — усредненная удельная проводимость рабочей зоны, См/м.

На действующей печи определялись среднестатистические значения активного сопротивления ванны и расстояния «электрод — под». Решением уравнения (2) при найденных значениях $R_{\text{п}}$ и $h_{\text{р,з}}^*$ установлено, что для фосфорных печей $\alpha \approx 1,8—2,2$, т. е. усредненная удельная проводимость рабочей зоны примерно в 2 раза меньше усредненной удельной проводимости шлаковой зоны (при работе печей на регламентном сырье).

Определение параметров печи. Разработанный метод моделирования был использован при исследовании электрических полей в ваннах фосфорных печей типа РКЗ-48Ф и РКЗ-72Ф. Были получены картины полей, одна из которых представлена на рис. 3. Поле построено в вертикальном сечении, проходящем через центральную ось печи и ось одного из электродов. При снятии полей электроды располагались симметрично. Линии равного напряжения (или, точнее, линии равных модулей напряжения относительно пода) строились в процентах фазного напряжения $\left(\frac{U_{\text{изм}}}{U_{\text{ф}}} 100\%\right)$ через каж-

дые 10% (тонкие линии). Толстыми линиями на рисунке показаны направления тока в ванне печи.

Удельная объемная мощность в любой точке ванны может быть определена с достаточной для инженерной практики степенью точности с помощью картины поля по формуле [Л. 11]:

$$p \approx \gamma \left(\frac{\Delta U}{\Delta n} \right)^2,$$

где ΔU — разность значений напряжения между соседними линиями равного напряжения; Δn — расстояние между ними.

Распределение удельных объемных мощностей по ванне, рассчитанное по этой формуле с помощью электрического поля рис. 3, представлено на рис. 4. Предельное значение удельной объемной мощности на границе реакционного тигля $p_{\text{пр}}$ может быть определено из термодинамических условий протекания реакции [Л. 12]. Для фосфорных печей оно оказалось равным $p_{\text{пр}} \approx 0,5$ Вт/см³.

Таким образом, полученные картины электрического поля позволяют оценить размеры реакци-

онных тиглей вокруг электродов, что, в свою очередь, дает возможность уточнить оптимальные значения геометрических параметров ванны. Исследования на модели показали, что диаметр реакционного тигля вокруг электрода зависит в основном от рабочего напряжения и соотношения проводимостей зон. Например, для осваиваемых и вновь создаваемых мощных фосфорных печей эта зависимость (по данным моделирования) может быть представлена следующей эмпирической формулой:

$$D_T = [1,2 U_{\phi, \Pi} \alpha^{-0,85} + 20(\alpha - 1)] \cdot 10^{-2} d, \quad (3)$$

где $U_{\phi, \Pi}$ — фазное полезное напряжение.

Согласно этой зависимости при работе печи на существующем сырье ($\alpha=2$) и при номинальной мощности значение $D_T=2,17d$. При диаметре распада электродов $D_p=2,82d$, имеющем место на осваиваемых печах, расстояние между центрами соседних электродов $l=2,44d$. Следовательно, диаметр тигля должен быть $D_T \geq 2,44d$, чтобы реакционные зоны вокруг электродов в плане соприкасались или пересекались друг с другом. В противном случае повышается вероятность образования в центре ванны печи столба непроплавляемой шихты (особенно при ее работе на пониженном напряжении), что может явиться причиной неравномерного схода шихты. Полученные результаты позволили сделать вывод о том, что существует возможность увеличения мощности печной установки РКЗ-72Ф до 85—96 МВ·А без изменения габаритов ее ванны. Для вновь создаваемых печей целесообразно значение $D_p=(2,5-2,6)d$ вместо принятого $D_p=(2,8-2,9)d$.

Наряду с мощностью важнейшей электротехнической характеристикой работы печи является активное сопротивление ванны, от которого зависят электрические параметры печи и, следовательно, протекание физико-химических процессов в ванне.

Пользуясь критериями подобия электромагнитных полей и методами построения комплексов [Л. 13], из уравнений (1) можно получить следующее выражение для расчета сопротивления электропечной ванны по данным моделирования:

$$R_{\Pi} = \frac{R_{\text{мдм}} \gamma_{\text{шл, м}}}{d_{\Pi} \gamma_{\text{шл, п}}}, \quad (4)$$

где индексы «п» и «м» относятся соответственно к символам исследуемой печи и ее модели.

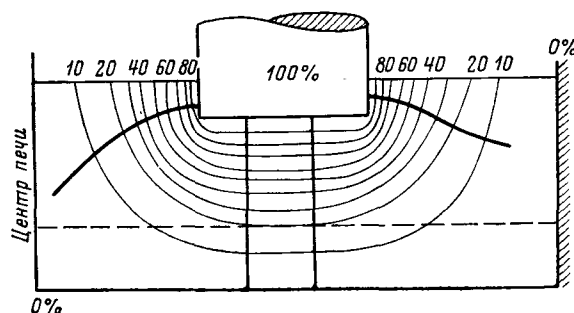


Рис. 3. Электрическое поле ванны фосфорной печи ($D_p=2,8d$; $\alpha=2$; $h_{p, \text{з}}=0,82d$; $h_{\text{шп}}=0,36d$; $h_{\text{о, п}}=0,96d$).

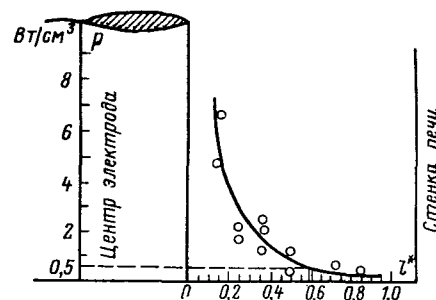


Рис. 4. Распределение удельных объемных мощностей по ванне печи РКЗ-72Ф ($l^*=l/d$; $K=R_{\Pi} d \gamma_{\text{шл}}^{-1}=0,428$; $R_{\Pi}=3,776$ МОм; $I_{\text{а}}=75,3$ кА; $U_{\phi, \Pi}=284,2$ В; $P_{\text{с}}=66$ МВт).

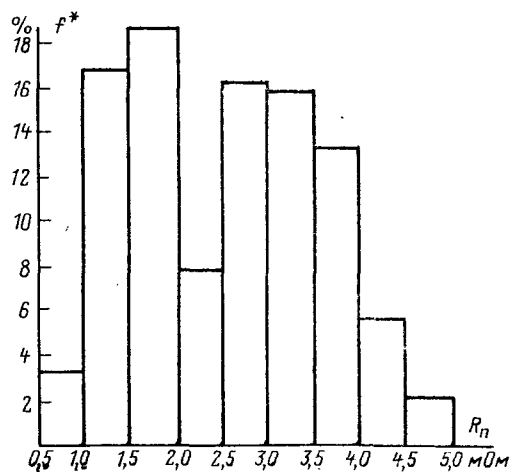


Рис. 5. Гистограмма распределения активных сопротивлений ванны фосфорной печи (f^* — частота).

На модели оказалось возможным исследовать зависимость активного сопротивления ванны печи от высоты шлаковой и рабочей зон, от соотношения их проводимости, от диаметра распада электродов и от положения электродов в ванне.

Было установлено, что изменение диаметра распада в пределах $(2,4-3,2)d$ практически не влияет на сопротивление ванны. Нормальное же накопление шлака в периоды между сливами приводит к незначительному уменьшению активного сопротивления и перемещению электродов вверх (примерно на $0,1d$). Оказалось, что наиболее существенное влияние на сопротивление оказывает высота рабочей зоны печи, положение электродов в ванне и соотношение проводимостей зон. Зависимость активного сопротивления от этих параметров может быть представлена формулами:

$$R_{\Pi} = \gamma_{\text{шл}}^{-1} d_{\Pi}^{-1} K; \quad K = \left[(0,08 h_{p, \text{з}}^{*(-1,687)} + 0,035) h_{\text{з, п}}^{* [2,59 h_{p, \text{з}}^{*(-0,279)} - 0,41]} + 0,091 - 0,036 h_{p, \text{з}}^{*} \right] \alpha + 0,03, \quad (5)$$

коэффициенты которых определены по данным моделирования с использованием математических методов аппроксимации кривых.

Высота рабочей зоны определялась на основании данных [Л. 12] и моделирования. В зависимости от мощности печи и ее технологических параметров высота рабочей зоны колеблется в пределах $(0,5-1,5)d$. На печи РКЗ-72ФМ1 при таких размерах рабочей зоны и имеющих место заглублениях электродов активное сопротивление ванны должно меняться в соответствии с выражениями (5) в пределах $2-4,7$ МОм, что хорошо согласуется с полученными при обследовании действующей печи результатами, представленными на рис. 5.

Анализ гистограммы на рис. 5 приводит к выводу, что основную часть времени печь работает при сопротивлениях $2,8-3,8$ МОм, которые по данным моделирования соответствуют $h_{a,п} = (0,6-0,8)d$ при $h_{p,з} = 0,62d$. Первый максимум на гистограмме обусловлен снижениями мощности печи по технологическим причинам (выпуск феррофосфора, чистка системы фильтров и т. д.), а также в часы максимума нагрузки энергосистемы.

Данные моделирования могут быть использованы не только для анализа работы действующих печей, но в основном должны явиться базой для определения параметров вновь создаваемых печных установок большой мощности. В настоящее время для выбора токов и напряжений этих печей широко используют известную формулу А. С. Микулинского:

$$U_{п} = CP_{п}^n, \quad (6)$$

где $U_{п}$ — полезное выражение; $P_{п}$ — полезная мощность; C, n — параметры, определяемые по данным действующих печей.

Результаты настоящей работы позволяют уточнить параметр C и определять его исходя из заданного электротехнологического режима работы печной установки. Если в выражении $R_{п} = U_{п}/I$ и $I = P_{п}/U_{п}$ подставить значения из (6), то получим:

$$R_{п} = C^2 P_{п}^{2n-1}. \quad (7)$$

Совместное решение (5) и (7) после соответствующих преобразований приводит к следующему выражению:

$$c = \sqrt[3]{K^2 \rho_{шл}^2 \frac{\pi}{4} \delta_9 P_{п}^{1-3n}}, \quad (8)$$

где δ_9 — плотность тока в электроде.

Таким образом, выражение (7) позволяет определить значения C для различных сырьевых мате-

риалов процесса и разных глубин посадки электродов. Настоящим методом прогнозировались электрические режимы печей при работе на вновь разрабатываемых месторождениях фосфоритов.

Метод перспективен не только для исследования электрических полей руднотермических печей, но может найти применение для всех процессов, связанных с образованием электрических полей в кучочно-однородных средах, например, для определения параметров сопротивления заземлителей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Миронов Ю. М., Тарасов В. А. Аналитический расчет электрических полей и сопротивлений шлаковых ванн электрических печей. — Изв. вузов. Электромеханика, 1975, № 11, с. 1174—1189.
2. Валькова З. А. Моделирование ванны руднотермических печей (литобзор). — Труды Леннингипрохима, 1971, вып. 4, с. 52—64.
3. Нус Г. С. Приближенное моделирование и расчет процессов бездуговой электроплавки. — Инженерно-физический журнал, 1972, т. XXIII, № 6, с. 1118—1125.
4. Прутковский А. С., Пузрин М. А., Файницкий М. З. Метод расчета электрических полей в неоднородных анизотропных средах. — Электричество, 1972, № 10, с. 62—65.
5. Наличие и характер закрытой электрической дуги руднотермической печи/ Данцис Я. Б., Брегман С. З., Бескин М. Д., Короткин С. В. — Фосфорная промышленность, Леннингипрохим, 1977, вып. 2.
6. Hahn P. H., Schwan G. O. Tile Flow Measured Electrically. — Agricultural Engineering, 1960, № 12, p. 822—823.
7. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. М.—Л.: Энергия, 1966, т. 2.
8. Переработка фосфоритов Каратау. Под ред. М. Е. Позина, Б. А. Копылева, В. Н. Белова, В. А. Ершова: Л.: Химия, 1975.
9. Исследование влияния гранулометрического состава кокса, применяемого в руднотермических печах по производству фосфора и карбида кальция, на его электропроводность/ Брегман С. З., Валькова З. А., Дроздов А. П., Хитрик Р. И. — Труды Леннингипрохима, 1967, вып. 1, с. 31—37.
10. О зондировании ванны фосфорной электропечи/ Ершов В. А., Гуральник П. Б., Реутович Л. Н. и др. — В кн.: Тезисы докладов Всесоюзного научно-технического совещания «Термия-75». Секция исследования электрофизических процессов в ваннах руднотермических печей. Леннингипрохим, 1975, с. 26—29.
11. Платонов Г. Ф. Выбор методики изучения распределения мощности в слабопроводящей среде электропечей для прикладных целей. — Изв. вузов. Энергетика, 1959, № 4, с. 62—72.
12. Ершов В. А. Связь между электрическими и технологическими параметрами работы печи. — В кн.: Сборник трудов ЛТИ им. Ленсовета. Химия высокотемпературных процессов. Л.: 1975, с. 49—56.
13. Гухман А. А. Введение в теорию подобия. М.: Высшая школа, 1973.

[18.3.1977]



Оценка вероятности насыщения трансформаторов тока в сети 500 кВ

АЛЕКСЕЕВ В. Г., ЗИХЕРМАН М. Х.

ВНИИЭ

Сети 500 кВ Советского Союза оснащены в основном трансформаторами тока двух типов: ТФНКД-500 и ТФНКД-500П. Они имеют замкнутые магнитопроводы из тонколистовой электротехнической стали и подвержены насыщению, что приводит к искажению кривой вторичного тока при коротких замыканиях в первичной сети. Однако вероятность насыщения зависит от сочетания различных факторов — амплитуд периодической и аperiodической составляющих тока короткого замыкания, постоянной времени первичной сети, величины и знака остаточной индукции в магнитопроводах трансформаторов тока, а также от параметров их вторичной нагрузки [Л. 1 и 2]. Эти факторы статистичны и определяются всем комплексом условий эксплуатации.

В настоящей статье оценивается вероятность насыщения трансформаторов тока в сети 500 кВ одной из объединенных энергосистем по данным за 1967—1977 гг.

Трансформаторы тока 500 кВ состоят из двух ступеней. Верхняя ступень имеет одну вторичную обмотку и обычно переключена на коэффициент трансформации 2000/5. Нижняя ступень имеет четыре вторичные обмотки с коэффициентом трансформации 5/1. Вторичные обмотки нижней ступени одного трансформатора тока в эксплуатации загружены резко неравномерно — от 5 до 130 Ом. Одной из наиболее нагруженных у каждого трансформатора тока оказывается та обмотка класса Р, к которой подключена дифференциально-фазная защита линии в сочетании с устройством ОАПВ и с частью противоаварийной автоматики. Сопротивление такой нагрузки на промышленной частоте $Z_{\text{обн}}$ согласно проведенным измерениям составляет в среднем по фазам 100 Ом и носит активно-индуктивный характер при $\cos \varphi_{\text{нг}} = 0,55$. Ее активное сопротивление, измеренное на постоянном токе $R_{\text{обн}}$, составляет в среднем 16 Ом. Эти параметры примем в качестве расчетных для всех трансформаторов тока в энергосистеме и о их насыщении будем судить по насыщению одной из наиболее нагруженных обмоток. Насыщение верхней ступени согласно расчетам и экспериментам происходит позже насыщения рассматриваемой обмотки класса Р.

В установившемся режиме короткого замыкания погрешность трансформации определяется по 10%-ной кратности тока, которая для ТФНКД-500 составляет 12, а для ТФНКД-500П — 18. Для переходного режима, когда ток может содержать аperiodическую составляющую, этой характеристики оказывается недостаточно. В этом случае анализ насыщения трансформаторов тока проводится на основе сопоставления максимального потокоосцепления, достигнутого в переходном процессе, с характеристикой намагничивания, представляющей собой нелинейную зависимость потокоосцепления обмотки от ее намагничивающего тока.

Характеристика строится в мгновенных значениях и при пренебрежении гистерезисом и вихревыми токами однозначна. Согласно проекту рекомендаций МЭК по трансформаторам тока за границу насыщения принимается точка характеристики, в которой изменение намагничивающего тока на 50% вызывает изменение потокоосцепления лишь на 3%. Потокоосцепление насыщения $\Psi_{\text{нас}}$ является одной из важнейших электромагнитных характеристик трансформатора тока. Оно определяется произведением числа витков обмотки w , активного сечения магнитопровода q и индукции насыщения стали $B_{\text{нас}}$:

$$\Psi_{\text{нас}} = wqB_{\text{нас}}. \quad (1)$$

Числа витков вторичных обмоток трансформаторов различных типов в сети 500 кВ одинаковы, а сечение стали маг-

нитопровода и ее характеристики различны. Поэтому разница в характеристиках трансформаторов тока различных типов выражается в полной мере через $\Psi_{\text{нас}}$, и анализ их насыщения удобно производить по этому параметру.

Значения потокоосцепления насыщения несколько отличаются друг от друга даже у трансформаторов одного типа, поскольку всегда имеется технологический разброс в характеристиках стали магнитопровода и в ее активном сечении. Так, согласно 169 замерам потокоосцепления насыщения трансформаторов тока 400—500 кВ, установленных в ОЭС Центра, среднеквадратическое отклонение для каждого типа составляет около 5% при максимальном отклонении 13%. Обмотки класса Р имеют среднее значение потокоосцепления насыщения у ТФНКД-400, равное 5,12 Вб, у ТФНКД-500 — 4,82 Вб и у ТФНКД-500П — 8,72 Вб. В соответствии со среднеквадратическим отклонением при анализе насыщения эти потокоосцепления целесообразно округлить до 5 Вб у ТФНКД-400 и у ТФНКД-500 и до 9 Вб у ТФНКД-500П.

Потокоосцепление насыщения для всех указанных типов трансформаторов достигается при намагничивающем токе 1 А. Полная погрешность трансформации при этом превышает 10% для первичных токов вплоть до 14 кА, что соответствует почти полному диапазону токов короткого замыкания в сети 500 кВ.

Сравнение полученных экспериментально потокоосцеплений насыщения с вычисленными по расчетным числу витков, активному сечению и типовой характеристике стали дает значительные расхождения. Так, например, для трансформаторов тока ТФНКД-500П при расчетных значениях $B_{\text{нас}} = 1,73$ Т (при токе 1 А), $q = 36,5$ см² и $w = 1200$ витков получаем $\Psi_{\text{нас}} = 7,57$ Вб, что на 15% меньше, чем среднее измеренное. Расхождение объясняется наличием технологического запаса, предусмотренного заводом по активному сечению магнитопровода и характеристикам стали.

Максимальное потокоосцепление обмотки Ψ_{max} , достигнутое в переходном процессе, складывается из остаточного потокоосцепления $\Psi_{\text{ост}}$ и изменения потокоосцепления при коротком замыкании $\Delta\psi$. Последнее представляет собой интеграл напряжения на нагрузке $u_{\text{нг}}$ с учетом падения напряжения на внутреннем активном сопротивлении обмотки $R_{\text{обн}}$:

$$\Delta\psi = \int_0^t (u_{\text{нг}} + i_2 R_{\text{обн}}) dt; \quad i_2 = \frac{i_1}{2000}, \quad (2)$$

где i_1 и i_2 — мгновенные значения первичного и вторичного токов.

Кривая первичного тока состоит из суммы периодической и аperiodической составляющих. Периодическая составляющая тока отстает от синусоиды первичного напряжения почти на 90°. Начальная амплитуда аperiodической составляющей равна по величине и противоположна по знаку периодической составляющей в начальный момент короткого замыкания. Поэтому

$$i_1 = -\sqrt{2} I_1 \cos(\omega t + \alpha) + \sqrt{2} I_1 \cos \alpha e^{-t/\tau}, \quad (3)$$

где I_1 — действующее значение периодической составляющей первичного тока; τ — постоянная времени первичной сети; α — начальный угол возникновения короткого замыкания относительно синусоиды первичного напряжения.

Принимая во внимание величину и знак остаточного потокоцепления $\psi_{ост}$, расшифровывая параметры нагрузки и интегрируя до конца переходного процесса короткого замыкания, из уравнений (2) и (3) получаем максимальную абсолютную величину потокоцепления, достигнутого при коротком замыкании в предположении отсутствия насыщения:

$$\psi_{max} = \sqrt{2} \left| I_2 \frac{z_{50}}{\omega} \sin(\alpha + \varphi) + I_2 R_0 \tau \cos \alpha \right| + \\ + \sqrt{2} I_2 \frac{z_{50}}{\omega} \pm \psi_{ост}, \quad (4)$$

где z_{50} — полное сопротивление вторичного контура на промышленной частоте; $R_0 = R_{обм} + R_{обр}$ — активное сопротивление вторичного контура на постоянном токе; φ — угол между периодическими составляющими вторичного тока и напряжения.

Как видно из формулы (4), максимальное потокоцепление обмотки складывается из четырех слагаемых. Первое слагаемое представляет собой постоянную интегрирования и определяется начальным углом возникновения тока короткого замыкания, второе — результат приращения потокоцепления от аperiodической составляющей тока за весь переходный процесс, третье — амплитуда периодической составляющей потокоцепления и четвертое слагаемое — потокоцепление, оставшееся после предыдущих переходных процессов.

Значения величин, входящих в формулу (4), либо постоянны, либо носят случайный характер. Параметры трансформаторов тока и нагрузки данной обмотки примем постоянными по округленным средним значениям, а остаточное потокоцепление, амплитуду периодической составляющей первичного тока, постоянную времени τ и начальный угол α — независимыми случайными величинами.

Активное сопротивление вторичного контура с релейной нагрузкой для периодической и аperiodической составляющих оказывается различным. Так, если для периодической составляющей $R_{50} = z_{50} \cos \varphi_{гр} + R_{обм} = 66,6$ Ом, то для аperiodической составляющей оно значительно ниже и в диапазоне постоянных времени от 0,02 до 0,1 с практически равно сопротивлению для постоянного тока. Это объясняется тем, что релейная нагрузка включает в себя значительное количество промежуточных трансреакторов, которые почти не трансформируют аperiodическую составляющую. Значение общего активного сопротивления вторичного контура, включающего сопротивление цепей защиты, контрольного кабеля и обмотки трансформатора тока, для аperiodической составляющей в формуле (4) в соответствии с этим принято равным 27 Ом.

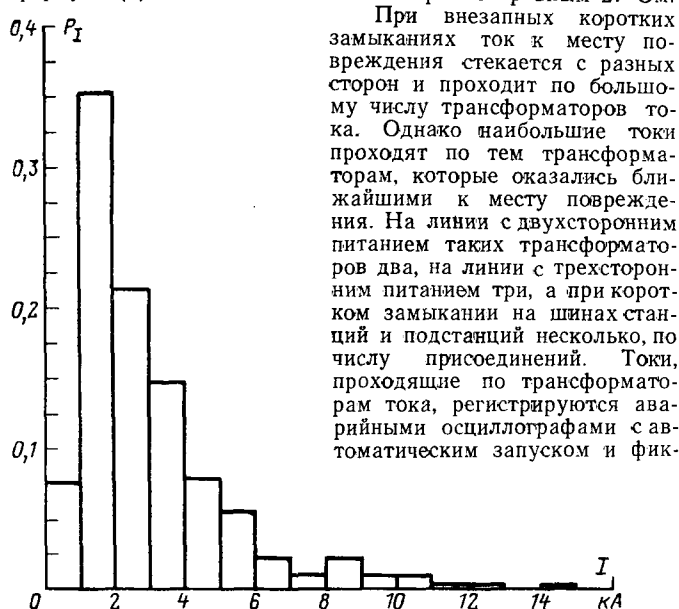


Рис. 1. Гистограмма распределения периодических составляющих токов короткого замыкания (по 624 измерениям).

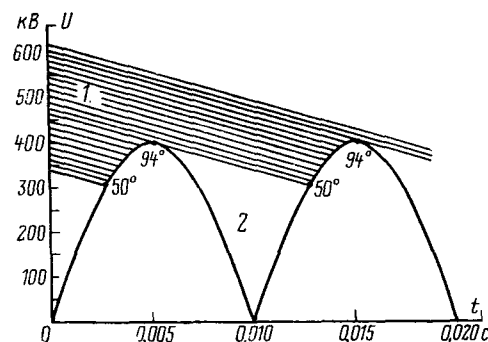


Рис. 2. Определение диапазона начальных углов возникновения короткого замыкания.

1 — график изменения пробивного напряжения воздушного промежутка; 2 — график изменения напряжения на сближающихся токоведущих частях.

сирующими приборами. Показания этих приборов для ближайших к месту повреждения трансформаторов тока на станциях и подстанциях заносятся в журналы аварийных отключений. Выписанные из журналов сведения о действующих значениях периодических составляющих токов короткого замыкания приведены на рис. 1 в виде гистограммы распределения, из которой видно, что основная доля токов (более 65%) не превышает 3 кА, а токи более 6 кА составляют менее 10%. В гистограмму рис. 1, правда, не вошли три случая короткого замыкания с расчетным током около 20 кА, происшедшие в распрестройстве крупной станции 500 кВ, поскольку они не были зарегистрированы по техническим причинам.

Начальный угол возникновения короткого замыкания не регистрируется автоматическими приборами, установленными в энергосистемах, так как запуск осциллографов запаздывает на 1—1,5 периода промышленной частоты, фиксирующие приборы регистрируют только периодическую составляющую тока, а осциллографов с запоминанием предшествующего режима еще очень мало.

Распределение вероятности начальных углов α можно определить косвенным путем — из анализа причин возникновения коротких замыканий. Значение начального угла тесно связано со скоростью сближения токоведущих частей в момент, предшествующий короткому замыканию. При медленных сближениях пробой воздушного промежутка наступает вблизи максимума синусоиды напряжения и все начальные углы α лежат вблизи 90°. С увеличением скорости сближения диапазон возможных значений углов расширяется, а при грозовых повреждениях, эквивалентных мгновенному сближению, все углы α равновероятны. Таким образом, распределение углов α может быть найдено путем сопоставления двух графиков — синусоидально изменяющегося напряжения и изменения пробивного напряжения сближающихся токоведущих частей. На рис. 2 в качестве примера рассмотрен случай сближения токоведущих частей со скоростью 24,8 м/с. Для этой скорости возможные углы α лежат в диапазоне от 50 до 94°. Конкретное значение угла в каждом отдельном случае зависит от момента начала сближения относительно синусоиды питающего напряжения.

По скорости сближения токоведущих частей все причины коротких замыканий разделим на четыре группы. К первой группе относятся короткие замыкания, связанные с малыми скоростями сближения (до 5,8 м/с), и статические повреждения. Сюда входят сближения проводов при пляске, гололеде и ветре, замыкания на растительность, перекрытия при пожарах, а также перекрытия загрязненной изоляции. Ко второй группе относятся более быстрые сближения (5,8—24,8 м/с), связанные с расцеплением гирлянд и падением проводов и тросов. Эти скорости достигаются при свободном падении с высоты от 1,8 до 32 м соответственно. Третья группа представляет собой грозовые перекрытия. В четвертую группу входят случаи неуспешных АПВ и опробований, производимые выключателями.

На основе статистического анализа более двухсот случаев коротких замыканий с известными причинами было установлено процентное соотношение случаев, относящихся к разным группам (табл. 1). При этом учитывалось, что неуспешные

АПВ и опробования линий производятся только с одной стороны.

Каждая группа причин коротких замыканий характеризуется своим распределением начальных углов α . Распределение углов для первой и второй групп получено путем построения серии графиков, подобных рис. 2, для разных скоростей сближения. При этом вероятность различных скоростей принята одинаковой. Распределение углов для четвертой группы взято по [Л. 3]. По процентному соотношению коротких замыканий разных групп найдено результирующее распределение углов α (табл. 1).

Постоянные времени первичной сети τ зависят от отношения эквивалентной индуктивности петли короткого замыкания к ее активному сопротивлению. Индуктивность петли складывается из индуктивностей генераторов, трансформаторов и линий, а активное сопротивление — из сопротивления тех же элементов плюс переходное сопротивление в месте короткого замыкания. При однофазных замыканиях наиболее часто им является сопротивление заземлителя опоры или контура заземления распределительного устройства.

Гистограмма распределения τ , необходимая для расчета вероятности насыщения, была получена из анализа аварийных осциллограмм. Всего проанализировано 376 осциллограмм. Из них 307 относятся к однофазным коротким замыканиям и имеют амплитуду тока, достаточную для измерения. На 99 осциллограммах была зарегистрирована апериодическая составляющая тока с амплитудой, превышающей 10% амплитуды периодической составляющей. После исключения осциллограмм со сквозными короткими замыканиями была отобрана 31 осциллограмма 16 различных присоединений 11 станций и подстанций 500 кВ, которые использовались для построения гистограммы распределения τ (рис. 3).

Из рис. 3 следует, что постоянная времени изменяется в пределах от 0,01 до 0,08 с. Разброс τ обусловлен в первую очередь разбросом в активном сопротивлении заземлителей. Так, по данным замеров сопротивлений заземления 469 опор двух линий 500 кВ, сооруженных в 1968—1970 гг., это сопротивление лежит в пределах от 1 до 10 Ом при среднем значении 5 Ом. Такие значения сопротивлений заземлителей опор определяют сравнительно малые постоянные времени. При коротких замыканиях на заземляющий контур распределительного устройства с малым активным сопротивлением (менее 0,5 Ом) постоянные времени увеличиваются. В частности, предельное значение $\tau = 0,073$ с было зарегистрировано по осциллограмме короткого замыкания на контур подстанции. При замыканиях в распределительных устройствах станций τ могут быть еще большими.

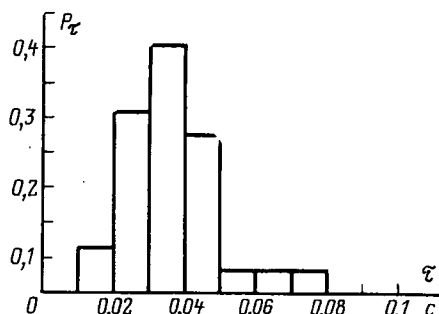


Рис. 3. Гистограмма распределения постоянных времени первичной сети (по 31 измерению).

Остаточное потокоцепление $\psi_{ост}$, сформировавшееся ранее, является одним из начальных условий процесса. Его предельно возможное значение зависит от характеристик стали магнитопровода и по измерениям 169 обмоток трансформаторов тока 400—500 кВ составляет 52—88% потокоцепления насыщения. Большие цифры относятся к лучшим холоднокатаным сталям.

В трансформаторах тока 400—500 кВ, находящихся в эксплуатации, предельное остаточное потокоцепление не было зарегистрировано ни разу ни в верхних, ни в нижних ступенях. Более того, в 60% измерений оно не превысило 10% потокоцепления насыщения, а наибольшее из измеренных остаточных потокоцеплений составляет 0,55 $\psi_{нас}$. Столь низкие остаточные потокоцепления объясняются, видимо, размагничиванием магнитопроводов под действием рабочих токов при наличии вторичной нагрузки [Л. 4]. Этот вопрос требует дальнейшего изучения. Замеренные на семи действующих станциях и подстанциях значения $\psi_{ост}$ сведены в гистограмму рис. 4, где они приведены в относительных единицах. Для расчетов вероятности насыщения их следует привести к абсолютным, приняв за потокоцепление насыщения ТФНКД-500 и ТФНКД-500II и 5 и 9 Вб соответственно.

На основе гистограмм распределения вероятности случайных факторов I_1 , α , τ и $\psi_{ост}$ по формуле (4) можно рассчитать максимальные потокоцепления, достигнутые вторичной обмоткой трансформатора тока в процессе короткого замыкания, если бы оно продолжалось до затухания апериодической составляющей. Для этого нужно в формулу (4) подставить значения входящих в нее величин в различных сочетаниях, найти ψ_{max} для каждого сочетания, а затем вычислить его вероятность. В случае независимых факторов вероятность каждого сочетания равна произведению вероятностей каждого отдельного фактора. Такая методика расчета требует большого объема вычислительной работы (более 20 000 сочетаний). Поэтому применялась промежуточная группировка результатов по интервалам, что, правда, несколько снижало точность.

Для построения таблицы вероятностей максимальных потокоцеплений все полученные по формуле (4) потокоцепления группировались по интервалам через 1 Вб, а вероятности всех входящих в один интервал потокоцеплений складывались. Вероятность насыщения наиболее нагруженных вторичных обмоток класса Р определялась как сумма вероятностей всех потокоцеплений, превышающих потокоцепление насыщения (см. табл. 2). Для трансформаторов тока ТФНКД-400

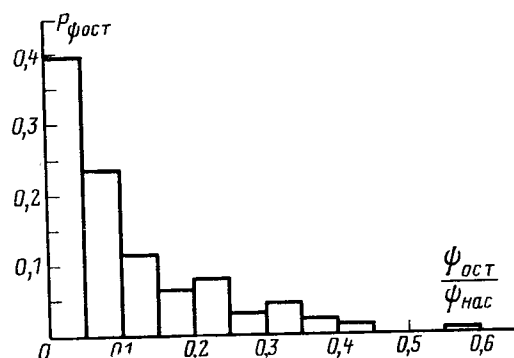


Рис. 4. Гистограмма распределения остаточных потокоцеплений (по 141 измерению).

Таблица 1

Группа причин короткого замыкания	Вероятность группы, %	Вероятность интервала углов, %								
		170—10°	10—30°	30—50°	50—70°	70—90°	90—110°	110—130°	130—150°	150—170°
I	56,0	—	—	—	—	56,0	—	—	—	—
II	16,9	—	—	—	8,1	8,7	0,1	—	—	—
III	9,9	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1
IV	17,2	0,9	3,2	3,8	3,5	2,7	1,6	0,9	0,5	0,1
Все причины	100	2,0	4,3	4,9	12,7	68,5	2,8	2,0	1,6	1,2

Таблица 2

Интервал ф. Вб	Вероятность интервала, %	
	ТФНКД-500II	ТФНКД-400 ТФНКД-500
0—1	30,4	32,9
1—2	27,7	31,7
2—3	17,6	16,1
3—4	11,0	9,4
4—5	6,0	4,4
5—6	3,3	5,5 (насыщение)
6—7	1,7	
7—8	0,9	—
8—9	0,6	—
Более 9	0,8 (насыщение)	—

и ТФНКД-500 она оказалась равной 5,5%, а для ТФНКД-500II — 0,8%.

Приведенный расчет определяет вероятность насыщения трансформаторов тока, при которой намагничивающий ток достигает амплитудного значения 1 А. При этом полная погрешность трансформации в большинстве случаев превышает 10%.

Однако из факта насыщения еще не следует, что релейная защита, включенная на насытившийся трансформатор тока, будет действовать неправильно. Так, из 88 проанализированных аварийных осциллограмм, относящихся к случаям короткого замыкания в зоне действия дифференциально-фазной защиты данной линии, насыщение трансформаторов тока, вызвавшее полную погрешность 15—20%, зафиксировано в двух случаях. При этом защита действовала правильно и без замедления. Вопрос о действии защиты при насыщении трансформаторов тока должен рассматриваться особо.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сирота И. М. Выбор трансформаторов тока на основе вероятностных соотношений. — В кн.: Моделирование и автоматизация энергетических систем. Киев: Наукова думка, 1966.
2. Характеристики переходных режимов работы трансформаторов тока/ Подгорный Э. В., Богдан А. В., Надтока И. И., Середня М. М. — Изв. вузов. Энергетика, 1975, № 12.
3. Шперлинг Б. Р. Т. Характеристики включения выключателей и их влияние на параметры распределения перенапряжений при включении ненагруженной линии. — Изв. НИИПТ. Л.: Энергия, 1968, вып. 14.
4. Баев В. В. Остаточная индукция в трансформаторах тока релейной защиты. — Электричество, 1971, № 7.

[22.6.1978]

УДК [621.311.1:621.317.332].001.4

Опытная проверка частотных характеристик входного сопротивления электрической сети высокого напряжения

Кандидаты техн. наук ВОРОНИНА Ж. И., КРАЙЧИК Ю. С.,
инж. МАЗУРОВ М. И.

Ленинград

Импедансно-частотные характеристики (ИЧХ) электрических сетей, необходимые для анализа несинусоидальных режимов работы этих сетей, выбора фильтров и расчета электромагнитных переходных процессов, определяются обычно расчетным путем на основе большого числа идеализаций и гипотетических предпосылок [Л. 1]. В связи с этим представляет интерес опытная проверка расчетных ИЧХ.

Экспериментальное определение ИЧХ затруднено наличием мощных источников высших гармоник (как правило, нечетных порядков) в самой энергосистеме.

В статье излагается методика, позволяющая преодолеть эту трудность, и приводятся результаты опытной проверки ИЧХ в реальной электрической сети, содержащей линии 500 и 750 кВ.

Проверка производилась на нескольких фиксированных гармониках в диапазоне от 50 Гц до 1 кГц. Источником гармоник служил преобразователь мощного испытательного стенда 225 МВ·А. Он представлял собой трехфазный вентильный мост, питаемый от шин 500 кВ через группу однофазных трансформаторов 525/√3/160/√3/38,5. Преобразователь работал по круговой схеме: у вентилей, присоединенных к одному из полюсов постоянного тока, осуществлялся выпрямительный режим с углами включения 10—30°, а у присоединенных к другому полюсу — инверторный с такими же углами отключения. Углы включения и отключения вентилей каждого полюса имели разброс до 5°. В этих условиях в кривой переменного тока преобразователя содержались гармоники практически всех порядков.

Для изложения применявшейся методики в табл. 1 приведены значения гармоник тока I_v и напряжения U_v , измеренные на шинах 500 кВ преобразовательных трансформаторов в одном из режимов работы стенда. Там же даны значения гармоник напряжения U_{v0} , измеренные при отключенном стенде и обусловленные другими источниками гармоник в системе.

Неопределенность фазового угла между гармониками от преобразователя и от других источников не позволяет по ре-

зультатам измерений однозначно определить входное сопротивление сети. Поэтому на каждой гармонике, кроме $Z_v = U_v/I_v$, определялась

$$\Delta_{v \max} = \frac{U_{v0}}{U_v} 100 \%,$$

представляющая собой максимальную относительную ошибку, которая может возникнуть из-за указанной неопределенности.

В табл. 1 внесены Z_v и $\Delta_{v \max}$ для тех гармоник, на которых $\Delta_{v \max} \leq 20 \%$.

Из табл. 1 видно, что в большинстве случаев это условие выполняется для четных гармоник, в чем проявляется преимущество использования преобразователя, работающего в круговом режиме, для опытных оценок ИЧХ.

Измерения производились в трех разных нагрузочных режимах стенда (выпрямленный ток 500, 700 и 900 А). При этом гармоники на стороне переменного тока преобразователя отличались в 2—3 раза. Зависимость измеренных гармоник напряжения от тока приведена на рис. 1. Пропорциональность между значениями этих гармоник подтверждает правомерность основного допущения, применяемого при расчетах ИЧХ сетей — линейности их элементов по отношению к гармоникам.

На рис. 2 показана схема замещения сети, примыкающей к стенду (узел 1). На схеме приведены параметры эквивалентных нагрузок в узлах сети и длины линий 500 и 750 кВ. Расчетная ИЧХ была получена по методу [Л. 1] с использованием матрицы узловых проводимостей. При составлении этой матрицы учитывалась зависимость эквивалентных параметров линий от частоты, связанная с распределенными индуктивностями и емкостью, а также зависимость активных сопротивлений проводов [Л. 2]. Генераторы и трансформаторы замещались активно-индуктивными сопротивлениями [Л. 3]. Расчет ИЧХ выполнен со стороны узла 1 для частот до 1 кГц. Расчет показал (рис. 3), что ИЧХ имеет полюсы между 6 и 7-й гармониками и вблизи 10, 13 и 19-й и нули — между 7 и

Таблица 1

Измеренные значения	Номер гармоники ν																
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	16	17	18	23
U_{ν} , кВ	290	4,1	2,9	2,9	1,6	0,4	0,3	1,6	0,9	5,1	3,2	0,3	0,3	0,5	0,6	0,1	0,1
$U_{\nu 0}$, кВ	290	$\leq 0,05$	3,5	$\leq 0,05$	1,6	$\leq 0,05$	0,3	$\leq 0,05$	0,45	$\leq 0,05$	1,2	$\leq 0,05$	$\leq 0,05$	$\leq 0,05$	$\leq 0,05$	$\leq 0,05$	$\leq 0,05$
I_{ν} , А	98	92	3	53	34	3	4	13	2	17	16	2	2	7	9	1	5
Z_{ν} , Ом	—	45	—	55	75	130	—	123	—	300	—	150	150	71	67	—	—
$\Delta_{\nu \max}$, %	—	1	—	2	—	12	—	3	—	1	—	16	16	10	8	—	—

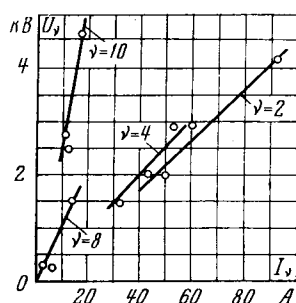


Рис. 1. Зависимость гармоник напряжения на шинах 500 кВ от гармоник тока преобразователя.

8-й гармониками и вблизи 12 и 15-й (сплошная линия на рис. 3). На рис. 3 нанесены значения полных сопротивлений, полученные по результатам измерений (пунктиром соединены средние значения).

Сравнение показывает, что вне резонансных областей расчетные и полученные по результатам измерений полные сопротивления имеют удовлетворительную сходимость как по величине, так и по характеру изменений. Измеренные полные сопротивления на частоте 10-й гармоники существенно превышают сопротивления на всех остальных частотах. Теоретический расчет показывает, что 10-я гармоника находится вблизи резонансной точки, где ИЧХ проходит через максимум. Известно, что в резонансных областях расчетная ИЧХ имеет меньшую определенность, поскольку здесь проявляется сильная зависимость Z_{ν} от исходных данных и существенно важны трудно поддающиеся учету активные потери. В этих областях расхождение между расчетными и измеренными значениями ИЧХ увеличивается, причем измеренные значения были меньше расчетных.

В связи с тем, что при шаге построения экспериментальной частотной характеристики 100 Гц могут быть пропущены резонансные точки, полученные результаты не дают полной картины зависимости Z_{ν} от частоты. Поэтому они не заменяют расчетную частотную характеристику, а могут лишь служить для ее проверки в некоторых фиксированных точках.

Различие между полученными по измерениям полными сопротивлениями разных фаз оценивалось величиной

$$\delta_{\nu} = \frac{\Delta Z_{\nu}}{\bar{Z}_{\nu}} 100 \%,$$

где

$$\Delta Z_{\nu} = \frac{1}{3} \left| Z_{\nu A} + Z_{\nu B} e^{i \frac{2\pi}{3}} + Z_{\nu C} e^{i \frac{4\pi}{3}} \right|;$$

$$\bar{Z}_{\nu} = \frac{1}{3} (Z_{\nu A} + Z_{\nu B} + Z_{\nu C}).$$

Такая оценка соответствует преобразованию симметричной системы токов в несимметричную систему напряжений при неравенстве сопротивлений фаз. Расчеты показали, что δ_{ν} для рассматриваемых гармоник не превосходит 20%.

В качестве примера в табл. 2 показаны значения входных сопротивлений по фазам, полученные в одном из опытов.

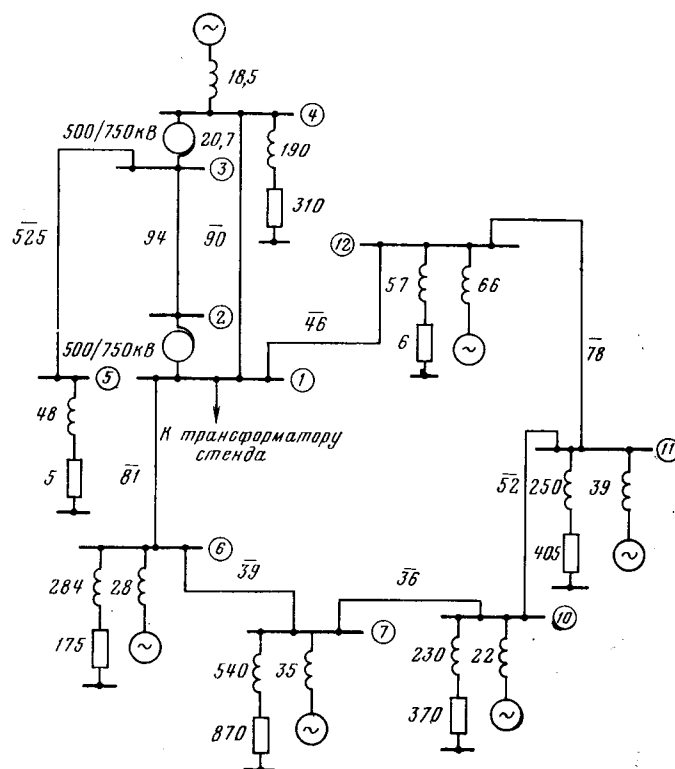


Рис. 2. Схема сети, в которой производились измерения гармоник.

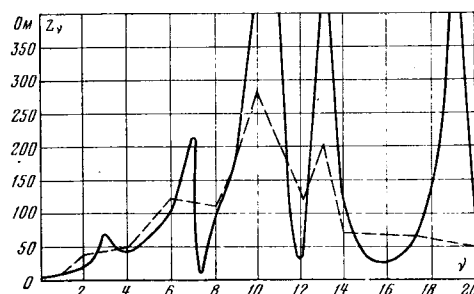


Рис. 3. Частотная характеристика входного сопротивления электрической сети рис. 2.

Таблица 2

Номер гармоники γ	Значения входного сопротивления сети Z_{γ} по фазам, Ом		
	A	B	C
2	48	47	45
4	47	52	47
6	100	130	100
8	110	120	165
10	250	200	260
20	—	40	50

Выводы. 1. Измерения гармоник тока и напряжения, генерируемых мощным преобразователем в круговом режиме, позволяют определить входные сопротивления примыкающей высоковольтной сети на частотах этих гармоник и проверить расчетную частотную характеристику сети в некоторых фиксированных точках.

2. Определенные указанным путем опытные входные сопротивления в диапазоне до 1 кГц зависят от частоты немонотонно. Этим подтверждается неправомерность замещения сети индуктивностью.

3. Опытные входные сопротивления имеют удовлетворительную сходимость с расчетными в большинстве измеренных точек. Вблизи резонансных значений расчетной характеристики опытные входные сопротивления оказались ниже расчетных.

4. Разброс входных сопротивлений в разных фазах сети на частотах до 1 кГц практически не отличается от разброса их значений в каждой фазе.

5. Преобразователи постоянного тока, генерирующие в особых режимах четные гармоники, могут быть использованы для опытной проверки расчетных частотных характеристик.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Методика расчета частотных характеристик электрических сетей, примыкающих к мощным передатчикам постоянного тока/ Крайчик Ю. С., Мазуров М. И., Набутовский И. Б., Чикова В. Т. Труды НИИПТ, 1976, вып. 23.

2. Забровцев И. Ф., Каган В. Г., Малаян К. Р. Электрические параметры сталеалюминиевых проводов на промышленной и высоких частотах. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1968, № 3.

3. Le calcul des choes de manoeuvre. II Representation du reseau pour les etudes de nuse sous tension et de remise sous tension de lignes alimentees par une source ineluctive. — Electra (France), 1974, № 32.

[16.1.1978]

УДК 621.314.2.027.5.015.38

Демпфирование перенапряжений относительно земли в системах с тиристорными преобразователями

ЗАБРОВСКИЙ С. Г., ЛАЗАРЕВ Г. Б., ТОЛСТОВ Ю. Г.

Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

Процессы преобразования тока могут сопровождаться развитием перенапряжений относительно земли на входе или выходе тиристорных преобразователей. В зависимости от параметров системы «сеть — тиристорный преобразователь — нагрузка» перенапряжения относительно земли могут вызываться резонансными явлениями под действием эквивалентного источника напряжения несинусоидальной формы в контуре, содержащем индуктивности преобразовательной схемы и емкости относительно земли, либо процессами ударного возбуждения контура [Л. 1—3]. Последнее особенно характерно для мощных тиристорных преобразователей напряжением 6—10 кВ. Перенапряжения относительно земли являются опасными для изоляции оборудования, а повышенные токи утечки на землю могут оказывать влияние на работу защит сети от замыкания на землю, увеличивать помехи на системы управления, защиты и автоматики тиристорных преобразователей. В связи с этим при проектировании тиристорных преобразователей необходимо принимать специальные меры, направленные на ограничение перенапряжений относительно земли.

В статье рассмотрены основные способы ограничения перенапряжений, дана методика расчета параметров демпфирующих устройств.

Способы снижения уровней перенапряжений относительно земли. Различные в общем случае причины, вызывающие появление перенапряжений относительно земли в системах с тиристорными преобразователями, определяют применение различных способов их снижения. В случае перенапряжений резонансного характера их уровни могут быть снижены перестройкой частоты колебательного контура за счет искусственного изменения его параметров, либо за счет снижения добротности контура введением в его схему активных сопротивлений.

Изменение собственной частоты контура можно осуществить посредством включения дополнительных емкостей на землю, либо увеличением индуктивности сглаживающего реактора. Так, в [Л. 2], например, предлагается включать дополнительные емкости на землю для компенсации (или перекомпенсации) внутреннего индуктивного сопротивления преобразовательной схемы. Емкость компенсирующего конденсатора необходимо выбирать таким образом, чтобы его сопротивление было меньше индуктивного сопротивления колебательного контура на частоте основной гармоники эквивалентного неси-

нусоидального источника, вызывающего резонансные колебания в контуре. В [Л. 1] рекомендуется подключать активные сопротивления параллельно сглаживающим реакторам. Сопротивление предлагается выбирать возможно меньшим из условий демпфирования колебаний. При этом отмечается, что на практике в большинстве случаев можно ограничиться неполным демпфированием колебательного процесса.

В случае перенапряжений, вызываемых процессами ударного возбуждения колебательного контура под действием эквивалентной э. д. с. e_0 [Л. 3], изоляция силового оборудования преобразовательной установки испытывает воздействия как свободной (колебательной), так и вынужденной составляющих напряжения относительно земли. Полная разгрузка изоляции может быть достигнута только в том случае, если приняты меры к снижению обеих составляющих перенапряжения. Демпфирование колебательной составляющей осуществляется внесением тем или иным образом активного сопротивления в колебательный контур схемы замещения системы «сеть — преобразователь — нагрузка». Вынужденная составляющая напряжения относительно земли может быть снижена включением большого активного сопротивления последовательно с источником эквивалентной э. д. с. e_0 , либо включением источника, компенсирующего эту э. д. с. Следует отметить, что перечисленные способы снижения перенапряжений эффективны только в том случае, если их применение не оказывает влияния на протекание рабочих процессов в преобразовательной схеме.

Ниже более подробно рассмотрены применительно к тиристорным преобразователям 6—10 кВ вопросы ограничения перенапряжений относительно земли, вызываемых процессами ударного возбуждения.

Демпфирование колебательной составляющей в напряжении относительно земли. Высокочастотная составляющая напряжения представляет наибольшую опасность для изоляции силового оборудования системы «сеть — преобразователь — нагрузка», вызывая значительное увеличение токов утечек на землю. Поэтому в первую очередь необходимо предотвратить развитие колебательных процессов, так как это позволит существенно снизить уровни перенапряжений относительно земли, а также исключить из их спектра высокочастотные составляющие. Уровни напряжений относительно земли в этом случае будут определяться суммой напряжений на входе или

на нагрузке и вынужденной составляющей напряжений, развивающихся под действием эквивалентной э. д. с. e_0 [Л. 3].

На рис. 1 и 2 показаны схемы включения активного сопротивления R_d , обеспечивающего демпфирование колебательной составляющей в напряжении относительно земли для системы «сеть — преобразователь частоты — двигатель». Полное отсутствие колебательной составляющей в напряжении относительно земли обеспечивается при выполнении условия перевода колебательного процесса в аperiodический:

$$R_d \leq \rho/2, \quad (1)$$

где $\rho = \sqrt{L_{\text{экв}}/C_{\text{экв}}}$; $L_{\text{экв}}$, $C_{\text{экв}}$ — эквивалентные индуктивность и емкость схемы замещения.

Схемы замещения рис. 1 и 2 соответствуют подключению преобразователя частоты к сети, для которой $3C_{\text{сети}} \gg C_{\text{экв}}$ [Л. 3].

Схема на рис. 1 наиболее проста. Схема на рис. 2 сложнее, но обеспечивает по сравнению со схемой рис. 1 уменьшение токов, замыкающихся по заземлениям преобразователя. Емкость C_0 в этих схемах выбирается таким образом, чтобы емкостное сопротивление RC -фильтра на частоте колебательной составляющей напряжения относительно земли было меньше величины сопротивления R_d , т. е.

$$\frac{1}{\omega_0 C_0} < R_d, \quad (2)$$

где

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{экв}} C_{\text{экв}}}}.$$

На практике, как показали исследования, удовлетворительное демпфирование обычно достигается при

$$\frac{1}{\omega_0 C_0} \leq \frac{R_d}{2}. \quad (3)$$

На рис. 3 показано последовательное включение демпфирующего сопротивления в колебательный контур схемы замещения с помощью однофазного трехобмоточного трансформатора, либо с помощью трехфазного двухобмоточного трансформатора. Обмотки трансформатора, включенные в звено постоянного тока, имеют одинаковое число витков и выполняются на полный рабочий ток, а их изоляция должна быть рассчитана на полное рабочее напряжение. Так как условие перевода колебательного процесса в аperiodический при последовательном демпфировании

$$R_d \geq 2\rho, \quad (4)$$

то методика расчета схемы с использованием трансформаторных фильтров сводится к выбору активного сопротивления по соотношению

$$n^2 R_d \geq 2\rho, \quad (5)$$

где n — коэффициент трансформации.

Снижение вынужденной составляющей достигается либо внесением в схемы замещения последовательно с эквивалентными индуктивностью и емкостью активного сопротивления, выбираемого из условия

$$R_d \geq (5 \div 10) \frac{1}{\omega_1 C_{\text{экв}}}, \quad (6)$$

где ω_1 — частота 1-й гармоники э. д. с. e_0 , либо подключением в контур схемы замещения источника, компенсирующего эквивалентную э. д. с. e_0 .

Включение активного сопротивления, выбираемого по (6), можно осуществлять по схемам, приведенным на рис. 3, с учетом коэффициента трансформации фильтров. Схемы с компенсирующим источником более сложны и могут быть также построены с применением трансформаторных фильтров. Применение силовых трансформаторных фильтров существенно увеличивает массогабаритные показатели преобразователя, поскольку установленная мощность подобных фильтров, как правило, оказывается соизмеримой с мощностью преобразователя. В связи с этим схемы последовательного демпфирования и компенсации могут иметь ограниченное применение и их можно рекомендовать только в том случае, если снижение уровней перенапряжений относительно земли при параллельном демпфировании колебательной составляющей оказывается недостаточным. В каждом конкретном случае необходимо тех-

нико-экономическое обоснование применения того или иного способа ограничения перенапряжений относительно земли.

Токи преобразователя, возникающие под действием эквивалентной э. д. с. e_0 , т. е. токи утечек через заземления, могут оказывать влияние на релейные защиты от замыкания на землю питающей сети и нагрузки, а также на системы управ-

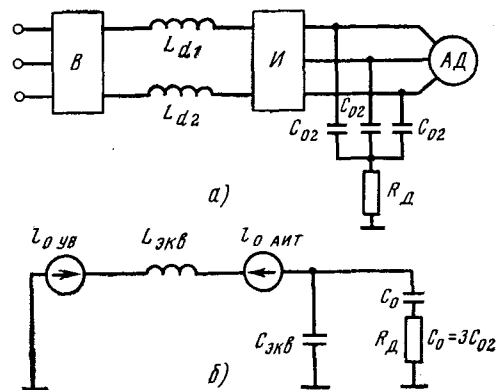


Рис. 1. Включение демпфирующего сопротивления параллельно эквивалентной емкости.

а — силовая схема; б — схема замещения.

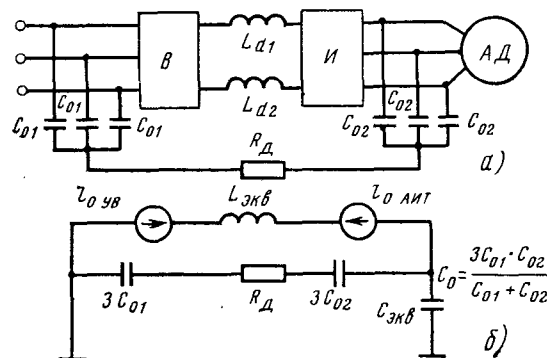


Рис. 2. Включение демпфирующего сопротивления без заземления.

а — силовая схема; б — схема замещения.

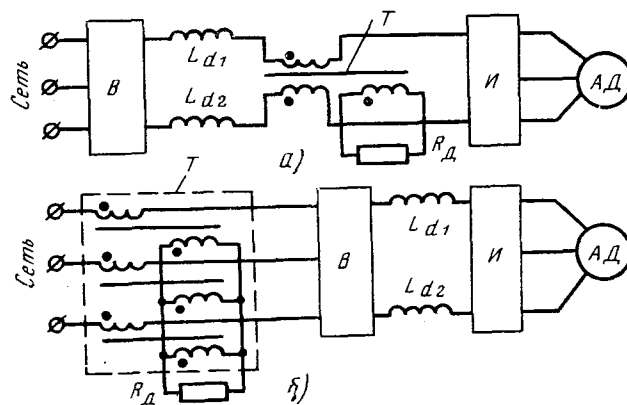


Рис. 3. Включение демпфирующего сопротивления с помощью трансформаторных фильтров.

а — на стороне постоянного тока; б — на стороне переменного тока.

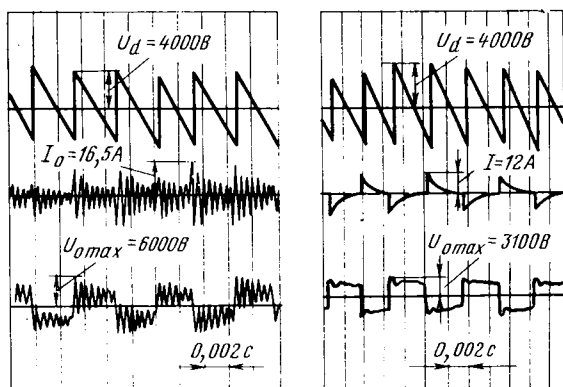


Рис. 4. Напряжение относительно земли на выходе преобразователя частоты 3500 кВт, напряжением 6 кВ при оставленном двигателе.

а — без демпфирования; б — с подключенным по схеме рис. 1 устройством демпфирования.

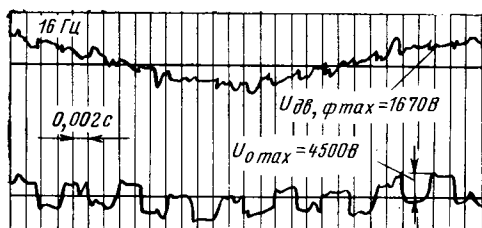


Рис. 5. Осциллограмма напряжения относительно земли на статоре асинхронного двигателя.

ления, защиты и автоматики преобразователя. Как видно из приведенных на рис. 4 осциллограмм, эти токи могут быть значительными и содержат вынужденную и высокочастотную колебательную составляющие. Демпфирование высокочастотных составляющих в напряжении относительно земли исключает высокочастотную составляющую токов. Однако в них остается вынужденная составляющая от э. д. с. e_0 (осциллограмма рис. 4, б).

Из осциллограмм рис. 4 также видно, что демпфирование практически полностью устраняет свободную составляющую в направлении относительно земли и уменьшает максимальные уровни напряжения в этом режиме в 1,7 раза.

На рис. 5 приведена осциллограмма напряжения относительно земли на статоре асинхронного двигателя 2500 кВт, 6 кВ при частоте выходного напряжения преобразователя частоты, равной 16 Гц. Преобразователь частоты снабжен устройством параллельного демпфирования по схеме рис. 2. Сравнение этой осциллограммы с осциллограммой, приведенной в [Л. 3] на рис. 5, показывает, что общий уровень перенапряжений относительно земли снижен в 2,8 раза при полном демпфировании высокочастотной составляющей. Максимальные уровни перенапряжений во всем диапазоне работы привода, как показали исследования, не превышают при этом амплитуду линейного напряжения в номинальном режиме (8500 В). Потери в сопротивлении демпфирующего устройства не превышают 4—6 кВт, что менее 0,15% номинальной мощности преобразователя.

Оценим токи, замыкающиеся в контуре демпфирования и через заземления преобразователя частоты для схемы рис. 2, а. Выражение для тока преобразователя частоты для расчетного режима [Л. 3], в котором $\alpha = \pi/2$, $e_{0\text{АИТ}} \approx 0$, имеет вид:

$$i_0 = \sum_1^k \frac{e_{0k} \sin(\alpha = \pi/2)}{Z_k}, \quad (7)$$

где $e_{0k} \sin \alpha$ — k -я гармоника э. д. с. e_0 выпрямителя; Z_k — сопротивление контура схемы замещения с учетом цепей демпфирования для k -й гармоники; $k = 1, 3, 5, \dots$ — номер гармоники э. д. с. $e_{0k} \sin \alpha$.

Из схемы замещения рис. 2, б ток в контуре демпфирования

$$i_d = \sum_1^k e_{0k} \sin(\alpha = \pi/2) \times \frac{1}{R_d(\omega_k^2 L_{\text{ЭКВ}} C_{\text{ЭКВ}} + 1) - j(\omega_k L_{\text{ЭКВ}} - \frac{1}{\omega_k C_0})}; \quad (8)$$

ток через заземления

$$i_z = \sum_1^k e_{0k} \sin(\alpha = \pi/2) \frac{C_{\text{ЭКВ}}}{C_0} \times \frac{1 - j\omega_k 3C_0 R_d}{R_d(\omega_k^2 L_{\text{ЭКВ}} C_{\text{ЭКВ}} + 1) - j(\omega_k L_{\text{ЭКВ}} - \frac{1}{\omega_k C_0})}. \quad (9)$$

Выражения (8) и (9) получены при $1 + \frac{C_{\text{ЭКВ}}}{C_0} \approx 1$. Амплитудные значения токов гармоник могут быть определены следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} i_{dmk} &= \frac{e_{0mk}}{|Z_{dk}|}; \\ |Z_{dk}| &= \sqrt{R_d^2(\omega_k^2 L_{\text{ЭКВ}} C_{\text{ЭКВ}} + 1)^2 + \left(\omega_k L_{\text{ЭКВ}} - \frac{1}{\omega_k C_0}\right)^2}; \\ i_{zmk} &= \frac{e_{0mk}}{|Z_{zk}|}; \\ |Z_{zk}| &= \frac{C_0}{C_{\text{ЭКВ}}} \times \\ &\times \sqrt{\frac{R_d^2(\omega_k L_{\text{ЭКВ}} C_{\text{ЭКВ}} + 1)^2 + \left(\omega_k L_{\text{ЭКВ}} - \frac{1}{\omega_k C_0}\right)^2}{1 + (\omega_k C_0 R_d)^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Здесь $e_{0mk} \approx \frac{4}{\pi k} e_{0m} \sin(\alpha = \pi/2)$, так как форма э. д. с. e_0 для $\alpha = \pi/2$ принята прямоугольной. Погрешность при этом не превышает 3—5% по сравнению с реальной формой э. д. с. [Л. 3].

Эффективные значения токов:

$$\left. \begin{aligned} I_d &= \sqrt{\frac{1}{2} \sum_1^k i_{dmk}^2}; \\ I_z &= \sqrt{\frac{1}{2} \sum_1^k i_{zmk}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Расчет токов был выполнен для системы, содержащей преобразователь частоты напряжением 6 кВ и асинхронный двигатель мощностью 2500 кВт [Л. 4]. Параметры схемы замещения (см. рис. 2, б):

$$L_{\text{ЭКВ}} = 37,5 \text{ мГ}; C_{\text{ЭКВ}} = 0,265 \text{ мкФ}; \\ C_0 = 1,2 \text{ мкФ}; R_d = 180 \text{ Ом}.$$

Номер гармоники k	$e_{0mk}(\alpha = \pi/2)$	$Z_{dk}, \text{ Ом}$	$Z_{3k}, \text{ Ом}$	$i_{dmk}, \text{ А}$	$i_{3mk}, \text{ А}$
1	3370	870	3340	3,88	0,868
3	1123	267	1000	4,22	1,123
5	675	189	595	3,57	1,14
7	482	220	550	2,19	0,877
9	374	286	592	1,31	0,633

Амплитуда э. д. с. e_0 при аппроксимации ее формы прямоугольником принята равной 2700 В. Результаты расчета токов сведены в таблицу.

Эффективный ток в контуре демпфирования

$$I_d = \sqrt{\frac{1}{2} (15 + 17,8 + 12,7 + 4,8 + 1,71)} = 5,2 \text{ А.}$$

Эффективный ток через заземления

$$I_3 = \sqrt{\frac{1}{2} (0,756 + 1,24 + 1,3 + 0,77 + 0,4)} = 1,45 \text{ А.}$$

Действие токов преобразователя от э. д. с. e_0 проявляется во влиянии на работу защит от замыкания на землю. Как показали проведенные исследования, стандартная защита питающего фидера от замыкания на землю, выполняемая на трансформаторе тока нулевой последовательности, к вторичной обмотке которого подключено реле типа ЭТД-551/60, зашунтированное конденсатором для резонансной настройки на 50 Гц, на токи от э. д. с. e_0 не реагирует. Ток срабатывания этого реле существенно возрастает с увеличением частоты тока, замыкающегося через заземление преобразователя. При замыкании фазы на землю и появлении тока замыкания с частотой 50 Гц защита будет работать нормально.

Защита с трансформаторным фильтром напряжения нулевой последовательности, используемая для сигнализации повреждения изоляции сети [Л. 5], имеет более равномерную частотную характеристику. Поэтому увеличение токов по заземлениям в сети за счет токов преобразователя от э. д. с. e_0 может вызывать ложное срабатывание сигнализации неисправности изоляции сети относительно земли. Напряжение на реле,

подключенном к вторичной обмотке измерительного трансформатора напряжения, собранной в разомкнутый треугольник [Л. 5], можно оценить по основной гармонике тока, замыкающегося через заземления преобразователя:

$$U_{\text{реле}} = \frac{I_{31}}{\omega_1 C_{\text{сети}} K_U},$$

где ω_1 — частота 1-й гармоники э. д. с. e_0 ; K_U — коэффициент трансформации трансформатора напряжения.

Допустимый ток (1-я гармоника), при котором исключаются ложные срабатывания сигнализации повреждения изоляции сети от дополнительных токов, создаваемых преобразователем, может быть определен из условия:

$$I_{31\text{доп}} \leq \begin{cases} I_{\text{доп min}} \\ K_U \omega_1 C_{\text{сети}} U_{\text{реле}}, \end{cases}$$

где $I_{\text{доп min}} = 1-1,5 \text{ А}$ — длительно допускаемый в соответствии с ПУЭ ток замыкания на землю в сети с изолированной нейтралью.

Это условие необходимо учитывать при проектировании устройств ограничения перенапряжений, а также при эксплуатации преобразователей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гройс Е. С., Кадомский Д. Е. Внутренние перенапряжения в однофазных преобразовательных подстанциях электропередачи постоянного тока. — Изв. НИИПТ, 1960, № 5.
2. Röseler R. Resonanzerscheinungen in Stromrichteranlagen bei Verwendung von Erdschlussschutzeinrichtungen mit induktivem Innenwiderstand. — Elektrizitätswirtschaft, 1976, Bd 75, № 9.
3. Забровский С. Г., Лазарев Г. Б. Перенапряжения относительно земли в системах с высоковольтными тиристорными преобразователями. — Электричество, 1976, № 11.
4. Мощные преобразователи частоты для асинхронной машины 3500 кВт, 6 кВ/ Гордюшкин С. М., Забровский С. Г., Лазарев Г. Б. и др. — ЭП. Преобразовательная техника, 1976, № 10 (81).
5. Федосеев А. М. Основы релейной защиты. М.: Госэнергоиздат, 1961.

[6.5.1978]

Методика исследования переходных процессов в однофазных инверторах с обратными диодами при широтно-импульсном регулировании напряжения

Кандидаты техн. наук ДМИТРИКОВ В. Ф., КУЛИК В. Д.

Ленинград

Высокочастотные резонансные инверторы с обратными диодами находят широкое применение в различных областях техники. Коммутация тока тиристоров в таких инверторах осуществляется естественным путем за счет колебательного характера тока. Вид колебательного контура определяется нагрузкой и назначением инвертора. Так например, в установках для индукционного нагрева металла используют последовательный, параллельный или последовательно-параллельный контуры (рис. 1, а, б, в) [Л. 1]. Нагрузка обычно имеет низкий коэффициент мощности и поэтому для его повышения используют компенсирующие емкости C , CI , которые одновременно осуществляют коммутацию тиристоров.

Для преобразования постоянного напряжения одной величины в другую часто применяют колебательный контур (рис. 1, г), в котором параллельно нагрузке подключают последовательный контур L , C , R . Напряжение на выходе таких инверторов имеет прямоугольную форму, благодаря чему габариты фильтра, сглаживающего выпрямленное напряжение, заметно снижаются. Частота таких инверторов выбирается в пределах 1–8 кГц, поэтому габариты коммутирующего контура относительно невелики [Л. 2].

Для стабилизации и регулирования напряжения инвертора данного класса использование широтно-импульсного способа регулирования с применением дополнительных устройств вынужденной коммутации тиристоров нецелесообразно, поскольку это привело бы к усложнению схемы инвертора и снижению их рабочей частоты до 1 кГц.

Широтно-импульсное регулирование выходного напряжения таких инверторов можно осуществить не прибегая к применению устройств вынужденной коммутации тиристоров, а используя способ их управления, изложенный в [Л. 3]. Для пояснения принципа работы инвертора обратимся к силовой схеме (рис. 1) и диаграммам тока и напряжения на диагонали моста (рис. 2).

В первый период частоты управления в момент времени t_1 (рис. 2) отпираются тиристоры T_1 , T_2 или T_3 , T_4 . В начале второго или n -го периода тиристоры T_1 , T_3 отпираются с задержкой на t_a по отношению к импульсам управления тиристорами T_2 , T_4 . В таком случае, начиная с n -го периода, к нагрузке инвертора Z_n будут прикладываться прямоугольные импульсы напряжения длительностью $T/2 - t_a$.

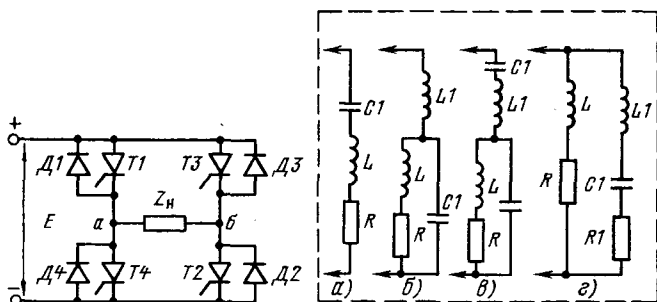


Рис. 1. Силовая схема инвертора.

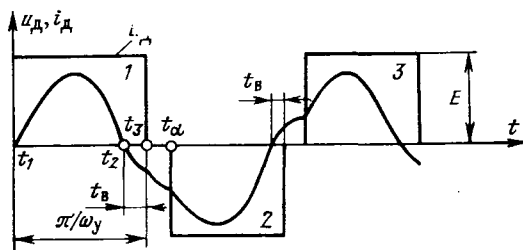


Рис. 2. Диаграммы тока и напряжения инвертора при широтном регулировании напряжения.

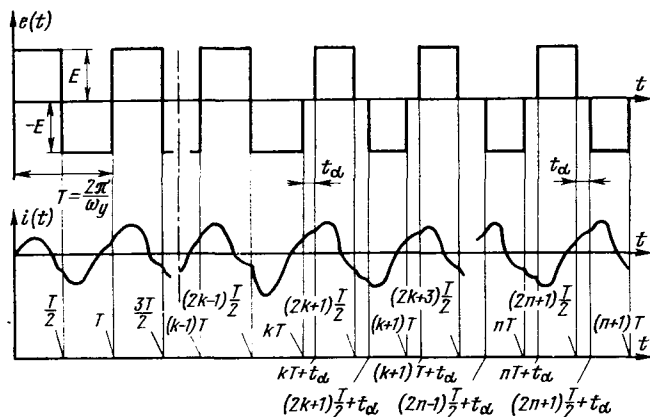


Рис. 3. Диаграммы тока и напряжения эквивалентного генератора.

Рассмотрим влияние начала момента регулирования на время $t_a = t_3 - t_2$, представляемое для восстановления управляемости тиристоры в переходном режиме. Для этого необходимо определить выражение для тока, протекающего через тиристоры в переходном и установившемся режимах. Из принципа работы данного инвертора следует [Л. 1, 4 и 5], что при попеременном включении пар тиристоров T_1, T_2 и T_3, T_4 (рис. 1) к нагрузке инвертора прикладывается знакопеременное напряжение практически прямоугольной формы, причем моменты коммутации напряжения строго определены управляющими импульсами. Считая, что внутреннее сопротивление источника питания и инерционность тиристорных ключей пренебрежимо малы, задачу определения мгновенных значений тока через тиристоры, диоды и нагрузку такого инвертора можно свести к определению входного тока в линейной цепи (нагрузка инвертора) [Л. 1 и 4] при воздействии на нее э. д. с. эквивалентного генератора. Форма напряжения эквивалентного генератора приведена на рис. 3.

Решение данной задачи с учетом переходного процесса осуществим с помощью преобразования Лапласа, суммируя

решения от действия смещенных импульсов напряжения, прикладываемых к нагрузке генератора (метод суммирования смещенных функций).

В случае широтного регулирования выходное напряжение, прикладываемое к нагрузке инвертора, имеет форму, приведенную на рис. 3, в соответствии с которой K первых импульсов напряжения имеют длительность, равную половине периода генерируемых колебаний, а остальные имеют меньшую длительность. Выходное напряжение можно интерпретировать как последовательность смещенных во времени скачков. Такую последовательность импульсов напряжения, предшествующую интервалу времени $nT + t_a \leq t \leq (n+1)T/2$, т. е. положительному импульсу напряжения $(n+1)$ -го периода колебаний, можно записать в преобразованном по Лапласу виде, используя теорему запаздывания

$$L[e_n(t)] = \frac{E}{p} \left\{ \left[1 - 2e^{-p \frac{T}{2}} + 2e^{-pT} - 2e^{-p \frac{3}{2}T} + 2e^{-p2T} - \dots + (-1)^k 2e^{-p \frac{k}{2}T} - \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots - 2e^{-p \frac{2k-1}{2}T} \right] + e^{-pkT} + \left[e^{-p(kT+t_a)} - e^{-p \frac{2k+1}{2}T} - e^{-p \left(\frac{2k+1}{2}T + t_a \right)} + e^{-p(k+1)T} + \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots + e^{-p[(n-1)T+t_a]} - e^{-p \frac{2n-1}{2}T} - e^{-p \left(\frac{2n-1}{2}T + t_a \right)} + e^{-pnT} + e^{-p(nT+t_a)} \right] \right\}, \quad (1)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots, n = k+1, k+2, k+3, \dots$

Перепишав выражение (1) так, чтобы ряды представляли собой геометрические прогрессии со знаменателем $-e^{-pT/2}$, получим

$$L[e_n(t)] = \frac{E}{p} \left\{ 1 - 2e^{-p \frac{T}{2}} \frac{1 + e^{-p(2k-1)T/2}}{1 + e^{-pT/2}} + \right. \\ \left. + (1 + e^{-pt_a}) e^{-pkT} \frac{1 + e^{-p \left(n-k + \frac{1}{2} \right) T}}{1 + e^{-pT/2}} \right\}. \quad (2)$$

Для последовательности импульсов напряжения, предшествующей интервалу времени $(2n+1)T/2 \leq t \leq (2n+1)T/2 + t_a$, т. е. паузе, следующей за положительным импульсом напряжения $(n+1)$ -го периода колебаний, добавится отрицательный скачок напряжения

$$L[e_n(t)] = \frac{E}{p} \left\{ 1 - 2e^{-p \frac{T}{2}} \frac{1 + e^{-p(2k-1)T/2}}{1 + e^{-pT/2}} + \right. \\ \left. + e^{-pkT} (1 + e^{-pt_a}) \frac{1 + e^{-p \left(n-k + \frac{1}{2} \right) T}}{1 + e^{-pT/2}} - \right. \\ \left. - e^{-p \left(n + \frac{1}{2} \right) T} \right\}. \quad (3)$$

Учитывая, что $T = \frac{2\pi}{\omega_y}$, а $\omega t_a = \alpha$, после замены переменной $p/\omega_y = p'$ получим:

$$L[e_n(\tau)] = \frac{E}{p'} \left\{ 1 - 2e^{-p'\pi} \frac{1 + e^{-p'(2k-1)\pi}}{1 + e^{-p'\pi}} + \right. \\ \left. + e^{-p'k2\pi} (1 + e^{-p'\alpha}) \frac{1 + e^{-p'(n-k+1/2)2\pi}}{1 + e^{-p'\pi}} \right\}. \quad (4)$$

$$L[e_n(\tau)] = \frac{E}{p'} \left\{ 1 - 2e^{-p'\pi} \frac{1 + e^{-p'(2k-1)\pi}}{1 + e^{-p'\pi}} + \right. \\ \left. + e^{-p'k2\pi} (1 + e^{-p'\alpha}) \frac{1 + e^{-p'(n-k+\frac{1}{2})2\pi}}{1 + e^{-p'\pi}} - \right. \\ \left. - e^{-p'(n+\frac{1}{2})2\pi} \right\}, \quad (5)$$

где $\tau = \omega_y t$, а ω_y — круговая частота генерируемых колебаний. Запишем выражение для входного тока в преобразованном по Лапласу виде:

$$L[i_n(\tau)] = L[e_n(\tau)] Y_{вх}(p); \quad (6)$$

$$L[i_n(\tau)] = L[e_n(\tau)] Y_{вх}(p). \quad (7)$$

С помощью обратного преобразования Лапласа определим выражение для входного тока нагрузки в интервале импульса напряжения и следующей за ним паузы.

$$i_n(\tau) = L^{-1} \left\{ L[e_n(\tau)] \frac{1}{Z(p)} \right\} = \\ = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} e'_{in}(p) \frac{1}{pZ(p)} e^{pt} dp; \quad (8)$$

$$i_n(\tau) = L^{-1} \left\{ L[e_n(\tau)] \frac{1}{Z(p)} \right\} = \\ = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} e'_{in}(p) \frac{1}{pZ(p)} e^{pt} dp, \quad (9)$$

где

$$e'_{in}(p) = pL[e_n(\tau)]; \quad e'_{in}(p) = pL[e_n(\tau)].$$

Для линейной цепи с сосредоточенными параметрами произведение проводимости контура нагрузки, записанной в операторной форме, на изображение единичного скачка представляет собой отношение двух полиномов, т. е. $\frac{1}{pZ(p)} = \frac{U(p)}{V(p)}$, и может быть представлено суммой простейших дробей вида $a_i = \frac{1}{p-p_i}$, где p_i — корень уравнения $V(p_i) = 0$. Тогда выражения (8) и (9) с учетом (4) и (5) можно записать:

$$i_n(\tau) = \frac{E}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \left\{ 1 - 2e^{-p'\pi} \frac{1 + e^{-p'(2k-1)\pi}}{1 + e^{-p'\pi}} + \right. \\ \left. + (1 + e^{-p'\alpha}) e^{-p'k2\pi} \frac{1 + e^{-p'(n-k+\frac{1}{2})2\pi}}{1 + e^{-p'\pi}} \right\} \times \\ \times \frac{U(p')}{V(p')} e^{-p't} dp'; \quad (10)$$

$$i_n(\tau) = \frac{E}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \left\{ 1 - 2e^{-p'\pi} \frac{1 + e^{-p'(2k-1)\pi}}{1 + e^{-p'\pi}} + \right. \\ \left. + e^{-p'k2\pi} (1 + e^{-p'\alpha}) \frac{1 + e^{-p'(n-k+\frac{1}{2})2\pi}}{1 + e^{-p'\pi}} - \right. \\ \left. - e^{-p'(n+\frac{1}{2})2\pi} \right\} \frac{U(p')}{V(p')} e^{p't} dp'. \quad (11)$$

Известно, что интегралы в комплексной плоскости равны сумме вычетов в полюсах подынтегральной функции. Полюсами подынтегральной функции являются корни уравнений $(1 + e^{-p'\pi}) = 0$ и $V(p_i) = 0$, корни первого уравнения равны $p_i = \pm j(2l+1)\pi$, где $l = 0, 1, 2, \dots$

Учитывая, что вычеты функций (4) и (5) в полюсах $p_i = \pm j(2l+1)\pi$ равны нулю, выражения (10) и (11) примут вид:

$$i_n(\tau) = \sum_{i=1}^q a_i e'_{in}(p_i) e^{p_i \tau}, \quad n2\pi + \alpha \leq \tau \leq (2n+1)\pi; \quad (12)$$

$$i_n(\tau) = \sum_{i=1}^q a_i e'_{in}(p_i) e^{p_i \tau}, \quad (2n+1)\pi \leq \tau \leq (2n+1)\pi + \alpha, \quad (13)$$

$$\text{где } a_i = \frac{U(p_i)'}{V'(p_i)}.$$

В качестве примера определим выражение для тока мостового инвертора с обратными диодами с учетом переходного процесса, когда нагрузкой инвертора является последовательный резонансный контур. Преобразованное сопротивление контура нагрузки инвертора L, C, R_n представим в виде:

$$Z(p) = \frac{\omega_y L}{p} \left[\left(p + \frac{\beta}{2} \right)^2 + \gamma^2 \right],$$

где

$$\beta = \frac{\omega_k}{\omega_y} \frac{1}{Q}; \quad Q = \frac{\omega_k L}{R_n}; \quad \omega_k = \frac{1}{\sqrt{LC}};$$

$$\gamma = \frac{\omega_0}{\omega_y}; \quad \omega_0 = \omega_k \sqrt{1 - 1/4Q^2}.$$

Произведение проводимости контура нагрузки, записанной в операторной форме, на изображение единичного скачка $\frac{1}{p} Y(p) = \frac{1}{pZ(p)}$ разложим на простейшие дроби

$$\frac{1}{p} Y(p) = \frac{1}{\omega_y L \left[\left(p + \frac{\beta_0}{2} \right)^2 + \gamma^2 \right]} = \frac{2}{\omega_y L} \operatorname{Re} \frac{a_1}{p - p_1}, \quad (14)$$

где

$$p_1 = -\frac{\beta_{01}}{2} \pm j\gamma; \quad a_1 = \frac{1}{2} j\gamma.$$

С учетом выражений (4), (5) и (12)–(14) для случая колебательного режима после несложных преобразований получим

$$i_n(n, \theta) = \sqrt{2} \frac{E}{R_n N \sqrt{4Q^2 - 1}} e^{-\frac{\beta}{2}(\alpha + \theta)} \times \\ \times \left\{ e^{\frac{\beta}{2}\pi} [\sin \gamma(\alpha + \theta - \pi) + \varphi] + \right. \\ \left. + e^{\frac{\beta}{2}\alpha} \sin \gamma(\theta - \pi) + e^{-\beta n\pi} [N \sin \gamma(n2\pi + \alpha + \theta) - \right. \\ \left. - 2e^{\frac{\beta}{2}\pi} \sin \gamma[(2n-1)\pi + \alpha + \theta] + \varphi] - \right. \\ \left. - 2e^{\beta k\pi} \sin \gamma[(n-k)2\pi + \alpha + \theta] + \varphi \right\} + \\ + e^{-\beta(n-k)\pi} [\sin \gamma[(n-k)2\pi + \alpha + \theta] + \varphi] + \\ + e^{\frac{\beta}{2}\alpha} \sin \gamma[(n-k)2\pi + \theta] + \varphi \}, \quad (15)$$

где

$$N = \sqrt{e^{\frac{\beta}{2}\pi} \left(\cos \gamma\pi + \operatorname{ch} \frac{\beta}{2}\pi \right)},$$

$$\varphi = -\operatorname{arctg} \frac{\sin \gamma\pi}{\cos \gamma\pi + e^{-\beta/2\pi}}, \quad 0 \leq \theta \leq \pi - \alpha.$$

Выражение в первых квадратных скобках определяет стационарное решение ($i_{с\tau}$), а в двух других квадратных скобках — свободные колебания $i_{св}$, которые при $n \rightarrow \infty$ равны нулю. Выражение для тока в течение паузы имеет вид:

$$i_n(n, \theta) = i_n(n, \theta) + \frac{2E}{R_n \sqrt{4Q^2 - 1}} e^{-\frac{\beta}{2} \tau} \sin \gamma (\alpha - \pi + \theta), \quad (16)$$

где $i_n(n, \theta)$ — определяется выражением (15), $\pi - \alpha \leq \theta \leq \pi$.

Выражения (15) и (16) позволяют определить входной ток нагрузки, а следовательно, ток через тиристоры и диоды инвертора с учетом переходного процесса в течение положительных импульсов напряжения длительностью $(\pi - \alpha)$ и следующих за ними пауз.

Выражения для токов в течение отрицательных импульсов напряжения и последующих за ними пауз определяются соответственно выражениями (15) и (16), где всюду следует заменить $n2\pi$ на $(2n+1)\pi$ и умножить первые квадратные скобки на (-1) .

Для определения тока в течение первых импульсов напряжения с длительностями, равными полупериоду генерируемой частоты, необходимо определить ток в нагрузке только от воздействия импульсов напряжения, заключенных в первые квадратные скобки в выражении (1). Прделав аналогичные выкладки, получим выражение для тока с учетом переходного процесса во время положительных и отрицательных импульсов напряжения.

$$i(n, \theta) = \frac{2E}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \frac{1}{A} e^{-\frac{\beta}{2} (\theta - \pi)} \times \\ \times \{ (-1)^k [\sin \gamma \theta + e^{-\frac{\beta}{2} \pi} \sin \gamma (\theta - \pi)] + \\ + e^{-k \frac{\beta}{2} \pi} [A \sin \gamma (k\pi + \theta) - \sin \gamma (k\pi + \theta) - \\ - e^{-\frac{\beta}{2} \pi} \sin \gamma (\theta + (k-1)\pi)] \},$$

где

$$k = 1, 2, 3, \dots, 0 \leq \theta \leq \pi, \\ A = e^{-\frac{\beta}{2} \pi} \left(\cos \gamma \pi + \operatorname{ch} \frac{\beta}{2} \pi \right).$$

С помощью полученных выражений могут быть определены максимальные, средние и эффективные значения токов через тиристоры и обратные диоды, необходимые для энергетического расчета инвертора, т. е. выбора класса и числа тиристоров и диодов при заданной мощности в нагрузке. В статье найденные выражения использовались для определения схемного времени, предоставляемого тиристорам для восстановления вентильной прочности в зависимости от добротности контура нагрузки, его расстройки относительно генерируемой частоты $\gamma = \omega_0/\omega_y$ и количества пусковых импульсов с длительностями, равными половине периода генерируемых колебаний.

Следует иметь в виду, что время восстановления тиристоров T_1, T_3 равно сумме значений отрезков времени $t_b = t_3 - t_1$ и времени задержки t_a . Восстановление управляемости тиристоров T_2, T_4 происходит лишь в течение времени t_b .

Исследование переходных процессов последовательного инвертора выявило ряд особенностей его работы при рассмотренном способе широтно-импульсного регулирования напряжения. Важным показателем работы инвертора является схемное время t_b , предоставляемое тиристорам для восстановления их запирающей способности.

Расчеты показали, что значение данного времени при отсутствии регулирования в диапазоне изменения параметра $\gamma = 1,05 - 1,15$ монотонно увеличивается до значений установившегося режима. Следует отметить, что в первые полупериоды значения t_b в 2—3 раза меньше значений установившегося режима. С увеличением расстройки γ в конце пуска наблюдается колебательный характер изменения дискретных значений времени t_b . Схемное время t_b в переходном и установившемся режимах зависит от добротности Q и расстройки γ и его значение пропорционально этим параметрам. Ввод регулирования существенно влияет на значение времени t_b , которое изменяется в зависимости от момента ввода регулирования и значения угла регулирования $\alpha' = \frac{\omega_y t_a}{\pi}$.

С увеличением задержки ввода регулирования схемное время t_b увеличивается. Если к моменту ввода регулирования время t_b достигло значений больших, чем установившееся значение $t'_y = \frac{t_y}{\pi}$, то при вводе регулирования время t_b , как правило, монотонно снижается до установившихся значений t'_y , соответствующих данному углу регулирования α' . Увеличение угла регулирования также приводит к снижению схемного времени t'_y .

На основании вышесказанного можно сформулировать следующие требования к устройствам запуска инверторов данного класса. Ввод регулирования должен осуществляться по истечении не менее трех-четырех полупериодов или после окончания переходного процесса. При низких значениях добротности ($Q = 1 - 3$) желательно осуществлять запуск при больших расстройках ($\gamma = 1,5 - 1,8$) и лишь после окончания запуска снижать расстройку. Устройство ввода регулирования должно предусматривать постепенное увеличение угла регулирования с момента окончания пускового процесса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Кулик В. Д. Способы и устройства широтного регулирования напряжения резонансных тиристорных инверторов. — Электричество, 1975, № 9, с. 57—60.
- Кошечев Л. Г., Третьяк Т. П. Мощные автономные инверторы напряжения. — Электричество, 1970, № 3, с. 61—65.
- А. с. 409345 (СССР). Способ регулирования напряжения однофазного инвертора/ Кулик В. Д. Оpubл. в Б. И., 1973, № 48.
- Дмитриков В. Ф., Уткин М. А. Исследование резонансного инвертора с обратными диодами. — Э. П. Преобразовательная техника, 1972, вып. 6 (30).
- Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963.

[15.8.1978]

Расчет электростатических полей методом эквивалентных зарядов

Канд. физ.-мат. наук ГУСАРОВ А. А., инж. БОБИКОВ В. Е.

г. Истра

В последнее время широкое распространение в расчетах электростатических полей получил метод эквивалентных зарядов [Л. 1—4], основанный на решении системы линейных уравнений относительно неизвестных величин зарядов:

$$[P] \cdot [Q] = [F], \quad (1)$$

где Q — вектор зарядов; P — матрица потенциальных коэффициентов; F — вектор потенциалов контурных точек на поверхности проводника.

Применение этого метода на практике встречает некоторые трудности. Во-первых, выбор расположения и количества элементарных зарядов осуществляется неоднократным просчетом различных вариантов, выбираемых методом проб и ошибок. Во-вторых, из-за дискретного характера зарядов требуется выбирать и размещать большое число зарядов для достижения удовлетворительной точности, что зачастую приводит к неверному решению системы уравнений. Это объясняется слишком высоким порядком системы уравнений, а также тем, что векторы, образуемые рядами матрицы коэффициентов, становятся очень близкими между собой, что приводит к накоплению общей ошибки округления.

Указанные трудности можно преодолеть, если за неизвестные величины кроме зарядов принять еще и координаты их местоположения. Тогда вместо системы линейных уравнений (1) составляется некоторая целевая функция эквивалентных зарядов:

$$f(x, y, z, Q) = \sum_{i=1}^n (\varphi_a - \varphi_i)^2, \quad (2)$$

где n — количество контурных точек, взятых на поверхности проводника; φ_a — потенциал проводника; φ_i — потенциал, вычисленный в i -й контурной точке; x, y, z — координаты эквивалентных зарядов.

Далее решается задача минимизации целевой функции (2) по координатам эквивалентных зарядов и их значениям. Количество контурных точек выбирается произвольно; в местах, где точность расчета представляет наибольший интерес, их количество может быть увеличено. Для сокращения времени минимизации начальный вектор переменных рекомендуется находить методом наименьших квадратов, где за неизвестные принимаются только значения зарядов.

Степенью точности расчета потенциала поля может служить точность выполнения граничных условий. Из теоремы максимума модуля гармонической функции следует, что в прострстве, где рассчитывается электростатическое поле, погрешность расчета не превышает ошибки на границе области.

Для проверки преимущества предлагаемого подхода к методу эквивалентных зарядов были проведены расчеты электростатического поля для промежутков «стержень — плоскость» и «система заряженных дисков над плоскостью».

Результаты расчета поля промежутка «стержень — плоскость» сравнивались с данными [Л. 1 и 4]. В некоторых случаях требуемая точность была достигнута при меньшем числе эквивалентных зарядов. Так, например, при расчете промежутка $G/R = 200$ (G — расстояние от стержня до плоскости, R — радиус закругления стержня) оказалось возможным сократить количество линейных зарядов с девяти до семи, причем погрешность выполнения граничных условий составила менее одного процента. Это говорит о том, что в [Л. 1] использовалась не лучшая система эквивалентных зарядов.

Система электродов «заряженные диски над плоскостью» представляет собой важный для практики случай, поскольку в конструкции многих высоковольтных установок (например, генераторов импульсных напряжений), имеются межэтажные

перекрытия в виде объемных дисков, находящихся под различными потенциалами. При расчете и проектировании подобных устройств необходимо знать распределение электростатического поля конструкции, а также емкости межэтажных перекрытий.

Ниже, для случая трех объемных дисков, рассчитано распределение электростатического поля. Для упрощения расчетов и придания результатам более общего характера использовались относительные единицы. Так, все геометрические параметры отнесены к радиусу закругления межэтажного перекрытия, а значения потенциалов — к потенциалу нижнего объемного диска. Диэлектрическая проницаемость принималась постоянной. Расчет проводился в цилиндрической системе координат, ось которой совпадает с осью симметрии системы дисков, а плоскость $Z = 0$ — с поверхностью «земля». Следовательно, благодаря осевой симметрии задачу достаточно рассмотреть в плоскости r, z . За эквивалентные заряды были взяты плоские заряженные диски II (рис. 1) с распределением заряда:

$$\sigma = \frac{Q}{4\pi r_j^2} \left(1 - \frac{r^2}{r_j^2}\right)^{-1/2}, \quad (3)$$

где σ — поверхностная плотность заряда; Q — полный заряд диска; r_j — радиус диска.

Потенциал поля тонкого диска

$$\varphi(r, z) = P_j Q_j, \quad (4)$$

где

$$P_j(r, z) = \frac{1}{4\pi \epsilon r_j} \left[\arctg \left(\frac{2r_j^2}{R_1 + \sqrt{R_1^2 + 4r_j^2(z - z_j)^2}} \right)^{1/2} - \arctg \left(\frac{2r_j^2}{R_2 + \sqrt{R_2^2 + 4r_j^2(z + z_j)^2}} \right)^{1/2} \right],$$

а $R_1 = r^2 + (z - z_j)^2 - r_j^2$; $R_2 = r^2 + (z + z_j)^2 - r_j^2$; z_j — расстояние от диска до земли.

Объемные диски имеют одинаковую геометрическую форму (I, рис. 1), их радиус равен R_0 . Расстояние между «этажами» и расстояние от нижнего «этажа» до земли одинаковы и равны G .

В выражении (4) уже учтено влияние земли, и граничное условие $\varphi(r, 0) = 0$ выполняется автоматически.

Заряд каждого «этажа» представлен несколькими плоскими заряженными дисками II (рис. 1) (в расчетах число дисков было равно четырем), размещенными внутри объемного диска. Тогда потенциал в любой точке r, z равен алгебраической сумме потенциалов, создаваемых всеми заряженными дисками:

$$\varphi(r, z) = \sum_{j=1}^m P_j Q_j,$$

где m — число заряженных дисков.

На поверхности электродов выбираются контрольные точки и составляется целевая функция

$$f = \sum_{k=1}^3 \sum_{i=1}^n (\varphi_{a,k} - \varphi_{k,i})^2, \quad (5)$$

где k — номер «этажа»; n — число контурных точек; $\varphi_{a,k}$ — потенциал «этажа».

Таблица 1

Параметры	Объемные диски											
	нижний				средний				верхний			
Q'	92,4	13,6	-41,7	-6,0	291,7	-141,6	-5,8	-13,9	673,9	-441,0	105,5	-11,7
r	20,7	19,9	19,0	9,8	20,5	19,4	18,9	10,7	20,5	19,5	19,4	11,9
z	24,7	24,4	25,8	25,9	49,9	50,2	50,6	50,7	75,0	75,1	75,4	74,6

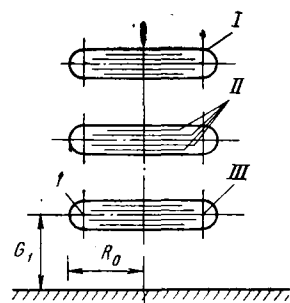
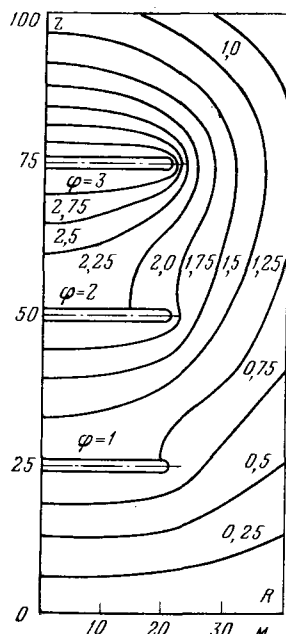


Рис. 1. Система заряженных дисков над плоскостью. I — заряженные объемные диски; II — заряженные плоские диски; III — круговые заряженные нити.

Рис. 2. Эквипотенциальные линии поля объемных дисков.



Начальное приближение определяется методом наименьших квадратов при заданном положении заряженных дисков. Затем решается задача по отысканию минимума функции (5); полученные значения зарядов и их координаты используются в определении электрических характеристик поля.

На рис. 2 показана картина поля при расстоянии между «этажами» $G=25$ и радиусе «этажа» $R_0=21$. На поверхности каждого объемного диска выбиралось по 25 контрольных точек: пять точек на закруглении и 20 точек на плоской части. Значение целевой функции в процессе вычисления было уменьшено с 9,225 в точке начального приближения до 0,423. Погрешность выполнения граничных условий при этом не превышает 2,5%.

В процессе минимизации целевой функции решение имеет устойчивый характер. В табл. 1 приведены значения эквивалентных зарядов и их координат при моделировании электродов плоскими заряженными дисками. Из таблицы видно, что некоторые эквивалентные заряды имеют близкое значение геометрических параметров. При решении системы алгебраических уравнений (1) это могло бы привести к неверному решению, так как столбцы матрицы потенциальных коэффициентов близки друг к другу. При использовании метода минимизации целевой функции это обстоятельство не вызывает затруднений.

Таблица 2

Параметры	Нижний объемный диск			Средний объемный диск			Верхний объемный диск		
	плоские диски		нить	плоские диски		нить	плоские диски		нить
Q'	-150,1	151,2	36,5	-185,6	210,4	67,3	501,4	-229,6	34,9
r	19,7	18,7	20,2	19,2	18,3	20,2	20,4	20,0	20,5
z	25,4	24,9	25,0	50,2	49,8	50,0	75,3	75,4	74,7

Наряду с указанным способом моделирования заряда «этажа» заряженными дисками можно использовать и другие. В частности, был рассмотрен вариант, где кроме заряженных дисков использовались кольцевые заряженные нити.

Потенциал поля в случае кольцевых заряженных нитей

$$\varphi(r, z) = \frac{Q}{4\pi\epsilon} \frac{2}{\pi} \left[\frac{K(k_1)}{\alpha_1} - \frac{K(k_2)}{\alpha_2} \right],$$

где

$$\alpha_1 = \sqrt{(r+r_j)^2 + (z-z_j)^2}; \quad \alpha_2 = \sqrt{(r+r_j)^2 + (z+z_j)^2};$$

$$k_1 = \frac{2\sqrt{r_j r}}{\alpha_1}; \quad k_2 = \frac{2\sqrt{r_j r}}{\alpha_2}.$$

Здесь $K(k_1)$ — полный эллиптический интеграл I-го рода; r_j — радиус заряженной нити; z_j — координаты заряженной нити.

Введение кольцевой заряженной нити позволило достигнуть более точного выполнения граничного условия на закруглении объемного диска. В табл. 2 представлены координаты и заряды дисков и нитей.

Вывод. Введение целевой функции по зарядам и их координатам в метод эквивалентных зарядов позволяет упростить исследование многих практических задач электростатики. Такой подход в целом сокращает время, требуемое для решения той или иной конкретной задачи, за счет автоматического выбора зарядов и их местоположений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Abou-Seada M. S., Nasser E. Digital Computer Calculation of the Electric Potential and Field of a Rod Gap. — Proc. IEEE, 1968, vol. 56, № 5, p. 813—820.
2. Колечицкий Е. С. Численный метод расчета осесимметричных электростатических полей. — Электричество, 1972, № 7, с. 57—60.
3. Singer H., Steinbigler H., Weiss P. The Simulation Method for the Calculation of High Voltage Fields. — Trans. IEEE, 1974, vol. 93, p. 1660—1668.
4. Steinbigler H. Digitale Berechnung elektrischer Felder. — ETZ—A, 1969, Bd 90, S. 663—666.

[15.6.1978]



Расчет изменений режима в линейной электрической цепи

Канд. техн. наук КАДЕЙШВИЛИ В. Г.

Тбилиси

В условиях эксплуатации больших электрических сетей самого различного назначения часто возникает необходимость прогнозировать отклонения режима от исходного состояния при возможных изменениях в схеме и на этой основе принимать или отвергать намечаемые к осуществлению оперативные мероприятия. Применение в подобных случаях общих методов анализа линейных электрических цепей (метод контурных токов, узловых напряжений и т. д.) не оправдано, так как они не используют обширной и содержательной информации, относящейся к исходному состоянию цепи.

Ниже изложен один из алгоритмов, отличительной особенностью которого является описание исходного состояния цепи с помощью единой системы обобщенных параметров, относящейся к этому же состоянию, но позволяющему с помощью полученных соотношений пересчитать любые отклонения режимных параметров при всевозможных изменениях в схеме.

Предположим, что к узлам m и n исходной схемы подключается новая ветвь с сопротивлением $\Delta z_{m,n}$ (рис. 1). На основе теоремы об активном двухполюснике всю исходную схему (без новой ветви) можно представить эквивалентным генератором, э. д. с. которого равно напряжению между зажимами m и n при отключенной внешней ветви и легко определяется по исходной схеме на основе эксплуатационных замеров или предварительно выполненного общего расчета. Нетрудно определить и внутреннее сопротивление эквивалентного генератора при условии, что известны обобщенные параметры исходной схемы, например, в форме собственных и взаимных сопротивлений $\Omega_{k,s}$.*

Предположим, что все э. д. с. и задающие токи исходной схемы равны нулю, а к узлам m и n полученной пассивной цепи подключен источник тока j_0 (рис. 2). В этих условиях с помощью известных взаимных сопротивлений исходной схемы нетрудно определить узловые напряжения

$$\dot{U}_{m,0} = -\Omega_{m,m}j_0 + \Omega_{m,n}j_0, \quad (1)$$

$$\dot{U}_{n,0} = -\Omega_{n,m}j_0 + \Omega_{n,n}j_0 \quad (2)$$

и напряжение на входе пассивной схемы

$$\dot{U}_{n,m} = (\Omega_{m,m} + \Omega_{n,n} - 2\Omega_{m,n})j_0. \quad (3)$$

После этого легко определяется входное сопротивление пассивного двухполюсника, равное внутреннему сопротивлению эквивалентного генератора:

$$z_{вн} = \frac{\dot{U}_{n,m}}{j_0} = \Omega_{m,m} + \Omega_{n,n} - 2\Omega_{m,n}. \quad (4)$$

Выражение (4) устанавливает связь между обобщенными параметрами и внутренним сопротивлением эквивалентного генератора, замещающего сложную цепь относительно любой пары ее узлов.

Зная параметры эквивалентного генератора, нетрудно определить ток в подключаемой ветви (рис. 3)

$$I_{m,n} = \frac{\dot{U}_{n,m}}{\Omega_{m,m} + \Omega_{n,n} - 2\Omega_{m,n} + \Delta z_{m,n}}. \quad (5)$$

Пользуясь теоремой компенсации, можно новую ветвь с сопротивлением $\Delta z_{m,n}$ заменить источником тока $j_{m,n} = I_{m,n}$, после чего рассматриваемая схема примет вид, показанный на рис. 4.

* Ввиду того, что терминология в области обобщенных параметров еще окончательно не сложилась, этот термин требует пояснения: под взаимным сопротивлением будем понимать комплексную величину, которая численно равна напряжению между узлами k и 0 (балансирующий узел), когда между узлами s и 0 действует источник задающего тока $j_s = 1$ а. Эти постоянные могут быть получены в результате обращения матрицы коэффициентов систем уравнений, составленной по методу узловых напряжений для исходной схемы. При $k=s$ вместо взаимного сопротивления имеем собственное сопротивление $\Omega_{k,k}$.

В этой схеме число узлов и сопротивления между ними такие же, как в исходной (рис. 1), и здесь возможно применение заданных обобщенных параметров $\Omega_{k,s}$.

Например, приращение напряжения в узле k , вызванное задающим током $j_{m,n}$ (или, что то же самое, подключением ветви с сопротивлением $\Delta z_{m,n}$), можно подсчитать следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{U}_{k,0} &= -\Omega_{k,m}j_{m,n} + \Omega_{k,n}j_{m,n} = \\ &= \frac{(\Omega_{k,n} - \Omega_{k,m})\dot{U}_{n,m}}{\Omega_{m,m} + \Omega_{n,n} - 2\Omega_{m,n} + \Delta z_{m,n}}. \end{aligned} \quad (6)$$

Полученная формула является универсальной в том смысле, что она пригодна не только при подключении новой ветви, но и в случае других возможных вариаций между узлами m и n . Это достигается соответствующим подбором сопротивления $\Delta z_{m,n}$, которое следует рассматривать не в виде реально существующего физического объекта, а в качестве расчетной величины, принимающей как положительные, так и отрицательные значения.

Например, если необходимо исследовать отклонение режима при полном отключении ветви m, n с сопротивлением $z_{m,n}$, то для этого достаточно в полученных соотношениях положить

$$\Delta z_{m,n} = -z_{m,n} \quad (7)$$

с тем, чтобы проводимость этой ветви стала равной нулю.

Если же сопротивление ветви m, n изменяется от исходного значения $z_{m,n}$ до $z'_{m,n}$, то

$$\Delta z_{m,n} = \frac{z_{m,n}z'_{m,n}}{z_{m,n} - z'_{m,n}}. \quad (8)$$

Универсальность данного алгоритма выражается также в том, что он позволяет использовать обобщенные параметры исходной схемы для учета влияния режима источников энергии в коммутированной цепи. Для этого необходимо поправки к узловым напряжениям, определяемым из выражения (6), рассматривать как некий «фон», на который накладываются результаты расчетов, полученные по обобщенным параметрам исходной схемы. Так, если бы не было изменения на участке m, n , напряжение в узле k , обусловленное задающим током j_s в узле s , можно было бы определить из условия

$$\dot{U}_{k,0} = \Omega_{k,s}j_s. \quad (9)$$

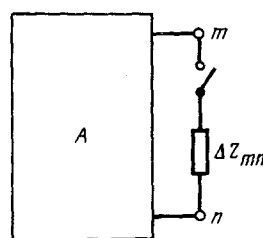


Рис. 1.

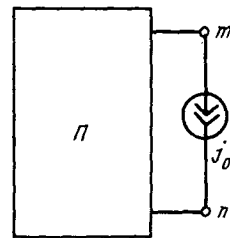


Рис. 2.

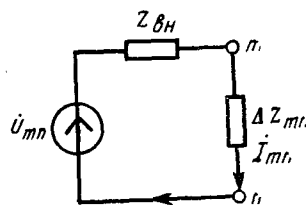


Рис. 3.

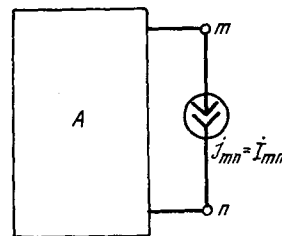


Рис. 4.

При подключении сопротивления $\Delta z_{m,n}$ это напряжение следует определять с учетом «фона», т. е.

$$\dot{U}'_{k,0} = \Omega_{k,s} j_s + \Delta \dot{U}_{k,0}. \quad (10)$$

В частном случае, когда в исходной схеме действует только один источник задающего тока j_s , э. д. с. эквивалентного генератора определяется следующим образом:

$$\dot{U}_{m,n} = \Omega_{m,s} j_s - \Omega_{n,s} j_s. \quad (11)$$

Подставляя (11) в (10), получаем с учетом (6)

$$\dot{U}'_{k,0} = \left[\Omega_{k,s} + \frac{(\Omega_{k,n} - \Omega_{k,m})(\Omega_{m,s} - \Omega_{n,s})}{\Omega_{m,m} + \Omega_{n,n} - 2\Omega_{m,n} + \Delta z_{m,n}} \right] j_s. \quad (12)$$

Очевидно, что выражение в квадратных скобках

$$\Omega_{k,s}(m,n) = \Omega_{k,s} + \frac{(\Omega_{k,n} - \Omega_{k,m})(\Omega_{m,s} - \Omega_{n,s})}{\Omega_{m,m} + \Omega_{n,n} - 2\Omega_{m,n} + \Delta z_{m,n}} \quad (13)$$

представляет собой взаимное сопротивление между узлами k и s с учетом подключенного между узлами m и n сопротивления $\Delta z_{m,n}$. Второе слагаемое в правой части выражения в квадратных скобках представляет собой приращение к взаимному сопротивлению между узлами k и s при таком изменении состояния исходной схемы, которое эквивалентно подключению новой ветви с расчетным сопротивлением $\Delta z_{m,n}$.

Таким образом, если известны обобщенные параметры исходной схемы, то с помощью формулы (13) можно пересчитать их для случая подключения одной новой ветви.

Приведенные соотношения принимают особенно простой вид, когда изменения касаются ветви, непосредственно связанной своим одним зажимом с балансирующим узлом. Пусть, например, в этом качестве выступает узел n . В таком случае э. д. с. эквивалентного генератора будет $\dot{U}_{m,0}$, а ее внутреннее сопротивление $z_{вн} = \Omega_{m,m}$. Ток источника компенсирующего сопротивления $\Delta z_{m,0}$

$$j_{m,0} = \frac{\dot{U}_{m,0}}{\Omega_{m,m} + \Delta z_{m,0}}.$$

Поправка к узловому напряжению, обусловленная подключением новой ветви

$$\Delta \dot{U}_{k,0} = \frac{-\Omega_{k,m} \dot{U}_{m,0}}{\Omega_{m,m} + \Delta z_{m,0}}.$$

Новое значение узлового напряжения при изменении задающего тока в узле s на Δj_s с учетом подключения ветви $m, 0$:

$$\dot{U}'_{k,0} = \dot{U}_{k,0} + \Omega_{k,s} \Delta j_s + \Delta \dot{U}_{k,0}.$$

Когда в схеме действует только один реальный источник тока j_s (не считая фиктивного источника, компенсирующего сопротивление $\Delta z_{m,0}$)

$$\dot{U}'_{k,0} = \left[\Omega_{k,s} - \frac{\Omega_{k,m} \Omega_{m,s}}{\Omega_{m,m} + \Delta z_{m,0}} \right] j_s,$$

а новое значение взаимного сопротивления

$$\Omega_{k,s}(m,0) = \Omega_{k,s} - \frac{\Omega_{k,m} \Omega_{m,s}}{\Omega_{m,m} + \Delta z_{m,0}}.$$

Очевидно, данный подход может быть использован и в том случае, когда в схеме происходит не одно, а несколько изменений одновременно. При этом результирующий «фон» в каждом узле будет выражаться суммой поправок, обусловленных всеми фиктивными задающими токами, определяемыми последовательно путем многократного применения предложенного алгоритма.

Кроме того, путем систематического применения формулы (13) можно рассчитать всю матрицу обобщенных параметров сложной схемы путем поочередного подключения новых ветвей (хорд) к исходному дереву и постепенному расширению ее с нулевого узла до полного графа. Этот алгоритм, основанный исключительно на характерных закономерностях электрических цепей, может оказаться в определенных условиях даже более эффективным, чем известные математические алгоритмы обращения больших матриц. Достаточно отметить, что на каждом шаге вычислений здесь в оперативном запоминающем устройстве нужно иметь лишь девять исходных элементов, а не матрицу всей цепи.

[15.08.1978]

УДК 62-523:621.3.012.7

Исследование регулируемой статической характеристики многооборотных функциональных преобразователей

Канд. техн. наук УРАКСЕЕВ М. А., инж. ИЛЬСОВ Р. М.

Уфимский авиационный институт

Все возрастающие требования к элементам и техническим средствам систем управления и регулирования привели к разработке широкого класса преобразователей, статическая характеристика которых может быть регулируема без нарушения конструктивной и схемной целостности устройства [Л. 1 и 2]. Они используются в измерительно-вычислительных и многоканальных информационно-измерительных системах, многопредельных автоматических приборах для измерения широкого класса физических величин — температуры, давления, расхода и уровня жидких сред и т. д.

В общем комплексе таких устройств важное место принадлежит многооборотным функциональным преобразователям (МФП) с регулируемой статической характеристикой, которые отличаются высокой точностью и чувствительностью [Л. 3].

В статье на примере наиболее характерной конструкции МФП с регулируемой статической характеристикой [Л. 4] рассмотрены вопросы составления дифференциальных уравнений, описывающих законы изменения магнитных потоков и м. д. с. с учетом вида магнитной системы, распределенного характера витков наматываемой обмотки и их связи с углом

поворота подвижной части преобразователя, а также дан анализ статической характеристики и чувствительности преобразователя с учетом коэффициентов, характеризующих распределенные электромагнитные параметры.

На рис. 1 приведена конструкция многооборотного функционального преобразователя с регулируемой статической характеристикой, разработанная при участии авторов в Уфимском авиационном институте.

Преобразователь состоит из цилиндрического магнитопровода 1 с подвижными боковыми крышками 2 и неподвижными крышками 3. Изоляционные цилиндрические каркасы 4 укреплены между неподвижными боковыми крышками 3 и центральным выступом 5. Через отверстия в неподвижных боковых крышках и продольный паз в ферромагнитном стержне 6 пропущены витки обмоток возбуждения 7 и измерительной 8, которые наматываются на стержень 6 при его вращении. Обычно стержень 6 крепится к контролируемому объекту. Последовательно и встречно с обмоткой 7 соединена вторая обмотка возбуждения 9, витки которой наматываются на цилиндрические изоляционные каркасы при вращении регу-

лировочных крышек 2, через отверстия в которых выведены наружу концы обмотки 9. Витки обмоток 7, 8 и 9 выполнены в виде упругой токопроводящей изолированной снаружи спирали с равномерным распределением витков вдоль длины магнитопровода.

Действие преобразователя основано на изменении взаимной индуктивности обмоток при вращении подвижной части.

Многооборотные функциональные преобразователи содержат магнитные цепи, которые характеризуются определенным сочетанием распределенных вдоль их длины магнитных и электрических параметров: погонных значений магнитной проводимости g воздушных зазоров между наружным цилиндрическим магнитопроводом и центральным ферромагнитным стержнем, погонных значений магнитного сопротивления стержня и цилиндра (они обычно одинаковы) r_μ , погонных значений продольных ампер-витков f_{rv} наматываемых обмоток.

На рис. 2 приведен участок магнитной цепи МФП, который образован частями наружного магнитопровода, боковых крышек, центральным выступом и центральным ферромагнитным стержнем.

Учитывая, что магнитное поле однородное, плоскопараллельное и рабочему диапазону изменения магнитного потока Φ_x и м. д. с. F_x соответствует линейная зависимость между магнитной индукцией и напряженностью на любом участке магнитной цепи, запишем, пользуясь законами Кирхгофа для участка магнитной цепи длиной dx , выражения, описывающие изменения Φ_x и F_x :

$$\left. \begin{aligned} d\Phi_x &= -F_x g(x) dx; \\ dF_x &= -\Phi_x r_\mu dx + f_{rv}(x) dx. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

В наиболее общем случае параметры $g(x)$ и $f_{rv}(x)$ могут изменяться по различным функциональным законам в функции координаты x рассматриваемого сечения. В [Л. 5 и 6] приведены классификационные таблицы магнитных систем широкого класса устройств с различным сочетанием распределенных электрических $f_{rv}(x)$ и магнитных r_μ , $g(x)$ параметров и даны аналитические выражения потоков и м. д. с., полученные решением уравнений (1) при подстановке в них соответствующих значений распределенных параметров.

В рассматриваемом преобразователе $r_\mu = \text{const}$, $g = \text{const}$, $f_{rv} = \text{const}$. Пользуясь законами Кирхгофа для участков магнитной цепи dx_1 и dx_2 , отстоящих от начала отсчета (в качестве которого на рис. 1 принято начало обмоток возбуждения) на расстоянии x_1 и x_2 , составим по аналогии с (1) исходные уравнения, описывающие изменения потоков Φ_{x1} и Φ_{x2} , создаваемых в сечениях магнитопровода обмотками возбуждения 7 и 9, а также м. д. с. F_{x1} и F_{x2} .

$$\left. \begin{aligned} d\Phi_{x1}/dx_1 &= -F_{x1}g; \quad d\Phi_{x2}/dx_2 = F_{x2}g; \\ dF_{x1}/dx_1 &= -\Phi_{x1}r_\mu + f_{rv}; \quad dF_{x2}/dx_2 = \Phi_{x2}r_\mu + f_{rv}. \end{aligned} \right\}$$

Решая эти уравнения в общем виде, получаем:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{x1} &= \frac{2g\dot{f}_{rv1}}{\dot{\gamma}^2} + A_1 e^{\dot{\gamma}x_1} + B_1 e^{-\dot{\gamma}x_1}; \\ \Phi_{x2} &= -\frac{2g\dot{f}_{rv2}}{\dot{\gamma}^2} + A_2 e^{\dot{\gamma}x_2} + B_2 e^{-\dot{\gamma}x_2}; \\ \dot{F}_{x1} &= -\frac{\dot{\gamma}}{g} (A_1 e^{\dot{\gamma}x_1} - B_1 e^{-\dot{\gamma}x_1}); \\ \dot{F}_{x2} &= \frac{\dot{\gamma}}{g} (A_2 e^{\dot{\gamma}x_2} - B_2 e^{-\dot{\gamma}x_2}), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $\dot{\gamma} = \sqrt{2r_\mu g}$ — коэффициент распространения волны магнитного потока в магнитной цепи [Л. 2]; $g = \frac{\mu_0 \pi d}{h}$ — погонная магнитная проводимость воздушного зазора между цилиндрами;

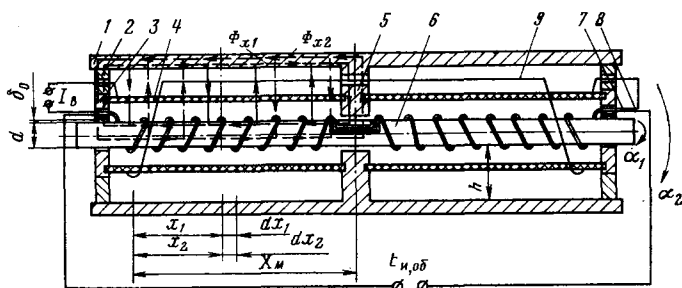


Рис. 1. Конструкция многооборотного функционального преобразователя с регулируемой характеристикой.

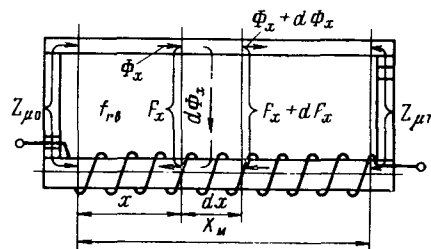


Рис. 2. Участок магнитной цепи МФП.

$\dot{A}_1, \dot{B}_1, \dot{A}_2, \dot{B}_2$ — постоянные; $\dot{f}_{rv1} = \frac{I_B W_{B, 01} \alpha_1}{X_M 2\pi}$ — погонные ампер-витки обмотки возбуждения 7; I_B — ток обмотки возбуждения; $W_{B, 01}$ — число одновременно наматываемых витков обмотки возбуждения 7; X_M — максимальная длина МФП; α_1 — угол поворота ферромагнитного стержня 6; $\dot{f}_{rv2} = \frac{I_B W_{B, 02} \alpha_2}{X_M 2\pi}$ — погонные ампер-витки обмотки возбуждения 9; $W_{B, 02}$ — число одновременно наматываемых витков обмотки возбуждения 9; α_2 — угол поворота подвижных боковых крышек 2.

Из граничных условий

$$\left. \begin{aligned} \text{при } x_1 = 0 \quad \dot{F}_{x1=0} &= -\dot{\Phi}_{x1=0} Z_{\mu 0}; \\ \text{при } x_2 = 0 \quad \dot{F}_{x2=0} &= \dot{\Phi}_{x2=0} Z_{\mu 0}; \\ \text{при } x_1 = X_M \quad \dot{F}_{x1=X_M} &= \dot{\Phi}_{x1=X_M} Z_{\mu T}; \\ \text{при } x_2 = X_M \quad \dot{F}_{x2=X_M} &= -\dot{\Phi}_{x2=X_M} Z_{\mu T} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

находим коэффициенты $\dot{A}_1, \dot{B}_1, \dot{A}_2, \dot{B}_2$

$$\left. \begin{aligned} \dot{A}_1 &= -\frac{Z_{\mu 0} Z_{\mu T} g \dot{f}_{rv1} / \dot{\gamma}^2 (1 - e^{-\dot{\beta}}) + \dot{f}_{rv1} / \dot{\gamma} (Z_{\mu T} + Z_{\mu 0} e^{-\dot{\beta}})}{(Z_{\mu 0} Z_{\mu T} + \dot{\gamma}^2 / g^2) \text{sh } \dot{\beta} + (Z_{\mu 0} + Z_{\mu T}) \dot{\gamma} / g \text{ch } \dot{\beta}}; \\ \dot{B}_1 &= -\frac{Z_{\mu 0} Z_{\mu T} g \dot{f}_{rv1} / \dot{\gamma}^2 (e^{\dot{\beta}} - 1) + \dot{f}_{rv1} / \dot{\gamma} (Z_{\mu T} + Z_{\mu 0} e^{\dot{\beta}})}{(Z_{\mu 0} Z_{\mu T} + \dot{\gamma}^2 / g^2) \text{sh } \dot{\beta} + (Z_{\mu 0} + Z_{\mu T}) \dot{\gamma} / g \text{ch } \dot{\beta}}; \\ \dot{A}_2 &= +\frac{Z_{\mu 0} Z_{\mu T} g \dot{f}_{rv2} / \dot{\gamma}^2 (1 - e^{-\dot{\beta}}) + \dot{f}_{rv2} / \dot{\gamma} (Z_{\mu T} + Z_{\mu 0} e^{-\dot{\beta}})}{(Z_{\mu 0} Z_{\mu T} + \dot{\gamma}^2 / g^2) \text{sh } \dot{\beta} + (Z_{\mu 0} + Z_{\mu T}) \dot{\gamma} / g \text{ch } \dot{\beta}}; \\ \dot{B}_2 &= +\frac{Z_{\mu 0} Z_{\mu T} g \dot{f}_{rv2} / \dot{\gamma}^2 (e^{\dot{\beta}} - 1) + \dot{f}_{rv2} / \dot{\gamma} (Z_{\mu T} + Z_{\mu 0} e^{\dot{\beta}})}{(Z_{\mu 0} Z_{\mu T} + \dot{\gamma}^2 / g^2) \text{sh } \dot{\beta} + (Z_{\mu 0} + Z_{\mu T}) \dot{\gamma} / g \text{ch } \dot{\beta}}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

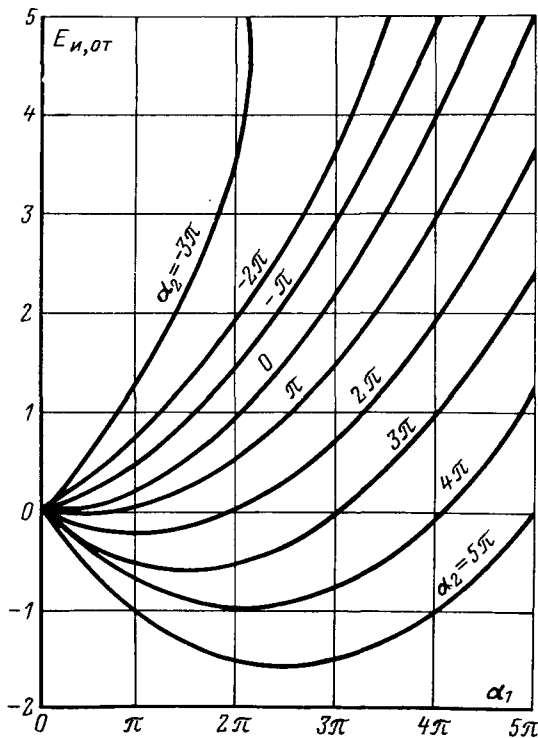


Рис. 3. Статическая характеристика многооборотного функционального преобразователя.

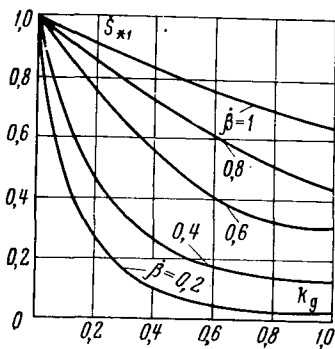


Рис. 4. Кривые зависимости относительной чувствительности S_{*1} от коэффициентов k_g и β .

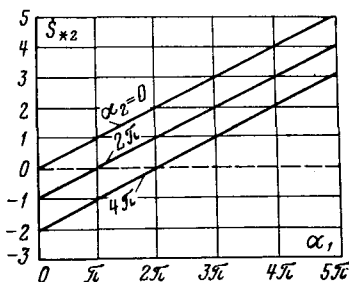


Рис. 5. Кривые зависимости относительной чувствительности S_{*2} от изменения углов α_1 и α_2 .

где $\beta = \gamma X_M$ — коэффициент, характеризующий потери м. д. с. в магнитной линии [Л. 2]; $Z_{\mu 0}$ — магнитное сопротивление основания магнитопровода, состоящее из сопротивлений ферромагнитных крышек и воздушных промежутков между боковыми крышками и подвижным стержнем; $Z_{\mu T}$ — магнитное сопротивление торца магнитопровода, состоящее из сопротивления центрального выступа и воздушных промежутков между центральным выступом и ферромагнитным стержнем.

Если торец и основание одинаковы, то, пренебрегая магнитным сопротивлением стали, можно считать, что $Z_{\mu 0} = Z_{\mu T} = \delta_0 / \mu_0 \pi d l_0$. Подставив выражение (4) в (2), получим:

$$\Phi_{x1} = \frac{\dot{f}_{rB1}}{r_{\mu}} \times \left\{ 1 - \frac{\frac{Z_{\mu 0 g}}{\dot{\gamma}} [\text{sh } \dot{\gamma} x_1 + \text{sh } \dot{\gamma} (X_M - x_1)] + [\text{ch } \dot{\gamma} x_1 + \text{ch } \dot{\gamma} (X_M - x_1)]}{\frac{Z_{\mu 0 g}}{\dot{\gamma}} (1 + \gamma^2 / Z_{\mu 0 g}^2) \text{sh } \dot{\beta} + 2 \text{ch } \dot{\beta}} \right\}; \quad (5)$$

$$\Phi_{x2} = -\frac{\dot{f}_{rB2}}{r_{\mu}} \times \left\{ 1 - \frac{\frac{Z_{\mu 0 g}}{\dot{\gamma}} [\text{sh } \dot{\gamma} x_2 + \text{sh } \dot{\gamma} (X_M - x_2)] + [\text{ch } \dot{\gamma} x_2 + \text{ch } \dot{\gamma} (X_M - x_2)]}{\frac{Z_{\mu 0 g}}{\dot{\gamma}} (1 + \gamma^2 / Z_{\mu 0 g}^2) \text{sh } \dot{\beta} + 2 \text{ch } \dot{\beta}} \right\}. \quad (6)$$

Наводимые в измерительных обмотках потоками Φ_{x1} и Φ_{x2} э. д. с. находятся из выражений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{n1} &= -j\omega \int_0^{X_M} \Phi_{x1} 2W_{n,y} dx_1; \\ \dot{E}_{n2} &= -j\omega \int_0^{X_M} \Phi_{x2} 2W_{n,y} dx_2, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $W_{n,y} = \frac{W_{n, \alpha_1}}{X_M 2\pi}$ — удельное число витков наматываемой измерительной обмотки; $W_{n,0}$ — число одновременно наматываемых витков измерительной обмотки.

Вводя обозначение

$$k_g = Z_{\mu 0 g} X_M \quad (8)$$

и подставляя Φ_{x1} , Φ_{x2} и $W_{n,y}$ в (7), получаем:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{n1} &= -j\omega \frac{2I_B W_{B,01} W_{n,0}}{X_M r_{\mu}} \times \left[1 - 2 \frac{k_g / \beta (\text{ch } \dot{\beta} - 1) + \text{sh } \dot{\beta}}{k_g (1 + \beta^2 / k_g^2) \text{sh } \dot{\beta} + 2\dot{\beta} \text{ch } \dot{\beta}} \right] \frac{\alpha_1^2}{4\pi^2}; \\ \dot{E}_{n2} &= +j\omega \frac{2I_B W_{B,02} W_{n,0}}{X_M r_{\mu}} \times \left[1 - 2 \frac{k_g / \beta (\text{ch } \dot{\beta} - 1) + \text{sh } \dot{\beta}}{K_g (1 + \beta^2 / K_g^2) \text{sh } \dot{\beta} + 2\dot{\beta} \text{ch } \dot{\beta}} \right] \frac{\alpha_1 \alpha_2}{4\pi^2}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Принимая $W_{B,01} = W_{B,02} = W_{B,0}$ и суммируя полученные э. д. с., находим выходной сигнал преобразователя:

$$\dot{E}_{и,об} = \dot{E}_{n1} + \dot{E}_{n2} = -j\omega \frac{2I_B W_{B,0} W_{n,0}}{X_M r_{\mu}} \times \left[1 - 2 \frac{\frac{K_g}{\beta} (\text{ch } \dot{\beta} - 1) + \text{sh } \dot{\beta}}{K_g (1 + \beta^2 / K_g^2) \text{sh } \dot{\beta} + 2\dot{\beta} \text{ch } \dot{\beta}} \right] \left[\frac{\alpha_1^2 - \alpha_1 \alpha_2}{4\pi^2} \right]. \quad (10)$$

Переходя к относительным единицам, запишем

$$\dot{E}_{н, от} = \frac{\dot{E}_{н, об}}{\dot{E}_{н, м}} = \frac{\alpha_1^2 - \alpha_1 \alpha_2}{4\pi^2}, \quad (11)$$

где

$$\dot{E}_{н, м} = -j\omega \frac{2I_B W_{B, o} W_{H, o}}{X_M r_{\mu}} \times \\ \times \left[1 - 2 \frac{K_g / \beta (\operatorname{ch} \beta - 1) + \operatorname{sh} \beta}{K_g (1 + \beta^2 / K_g^2) \operatorname{sh} \beta + 2\beta \operatorname{ch} \beta} \right].$$

Таким образом, модуль э. д. с. на выходе наматываемой измерительной обмотки пропорционален разности $(\alpha_1^2 - \alpha_1 \alpha_2)$ и равен нулю при $\alpha_1 = \alpha_2$. Изменяя фиксированно значение α_2 , можно при непрерывном изменении α_1 получить широкий класс функций, реализуемых многооборотным функциональным преобразователем (рис. 3).

Одной из основных характеристик МФП, определяющей выбор той или иной конструкции преобразователя, является чувствительность, которая находится как первая производная выходной величины по входной. Имея формулу статической характеристики (10), запишем выражение для чувствительности МФП:

$$\dot{S} = -j\omega \frac{2I_B W_{B, o} W_{H, o}}{X_M r_{\mu} 4\pi^2} \times \\ \times \left[1 - 2 \frac{K_g / \beta (\operatorname{ch} \beta - 1) + \operatorname{sh} \beta}{K_g (1 + \beta^2 / K_g^2) \operatorname{sh} \beta + 2\beta \operatorname{ch} \beta} \right] (2\alpha_1 - \alpha_2). \quad (12)$$

При постоянной частоте тока возбуждения чувствительность преобразователя зависит от коэффициентов K_g и β . Кроме того, чувствительность преобразователя зависит от переменных величин, т. е. разности $(2\alpha_1 - \alpha_2)$ и соответственно будет величиной переменной.

Для анализа зависимости чувствительности от коэффициентов K_g и β , а также от разности углов $(2\alpha_1 - \alpha_2)$ удобно пользоваться относительной чувствительностью

$$\left. \begin{aligned} \dot{S}_{*1} &= \frac{\dot{S}}{\dot{S}_{1м}} = \left[1 - 2 \frac{K_g / \beta (\operatorname{ch} \beta - 1) + \operatorname{sh} \beta}{K_g (1 + \beta^2 / K_g^2) \operatorname{sh} \beta + 2\beta \operatorname{ch} \beta} \right]; \\ \dot{S}_{*2} &= \frac{\dot{S}}{\dot{S}_{2м}} = \frac{2\alpha_1 - \alpha_2}{4\pi} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где

$$\dot{S}_{1м} = -j\omega \frac{2I_B W_{B, o} W_{H, o}}{X_M r_{\mu} 4\pi^2} (2\alpha_1 - \alpha_2);$$

$$\dot{S}_{2м} = -j\omega \frac{2I_B W_{B, o} W_{H, o}}{X_M r_{\mu} \pi} \times \\ \times \left[1 - 2 \frac{K_g / \beta (\operatorname{ch} \beta - 1) + \operatorname{sh} \beta}{K_g (1 + \beta^2 / K_g^2) \operatorname{sh} \beta + 2\beta \operatorname{ch} \beta} \right].$$

На рис. 4 приведены кривые зависимости относительной чувствительности $\dot{S}_{*1}$ от коэффициентов K_g и β , а на рис. 5 — кривые зависимости относительной чувствительности $\dot{S}_{*2}$ от изменения разности углов $2\alpha_1 - \alpha_2 / 4\pi$.

Анализ кривых рис. 4 показывает, что увеличения чувствительности МФП можно достичь за счет уменьшения K_g и увеличения β , т. е. за счет уменьшения отношения магнитного сопротивления торцевых участков магнитопровода к магнитному сопротивлению воздушных промежутков между подвижными и неподвижными частями магнитопровода. Кривые рис. 5 говорят о том, что чувствительность преобразователя увеличивается с ростом α_1 и уменьшением α_2 , а при $2\alpha_1 = \alpha_2$ она равна нулю.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Куликовский Л. Ф., Конюхов Н. Е. Трансформаторные функциональные преобразователи с профилированными вторичными контурами. М.: Энергия, 1971.
2. Зарипов М. Ф., Ураксеев М. А. Расчет электромеханических счетно-решающих преобразователей. М.: Наука, 1976.
3. Зарипов М. Ф. Преобразователи с распределенными параметрами. М.: Энергия, 1969.
4. А. с. 434423 [СССР]. Многооборотный функциональный преобразователь / Ураксеев М. А., Ильясов Р. М. Опубл. в Б. И., 1974, № 24.
5. Зарипов М. Ф., Ураксеев М. А. Функциональные преобразователи перемещения. М.: Машиностроение, 1976.
6. Зарипов М. Ф., Ураксеев М. А. Анализ магнитных систем счетно-решающих преобразователей. — Изв. вузов. Электромеханика, 1972, № 11.

[26.5.1978]



УДК 621.319.7

Определение взаимозависимости между плотностью зарядов диэлектрического полотна и напряженностью поля над ним

Канд. техн. наук ГОРОДЕЦКИЙ А. Е.

Ленинград

В процессе производства таких диэлектрических материалов, как бумага, картон или ткань, наблюдается электризация последних, усложняющая технологические процессы и затрудняющая работу обслуживающего персонала. Описанию процесса электризации диэлектриков посвящен ряд работ, например [Л. 1 и 2], где выявляются факторы, влияющие на этот процесс — влажность материала и скорость его движения.

Изучение электростатических полей, вызванных электризацией диэлектрика, а также получение аналитических зависимостей, пригодных для технических расчетов, наталкивается на трудности экспериментальных исследований [Л. 3 и 4]. Однако в ряде практических случаев, например при исследовании электростатических полей полотен бумаги, задача может быть облегчена за счет установления взаимозависимости между распределением плотности зарядов по полотну $\sigma(x)$ и

распределением напряженности электрического поля $E(x, y)$ над ним и за счет уменьшения числа измерений при аппроксимации функции $\sigma(x)$ линейной или кусочно-линейной зависимостью.

Так как изменение плотности зарядов по длине диэлектрического полотна незначительно по сравнению с ее изменением по ширине [Л. 4], представим заряженное диэлектрическое полотно в виде набора параллельных заряженных тонких полос, имеющих одинаковую ширину $\Delta\xi$, и удельные поверхностные плотности зарядов σ_i , монотонно меняющиеся при переходе от одной полосы к другой (см. рисунок). Введенное ограничение упрощает задачу и в то же время дает приемлемый результат во многих практических случаях, когда нужно знать напряженность поля вблизи (на расстоянии до 2 м) заряженного полотна.

Закон изменения поверхностной плотности зарядов аппроксимируем отрезками прямых

$$\sigma(x) = \sum_{i=1}^n (\sigma_i + k_i \xi), \quad (1)$$

где $-H \leq \xi \leq H$, $2H$ — ширина заряженного полотна.

Напряженность поля, создаваемая каждой из полос полотна на расстоянии r_i от нее в соответствии с теоремой Гаусса

$$E_i = \frac{\sigma_i \Delta \xi}{\pi \epsilon_a r_i}, \quad (2)$$

где ϵ_a — абсолютная диэлектрическая проницаемость среды, в которой определяется напряженность.

Положим, что $\Delta \xi \rightarrow 0$ и применим принцип суперпозиции при определении напряженности поля $E(x, y)$ над заряженным полотном.

Тогда

$$\left. \begin{aligned} E_x(x, y) &= \frac{1}{\pi \epsilon_a} \sum_{i=1}^n \int_{\xi_i}^{\xi_{i+1}} \frac{\sigma_i + k_i \xi}{\sqrt{y^2 + (x - \xi)^2}} \times \\ &\quad \times \sin \arctg \frac{x - \xi}{y} d\xi; \\ E_y(x, y) &= \frac{1}{\pi \epsilon_a} \sum_{i=1}^n \int_{\xi_i}^{\xi_{i+1}} \frac{\sigma_i + k_i \xi}{\sqrt{y^2 + (x - \xi)^2}} \times \\ &\quad \times \cos \arctg \frac{x - \xi}{y} d\xi; \\ E(x, y) &= \sqrt{E_x^2(x, y) + E_y^2(x, y)}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $E_x(x, y)$, $E_y(x, y)$ — проекции вектора напряженности поля на оси координат.

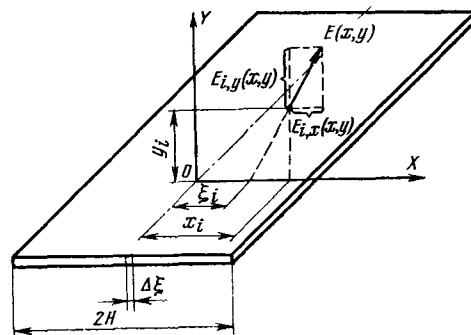
Результаты экспериментов показали, что плотность зарядов по ширине бумажного полотна

$$\sigma = \begin{cases} \sigma_{\min} - \frac{1}{H} (\sigma_{\max} - \sigma_{\min}) \xi & \text{для } -H < \xi < 0, \\ \sigma_{\min} + \frac{1}{H} (\sigma_{\max} - \sigma_{\min}) \xi & \text{для } 0 < \xi < H. \end{cases} \quad (4)$$

Наибольшая плотность зарядов на краях бумажного полотна объясняется пересушиванием его кромок при изготовлении.

Подставив (4) в (3) и проинтегрировав, получаем

$$\left. \begin{aligned} E_x(x, y) &= \\ &= \frac{\sigma_{\max} - \sigma_{\min}}{2\pi \epsilon_a H} x \ln \frac{(x^2 + y^2)^2}{[(x + H)^2 + y^2][(x - H)^2 + y^2]} + \\ &\quad + \frac{\sigma_{\max} - \sigma_{\min}}{\pi \epsilon_a H} y \left(2 \arctg \frac{x}{y} - \arctg \frac{x + H}{y} - \right. \\ &\quad \left. - \arctg \frac{x - H}{y} \right) + \frac{\sigma_{\min}}{2\pi \epsilon_a} \ln \frac{[y^2 + (x + H)^2]}{[y^2 + (x - H)^2]}; \\ E_y(x, y) &= \\ &= \frac{\sigma_{\max} - \sigma_{\min}}{2\pi \epsilon_a H} y \ln \frac{(x^2 + y^2)^2}{[(x + H)^2 + y^2][(x - H)^2 + y^2]} + \\ &\quad + \frac{\sigma_{\max} - \sigma_{\min}}{\pi \epsilon_a H} x \left(2 \arctg \frac{x}{y} - \arctg \frac{x + H}{y} - \right. \\ &\quad \left. - \arctg \frac{x - H}{y} \right) + \frac{\sigma_{\min}}{\pi \epsilon_a} \left(\arctg \frac{x + H}{y} - \right. \\ &\quad \left. - \arctg \frac{x - H}{y} \right); \\ E(x, y) &= \sqrt{E_x^2(x, y) + E_y^2(x, y)}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$



Анализируя систему уравнений (5), можно сделать вывод, что для получения полной картины распределения поля над бумажным полотном согласно (4) достаточно выполнить либо два измерения напряженности поля, либо измерить максимальную и минимальную плотности зарядов на полотне. Аналогично, если закон распределения плотности зарядов аппроксимируется n прямыми и известны точки перегиба, то надо произвести n измерений напряженности поля либо плотности зарядов. Кроме того, из системы уравнений (5) следует, что при распределении плотности зарядов по закону (4) для сокращения числа уравнений в системе (5) надо измерять напряженность поля в двух точках, расположенных на разной высоте над серединой бумажного полотна. Соответственно при аппроксимации этого закона распределения плотности зарядов на полотне n отрезками прямых целесообразно измерения производить в точках излома прямых.

Исходя из изложенного анализа, экспериментальные исследования полей заряженных диэлектрических полотен и распределений плотности зарядов на них могут проводиться в следующем порядке. Вначале качественно оценивают закон распределения плотности зарядов на диэлектрическом полотне. Например, для бумажных полотен бумагоделательных машин такую оценку можно сделать по кривым измеренной влажности полотна либо с помощью датчика, описанного в [Л. 5]. Затем аппроксимируют выбранный закон распределения плотности зарядов ограниченным числом прямых и определяют тем самым точки, в которых целесообразно производить замеры.

Пример. В результате экспериментальных исследований установлено, что на выходе бумагоделательной машины закон распределения поверхностной плотности зарядов на полотне бумаги можно представить в виде (4). При этом $\sigma_{\max} = 2 \cdot 10^{-6}$ Кл/м²; $\sigma_{\min} = 10^{-6}$ Кл/м²; $2H = 4,2$ м. Требуется оценить возможную напряженность поля на расстоянии $x = 1$ м от середины полотна, и высоте $y = 0,1$ м над полотном. Воспользовавшись системой уравнений (5), получим

$$E_x(1; 0,1) = 2 \cdot 10^4 \text{ В/м}, \quad E_y(1; 0,1) = 1,56 \cdot 10^5 \text{ В/м}, \\ E = 1,58 \cdot 10^5 \text{ В/м}.$$

Таким образом, предложенный метод позволяет относительно просто определять напряженность поля в любой точке над поверхностью заряженного диэлектрика (либо плотность заряда на нем) при ограниченной информации о распределении плотности зарядов и малом числе измерений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Минаковский В. М., Царенко Н. В. Электрофизические характеристики влажных картона и бумаги. — Бумажная промышленность, 1972, № 6, с. 9—10.
2. Лобанов А. М., Славнов А. Г. Электризация полимеров. — В кн.: Статическое электричество в полимерах. М.: Химия, 1969.
3. Дроздов М. Г. Статическое электричество в химической промышленности. М.: Химия, 1971.
4. Лерпер М. О. Электризация бумаги. — Бумажная промышленность, 1941, № 5, с. 26—29.
5. А. с. 593165 [СССР]. Датчик для регистрации плотности статического электричества/ Городецкий А. Е., Кузьмин П. П., Граве В. И. Оpubл. в Б. И., 1978, № 6.

[15.8.1978]

О токах короткого замыкания в мощных низковольтных сетях

(Статья Брона О. Б. и Шестиперова Ю. К., «Электричество», 1979, № 2, с. 13)

Доктор техн. наук НАМИТОВ К. К.

Рост энерговооруженности народного хозяйства, освоение уникальных сооружений, машин и агрегатов требует оснащения промышленных предприятий и других объектов источниками энергии большой единичной мощности. Это связано с потенциальной возможностью достижения при аварийных ситуациях больших значений токов короткого замыкания. Между тем до настоящего времени не существует определенного мнения (подкрепленного достаточно убедительными расчетами или экспериментами) относительно реально возможных значений токов короткого замыкания в низковольтных сетях. В связи с этим обсуждаемая статья представляется своевременной и вопросы, поднятые в ней, весьма актуальны.

Существуют два подхода к оценке возможных значений токов короткого замыкания в низковольтных сетях. Одни специалисты (как правило, это представители организаций, проектирующих или эксплуатирующих комплексы электроэнергетического оборудования) предполагают, что токи короткого замыкания могут достигать предельных значений, определяемых мощностью установленных источников э. д. с. (трансформаторов, генераторов, преобразователей) и соответствующих глухому короткому замыканию. Другие же (как правило, это представители организаций, создающих защитную электроаппаратуру, как части систем электрооборудования промышленных предприятий и других объектов), наоборот, считают, что реально возможные токи короткого замыкания будут меньше этих предельных значений.

Соответственно первые, исходя из стремления обеспечения надежной защиты электрооборудования при всех возможных аварийных ситуациях, выдвигают максимальные требования по предельной коммутационной способности аппаратов защиты. Вторые же стремятся снизить эти требования, поскольку, естественно, это облегчает удовлетворение требований. В конечном итоге решение рождается в «борьбе» этих тенденций. Но поскольку разработчики аппаратов практически не занимаются изучением и анализом реальных условий эксплуатации и режимов работы электроаппаратуры, то они вынуждены ориентироваться на данные потребителей, что зачастую приводит к принятию неоправданно завышенных требований.

Не говоря о том, что удовлетворение завышенных требований в ряде случаев оказывается технически трудно решаемой задачей (а иногда и проблемой), оно, как правило, связано с увеличением весо-габаритных параметров аппаратов, материалоемкости, стоимости, повышением расхода серебра и т. д. Действительно, высокие требования по предельной коммутационной способности защитного аппарата приводят к необходимости принятия таких мер, которые обеспечили бы возможность противостоять соответственно большим давлениям, возникающим внутри корпуса аппарата под действием энергии дуги отключения, электродинамическим силам взаимодействия токоведущих частей, термическим эффектам и т. д. В автоматических выключателях это достигается усилением частей аппарата (в частности, прочности корпуса), уменьшением энергии дуги отключения (или рассеиванием значительной ее части тем или иным способом).

Радикальным, но в ряде случаев технически относительно трудно осуществимым, является реализация таких свойств аппарата, которые обеспечивали бы эффективное противодействие росту тока короткого замыкания. Для этого в автоматических выключателях создаются специальные конструкции

контактно-дугогасительных систем, в которых еще до вступления в свою роль механизма свободного расцепления осуществляется размыкание контактов (за счет действия электромагнитных, электродинамических и индукционно-динамических сил) при некотором значении тока короткого замыкания и быстрый перевод дуги в дугогасительную решетку.

При применении же плавких предохранителей высокие требования по их коммутационной способности также вызывает необходимость принятия ряда мер, осуществление которых (при накладываемых ограничениях по весогабаритным и установочным размерам, потерям мощности и т. д.) зачастую вызывает серьезные технические трудности. Так, например, как у нас, так и за рубежом для обеспечения высокой разрывной способности плавких предохранителей вынуждены применять высокопрочную, но дефицитную и дорогостоящую керамику — ультрафарфор, а в качестве материала плавкого элемента — серебро.

Таким образом, увеличение требований только по предельной коммутационной способности защитного аппарата (при прочих равных требованиях к другим параметрам) уже приводит к существенному усложнению конструкции, увеличению расхода материала, габаритов и стоимости. Отсюда следует, что требования должны выдвигаться при строго обоснованной необходимости, а не в порядке «гонки» за их высоким значением.

Практика создания низковольтных аппаратов, сложившаяся под воздействием жестких требований потребителей, с одной стороны, и в результате имевшей некоторое время назад тенденции к максимальной унификации аппаратов — с другой, привела, к сожалению, к нивелированию особенностей реальных эксплуатационных условий, а следовательно, к недоиспользованию в ряде случаев высоких качеств аппаратов, достигнутых ценой больших творческих усилий и материальных затрат. Так, например, стало обычным выдвигать требование к плавким предохранителям (общепромышленным и быстродействующим) по разрывной способности 100 кА и больше, хотя в этих условиях они эксплуатируются в крайне редких случаях, причем этот показатель стал одним из решающих при оценке уровня качества предохранителей независимо от конкретных условий их применения.

Аналогичная картина и с автоматическими выключателями. Поэтому необходим строго дифференцированный подход к этому вопросу. Если, действительно, возможны экстремальные аварийные ситуации, то при определении требований к аппаратам следует исходить из вероятности наступления таких ситуаций. Тогда во многих случаях высокие требования по предельной коммутационной способности, например, к автоматическим выключателям при многократных циклах «включение — отключение», можно было бы заменить требованием высокой одноразовой коммутационной способности. Или же можно применять автоматический выключатель с относительно невысокими параметрами по предельной коммутационной способности в сочетании с дополнительным устройством (многократного или одноразового действия, например, плавким предохранителем), способным отключать предельно большие токи короткого замыкания, и т. д.

После этих общих положений, относящихся к постановке вопроса, перейдем теперь к обсуждению содержания статьи. Прежде всего следует отметить всесторонний подход авторов

к анализу возможных аварийных ситуаций в низковольтных сетях, остроумную имитацию этих ситуаций, богатство экспериментальных данных и тщательность их обработки. Общий и основной вывод, к которым приходят авторы, состоит в том, что в реальных низковольтных сетях возможные значения токов короткого замыкания, возникающих при случайных, непреднамеренных перекрытиях токоведущих шин будут всегда меньше расчетных значений, получаемых в предположении глухого, жесткого, металлического короткого замыкания непосредственно у источника э. д. с. Это действительно так и оно подтверждается многочисленными данными из практики эксплуатации электрооборудования на промышленных предприятиях.

Это же следует и из общего анализа физических процессов, протекающих в месте случайного замыкания токоведущих частей. Такое замыкание может произойти по двум принципиально различным причинам: пробой изоляции (воздушной, жидкой или твердой) или переключение открытых шин металлическим предметом. В первом случае при пробое рост тока короткого замыкания будет сдерживаться сопротивлением канала разряда в месте пробоя. Затем его установившееся значение будет определяться характеристиками формируемого дугового разряда. Математический анализ этого процесса приводит к совместному рассмотрению уравнения цепи и соответственно нестационарного уравнения развития разряда — на первом этапе (от пробоя до полного формирования канала) и на втором этапе стационарного или квазистационарного (для переменного тока) уравнения сформировавшейся дуги.

Физически очевидно, что токоограничивающее действие сопротивления канала разряда на первом этапе будет проявляться сильнее, чем на втором, причем в зависимости от соотношения скорости расширения фронта ионизации и скорости подвода энергии падение напряжения на разрядном промежутке будет различным. Оно наиболее значительно в условиях существования «стесненного» разряда. А для свободно горящего сформировавшегося разряда при малой длине канала это падение относительно мало и будет определяться в основном приэлектродными процессами.

Во втором же случае — при металлическом переключении токоведущих шин — в начальный момент рост тока короткого замыкания определяется только параметрами цепи (включая и сопротивление образовавшейся металлической перемычки), а затем при достижении определенного значения тока короткого замыкания под действием электродинамических сил будет происходить нарушение металлической проводимости в местах контакта перемычки с токоведущими шинами. Причем, поскольку центр массы случайно образовавшейся перемычки с несравнимо большей вероятностью окажется расположенной несимметрично относительно шин, разрыв металлической проводимости начнется с какого-либо одного контакта.

Математическое описание этого процесса практически невозможно без многих идеализаций, которые свели бы такое описание лишь к эвристическому значению. В самом деле, процессы нарушения физического и электрического контакта, которым предшествуют изменения переходного сопротивления, тепловые микровзрывы и образование эрозивной плазмы (к тому же при неопределенном начальном состоянии контакта, зависящем от материала, формы, массы перемычки и т. д.), случайны и многовариантны. Из них, конечно, можно выбрать какие-то более или менее разрешимые для математического описания варианты, но они и в этом случае окажутся лишь сильно идеализированными моделями, далеко не адекватными реальным. Заметим, кстати, что если учитывать и это обстоятельство, то становится ясным научное и практическое значение экспериментальных исследований, освещенных в обсуждаемой статье.

Итак, противодействие нарастанию тока короткого замыкания начнется с момента нарушения металлического контакта и развития разряда в эрозивной плазме. Причем его эффективность будет определяться скоростью нарастания напряжения на дуге. Начавшись на одном из контактов этот процесс так или иначе должен захватить и второй контакт, что соответственно усилит противодействие нарастанию тока. Суммарный эффект будет определяться, очевидно, нарастанием напряжения на образовавшихся последовательных дуговых промежутках.

Дальнейший процесс изменения тока короткого замыкания математически может быть описан (как и в случае пробоя), совместным рассмотрением уравнения цепи и уравнений дуги. Но в отличие от случая развития разряда в результате пробоя изоляции здесь следует еще привлечь и уравнения механики движения детали — перемычки под действием электродинамических сил (изменяющихся к тому же во времени и по координате).

В заключение отметим несколько замечаний по конкретному содержанию статьи. Они, конечно, не могут быть учтены непосредственно в обсуждаемой статье. Однако полагая (и надеясь!), что интересные эксперименты будут в дальнейшем продолжены и развиты авторами или их последователями, мы считали целесообразным указать на них кратко.

Методика экспериментов описана подробно, но ничего не сказано о методике расчета. Это важно, так как везде экспериментальные данные сравниваются с расчетными. Дело в том, что по хорошо известным формулам электродинамические силы относительно легко рассчитываются. Но при необходимости учета эффекта близости, а также скин-эффекта (имеющего место при быстром нарастании тока короткого замыкания) и конфигурации проводников расчеты сильно усложняются. Кроме того, для рассматриваемых случаев имитации короткого замыкания может оказаться необходимым учитывать и электродинамические силы, возникающие непосредственно в местах контакта перемычки с токоведущими шинами за счет эффекта стягивания тока, что требует знания условий контактирования.

Как видно из приведенных данных, токи короткого замыкания после начального довольно большого значения резко убывают. Следовательно, убывают и электродинамические силы. А это в ряде случаев может привести к повторному металлическому замыканию, причем оно в принципе возможно и по тем местам контакта, которые были вначале подвергнуты эрозионному воздействию. Это может привести к тяжелым последствиям из-за возможности сваривания в этих местах.

Если бы эксперименты по изучению характера изменения токов короткого замыкания сопровождалась и фиксацией моментов начала и характера движения груза-перемычки (например, киносъемкой), то из этих данных могли бы сделаны важные выводы о значении и направлении действия электродинамических сил и характере их изменения.

Несколько неожидан результат опыта, в котором при расстоянии между шинами $d=10$ мм ток короткого замыкания достиг 100 кА, а при увеличении расстояния до $d=30$ мм его значение снизилось до 35 кА. Было бы интересно установить связь наблюдаемого значения тока короткого замыкания от расстояния.

Желательно было бы также результаты опытов по пробой изоляции внутри машин проиллюстрировать данными о значениях токов короткого замыкания. Можно ожидать, что в зависимости от реализуемых схем пробоя характеристики нарастания напряжения на разрядном промежутке будут различными.

В опытах на трехфазном токе обращает внимание то, что при переключении шин грузом токи короткого замыкания вначале достигают большой величины, а затем резко спадают. В то же время при замыкании путем имитации пробоя начальное значение тока короткого замыкания значительно меньше. Связано ли это с различной инерционностью процесса формирования дуги в этих двух случаях? Далее видно, что при сбросе груза ток короткого замыкания меняется более резко. Возможно, что связано с образованием двойного разрыва (двумя последовательно соединенными дуговыми промежутками в местах контакта груза с шинами). Было бы интересно выяснить и объяснить эти и ряд других особенностей, установленных экспериментально, тем более что, на наш взгляд, это потребовало бы относительно небольших усовершенствований в постановке экспериментов.

Вторая часть статьи, посвященная регистрации токов короткого замыкания на установках, нам представляется самостоятельной работой. Ее следовало бы изложить в отдельной статье совместно со статистическим материалом, собранным на реально действующих объектах с помощью предложенного прибора.



МЕЩЕРЯКОВ В. П.

Вопрос о действительных токах короткого замыкания в низковольтных установках имеет весьма важное значение. В настоящее время существуют различные подходы к оценке этих токов в мощных низковольтных установках. Основным является вопрос о том, нужно ли учитывать токоограничивающее действие электрической дуги, возникающей в месте короткого замыкания при больших токах.

Имея большой опыт работы с токами короткого замыкания при испытании автоматических выключателей, мы можем оценить действие огромных электродинамических сил, которые здесь возникают и стремятся перевести глухое металлическое короткое замыкание в замыкание через дугу. Даже в случае глухого короткого замыкания при подборе тока в испытательном контуре и недостаточной затяжке болтов соединения происходит уменьшение тока. То же самое наблюдается и при отбросе контактов самого выключателя. Поэтому постановку вопроса об ограничении токов короткого замыкания в статье О. Б. Брона и Ю. И. Шестиперова считаем вполне правильной и весьма актуальной.

Важное значение поднятых в статье вопросов определяет еще следующим. Мировые запасы многих необходимых электропромышленности металлов очень ограничены и быстро иссякают. Это в первую очередь относится к серебру для электрических контактов и к меди для токоведущих частей. Поэтому задачи снижения расхода материальных ресурсов определяются не только экономическими, но и общегосударственными соображениями. Заметим, что значительная часть серебра, расходуемая на изготовление контактов автоматических выключателей всех типов безвозвратно изнашивается под действием электрической дуги.

С другой стороны, неоправданное завышение токов короткого замыкания приводит к усложнению конструкции автоматических выключателей и других устройств, что, в свою очередь, вызывает повышение трудоемкости их производства. Более того, необходимость преодолевать огромные электродинамические силы в контактной системе при включении автоматических выключателей на большие токи короткого замы-

кания, которые возникают очень редко, приводит к увеличению включающих сил приводных устройств. Одновременно с этим режимом работы выключатель должен обеспечивать многократное включение контактов без наличия тока в цепи. Это многократное включение контактов без тока определяет срок службы выключателя. Однако включение контактов приводными устройствами, имеющими значительные включающие силы, приводит к неоправданному механическому износу контактов и соответственно к снижению срока службы выключателя.

Вместе с этим следует признать, что многие проектирующие и эксплуатирующие организации используют аппараты с более высокими характеристиками, чем это необходимо по условиям эксплуатации. Это в полной мере относится к требованию всюду при расчете токов короткого замыкания учитывать только металлическое короткое замыкание и не считаться с токоограничивающим действием электрической дуги, возникающей в месте аварии. Приведенная же в статье сводка отечественных и зарубежных опытных данных убедительно показывает, как сильно действительные токи короткого замыкания отличаются от рассчитанных в предположении металлического замыкания. Это расхождение возрастает с увеличением мощности установок.

Сторонники учета только металлического короткого замыкания указывают, что какие бы лабораторные или ограниченные промышленные опыты не проводились, они не могут дать требуемого ответа. Однако предлагаемая авторами статьи простая система регистрации токов снимает и это возражение. Она позволит накопить статистические данные о токах короткого замыкания. Эту систему нужно широко применять и организовать единую систему обработки результатов. Описанная в статье система позволяет регистрировать только максимальные значения токов. Для правильного же выбора защиты необходимо знание не только верхней, но и нижней границы токов короткого замыкания. Желательно, чтобы представленная система была дополнена регистрацией и этой характеристики.



Канд. техн. наук СЛОДАРЖ М. И.

Авторы статьи совершенно справедливо обращают внимание на тот факт, что в сетях постоянного и переменного тока напряжением до 1000 В с расчетными токами короткого замыкания (к. з.), превышающими 50 кА, действительные токи к. з., за исключением случаев включения на металлическую закоротку, значительно меньше расчетных. Переходное сопротивление в месте к. з. существенно снижает ток, а возникающие в месте к. з. электродинамические силы стремятся развести замкнувшиеся токопроводы, что приводит к появлению дуги и дальнейшему снижению тока к. з.

Авторы статьи провели большой объем экспериментальных работ для определения отбрасывания действительных токов к. з. к токам при глухом металлическом замыкании. Из статьи следует, что в опытах на постоянном токе максимальное значение тока при глухом металлическом к. з. определено опытным путем, а в опытах на переменном токе — расчетным путем. В практике проектирования ток к. з. определяется расчетным путем, поэтому для сопоставления было бы желательным наряду с опытными данными по максимальному току к. з. дать расчетные с указанием методики расчета, а именно: как учитывались переходные сопротивления контактных соединений, индуктивность цепи для определения тока к. з. на постоянном токе при $t=0$ и др. Такие уточнения нужны, поскольку в настоящее время нет общепринятой методики по расчету токов к. з. в установках до 1000 В. Из статьи также не видно, были ли специально зачищены шины и груз при замыкании.

Авторы совершенно справедливо считают целесообразным организацию сбора информации по действительным значениям токов к. з. в электроустановках, для чего рекомендуют использовать специальные регистрирующие приборы. Такими приборами должны оснащаться вновь вводимые объекты на крупнейших промышленных предприятиях страны. Информация, получаемая с помощью этих приборов, должна собираться

энергоснабжающими организациями по специально разработанной форме и передаваться для обработки.

Не дожидаясь результатов дальнейших исследований этого вопроса, следует считать целесообразным уже сейчас учитывать фактор уменьшения тока к. з. в электроустановках напряжением до 1000 В с расчетными токами свыше 50 кА при выборе сечения проводов, конструкции токопроводов, характеристик защитных устройств. Выбор коммутационных аппаратов следует также производить по уменьшенным значениям токов к. з., однако конструкция этих аппаратов должна быть такова, чтобы при коммутации токов к. з., которые могут превышать в 2 раза расчетные для аппарата значения, его повреждение не привело к взрыву с человеческими жертвами. Последнее требование вытекает из соображения, что при любых организационно-технических мероприятиях невозможно полностью исключить вероятность включения на металлическую закоротку. Опыт эксплуатации электроустановок высокого напряжения показывает, что есть много случаев, когда эксплуатационный персонал отключает разъединители под нагрузкой несмотря на исправную блокировку.

В статье нет указаний об опытной проверке рекомендуемых схем, предотвращающих возможность включения на закоротку. На практике могут возникнуть затруднения с подбором сопротивлений R в этих схемах. Кроме того, включение в схему для проверки отсутствия закоротки, например в цепи асинхронного двигателя мощностью 250 кВ·А дополнительно сопротивление, рассчитанного на длительное протекание тока 200 А, существенно увеличит размеры устройства.

Для скорейшего использования в практике проектирования результатов проведенных авторами исследований необходимо составить временные руководящие указания по расчету к. з. и выбору токопроводов и аппаратуры в электроустановках постоянного и переменного тока напряжением до 1000 В.

ШНЕЙДЕРМАН Н. И.

При проектировании, конструировании и расчете мощных электрических сетей и их элементов на напряжение до 1 кВ, пожалуй, нет другого такого «трудного» и в тоже время «классического вопроса», как оценка токов короткого замыкания.

Появившиеся в последние годы многочисленные нормы, методики, инструкции, пособия, разработанные МЭИ, институтами: Тяжпромэлектропроект, Электропроект, Энергосетьпроект и другими организациями, дают весьма противоречивые рекомендации.

Исключением в отечественной науке являются работы О. Б. Брона и проводимые в последние годы Ленинградским отделением института ВНИИПроектэлектромонтаж довольно широкие исследования, результаты которых до сих пор почти не публиковались. Весьма противоречивые данные встречаются и в зарубежных работах. Поэтому публикацию результатов серьезных исследований О. Б. Брона и Ю. И. Шестиперова по актуальному вопросу следует одобрить.

Можно спорить о достаточности взятых авторами схем имитации условий короткого замыкания. Однако исследованные схемы, результаты проведенных экспериментов по преднамеренным коротким замыканиям в мощных сетях одного из цехов и практика эксплуатации показывают правильность выводов авторов об ограничении токов короткого замыкания падением напряжения на дуге, возникающей в месте короткого замыкания практически во всех случаях, кроме некоторых коммутационных замыканий.



СТАРОСТИН С. Н., ДЗЕКЦЕР Н. Н.

Вопрос о значении реальных токов короткого замыкания в низковольтных сетях является весьма актуальным. Несмотря на большое количество публикаций в этой области, окончательного решения этот вопрос до настоящего времени не имеет. Более того, существует два противоположных мнения по проблеме. Большинство исследователей считает, что в проектной документации следует учитывать реальные токи короткого замыкания, которые всегда меньше расчетных, полученных в предположении глухого металлического короткого замыкания. Это положение нашло отражение в отечественных строительных нормах СН357-66, в соответствии с которыми проектируется электрооборудование промышленных предприятий. В этих нормах для учета ограничивающего действия дуги рекомендуется в расчеты вводить активное сопротивление, равное 0,015—0,03 Ом. Опыт эксплуатации электроустановок, запроектированных с учетом этих норм, показывает, что электрооборудование успешно выдерживает токи короткого замыкания в сетях с трансформаторами мощностью до 630 кВ·А. Положение меняется в сетях мощностью 1000—2500 кВ·А. Здесь расчетные токи могут оказаться ниже фактических, что чревато серьезными последствиями.

Ряд специалистов придерживается противоположного мнения, считая, что при проектировании электроустановок следует принимать во внимание значение тока глухого металлического короткого замыкания. Такой подход приводит к неоправданному завышению сечения токопроводящих частей, параметров аппаратов защиты и т. п.

Компромиссное решение этого вопроса, на наш взгляд, может быть получено только с учетом действительно соотношения реального и металлического замыканий. Поэтому при-

Оценка токов короткого замыкания введением к току «металлического» замыкания поправочного коэффициента безусловно более достоверна, чем рекомендуемый ныне для промышленных электросетей метод (СН357-77) введения в расчет цепи активных сопротивлений 0,015—0,03 Ом, дающий неверные результаты уже начиная с сетей, питающихся от трансформаторов 1000 кВ·А и выше. Безусловно, максимальные значения полученных коэффициентов должны приниматься для наиболее ответственных установок.

Следует одобрить предложение авторов о внедрении достаточно простых и надежных регистраторов токов короткого замыкания в действующих мощных электрических сетях, как одного из важных элементов в общей системе накопления статистических данных о надежности электроснабжения.

Однако из статьи не ясно, достаточно ли большое количество экспериментов провели авторы, чтобы иметь основание отказаться от фиксации фазы включения напряжения при коротком замыкании. Не везде точно указано, принято ли за базисный ток короткого замыкания его расчетное или замеренное значение. В выводах следовало бы поставить вопрос о необходимости исследования поведения элементов электрических сетей при динамическом воздействии больших токов в функции малых промежутков времени с учетом, в частности, релаксационных свойств систем и материалов. Эти исследования могут вскрыть большие резервы в снижении капитальных затрат на сооружение электроустановок.

Веденная в обсуждаемой статье статистическая зависимость $I_n = kI_m$, где $k = f(I_m) \leq 1$ — коэффициент, равный отношению реального (наблюдаемого) тока короткого замыкания I_n к току математического короткого замыкания I_m , пожалуй является первой попыткой узаконить действительное соотношение этих токов. Эта зависимость получена в лабораторных условиях. Авторы справедливо отмечают, что уточнить значение k и получить более достоверные результаты можно путем наблюдений за токами в действующих промышленных установках. Разработанные авторами ферромагнитные регистраторы открывают хорошую перспективу для проведения этой работы. Обработка результатов наблюдений с использованием современных статистических методов и теории планирования эксперимента позволит определить реальные токи короткого замыкания в различных электроустановках.

И еще одно замечание. В «Руководящих указаниях по расчету коротких замыканий, выбору и проверке аппаратов и проводников по условиям короткого замыкания», утвержденных Главным техническим Управлением Минэнерго СССР 25 декабря 1975 г., рекомендуется при расчете тока короткого замыкания в сети напряжением 0,4 кВ учитывать переходное сопротивление в месте замыкания. Однако конкретного указания, каким образом определять это сопротивление, нет. Расчет переходного сопротивления должен стать предметом дальнейших исследований.

Сопоставление расчетных и опытных данных даст возможность разработать достаточно достоверные нормы по токам короткого замыкания, что является весьма важным инструментом при проектировании оптимизированных систем электроснабжения.



В Президиуме Центрального правления Научно-технического общества энергетики и электротехнической промышленности

Президиум Центрального правления НТОЭ и ЭП на заседании 12 октября 1978 г. заслушал доклад главного редактора журнала «Электричество» проф. Л. Г. Мамиконянца о деятельности журнала «Электричество» и о подготовке к его 100-летию юбилею.

Старейший русский электротехнический журнал «Электричество» был основан выдающимися русскими учеными В. Н. Чиколевым, Д. А. Лачиновым, П. Н. Яблочковым, А. Н. Лодыгиным, Ф. А. Пироцким, А. Г. Столетовым и др., объединенными в VI (электротехническом отделе Русского технического общества. В вышедшем 1 июля 1880 г. первом номере журнала сообщалось о намерениях журнала: популяризовать начала, на которых основываются все применения электричества; распространять сведения о его успехах и заслугах, о новых изобретениях в этой области у нас и за границей; следить за литературой по электричеству и комментировать важнейшие сочинения; оказывать консультации.

Вся последующая деятельность журнала вплоть до наших дней, как указал докладчик, отвечала и отвечает этим задачам с учетом их модификации по мере развития науки об электричестве и его практическом применении, т. е. электротехники и электроэнергетики.

Вопрос о профилировании и тематике журнала «Электричество» в настоящее время, когда появился ряд специализированных электротехнических журналов, является достаточно сложным и находится в центре внимания редколлегии, принимающей меры для исключения неоправданного параллелизма.

При разработке тематики журнала на X пятилетку редакция стремилась отразить направления развития науки и техники в области электроэнергетики и электротехники, определяемые задачами, сформулированными в решениях XXV съезда КПСС. Тематика сгруппирована по следующим разделам: теоретическая электротехника; электротехнические материалы; электроэнергетика и ТВН; электрические машины и трансформаторы; преобразовательная техника; электрические аппараты; электропривод и автоматизация промышленных установок и технологических процессов; электрификация транспорта; электротехнология, электротермия и электросварка.

Предложенная тематика охватывает весьма широкий круг проблем и вопросов, относящихся в значительной мере к компетенции других специализированных электротехнических журналов. Однако полностью избежать этого, если сохранять «Электричество» как журнал широкого электротехнического профиля, практически не представляется возможным. Редакция исходит из того, что в «Электричестве» должны помещаться статьи обзорного характера, статьи с результатами исследований (без детального анализа конструкции, методик расчета, методов эксплуатации и т. п.) и статьи теоретического характера, развивающего учение об электричестве и методы теоретической электротехники.

Статьи обзорного характера, в частности к юбилейным датам, с освещением задач и достижений отечественной электротехники и электроэнергетики, как правило, заказываются редакцией ведущим специалистам в соответствующих областях.

В ряде статей были отражены итоги проходивших в Москве в 1977 г. Всемирного электротехнического конгресса и Генеральной ассамблеи Международной Электротехнической Комиссии (МЭК). Однако в целом деятельность международных электроэнергетических организаций, в частности СИГРЭ и МЭК, отражается в журнале недостаточно.

Важным направлением деятельности редакции является организация дискуссий по актуальным вопросам электроэнергетики и электротехники. В последнее время статьи, на базе которых предполагается открыть дискуссию, направляются заранее (до опубликования) ряду специалистов. В результате

одновременно с опубликованием обсуждаемой статьи в том же номере журнала публикуется несколько высказываний о ней. В последующих выпусках журнала печатаются мнения других участников дискуссии, в том числе принимающих участие по собственной инициативе.

Редакционная коллегия разбита на четыре секции: теоретические основы электротехники и преобразовательная техника; электроэнергетика и ТВН; электрические машины и аппараты; электропривод и автоматизация технологических процессов.

Заседания секций и редколлегии проводятся ежемесячно.

Портфель журнала характеризуется следующими примерными данными за год: всего поступает 600 статей, из них публикуется 300, отклоняется 200 и 100 находится на рассмотрении.

В заключение докладчик проф. Л. Г. Мамиконянец представил план организационных мероприятий по подготовке к 100-летию юбилею журнала «Электричество».

В дискуссии по докладу приняли участие: проф. Н. Н. Тиходеев; проф. Б. А. Константинов; канд. техн. наук Е. С. Гройс; канд. техн. наук Г. А. Клименко, член-корр. АН СССР М. В. Костенко; член-корр. АН СССР Н. Н. Ковалев.

В принятом постановлении Президиум отметил огромную роль, которую за долгие годы своего существования сыграл журнал «Электричество» в становлении и развитии советской электротехнической и электроэнергетической науки, в пропаганде научных знаний и новинок отечественной и зарубежной электротехнической промышленности, в закреплении приоритета советской науки. Получила признание и одобрение большая и плодотворная работа редколлегии журнала по планированию, отбору и опубликованию наиболее ценной научной информации на страницах старейшего электротехнического журнала.

В постановлении отмечено, что выделенные редколлегией рубрики журнала не одинаковы по объему и значимости: в журнале наиболее полно отражаются успехи советской науки и техники в области электроэнергетики и ТВН, проблемы создания электрических машин, вопросы теоретической электротехники, работы в области электропривода, автоматизации предприятий и преобразовательной техники; значительно слабее представлены такие рубрики, как электротехнические материалы, электрические аппараты, электрификация транспорта, электротехнология, электротермия и электросварка. Редколлегия следует проанализировать тематику статей за последние годы и уточнить основные рубрики журнала, рассмотрев возможность сокращения их количества. При этом одной из важных задач журнала остается публикация обобщающих и обзорных статей по всем главным направлениям развития электротехники и электроэнергетики.

Постановление констатирует, что журнал слабо связан с Центральным правлением НТОЭ и ЭП, редко отражает важнейшие события в жизни общества, итоги основных научно-технических конференций и совещаний, работу секций Центрального правления. Президиум просит редколлегию ввести в журнале постоянную рубрику, отражающую главные научно-технические мероприятия, проводимые правлением и его секциями. Постановлением определены организационные мероприятия, имеющие целью укрепление связей между электротехническими секциями Центрального правления и редколлегией журнала.

Отмечено, что журнал недостаточно использует такую важную и эффективную форму работы, как организация дискуссий по крупным и спорным вопросам электроэнергетики, электротехники, теории. Рекомендую усилить это направление деятельности редколлегии журнала, Президиум поручает научно-техническим секциям Центрального правления принимать

активное участие в выборе тем дискуссий, в обсуждении и подведении итогов.

Президиум просит редколлегия журнала разработать мероприятия для сокращения длительности цикла подготовки материалов к опубликованию. Рекомендуются ввести рубрику «Письма в журнал» для опубликования по специальному представлению организаций (в том числе секций Центрального правления НТОЭ и ЭП) и одобрению члена редколлегии коротких сообщений, имеющих важное значение для защиты научного приоритета нашей страны.

Президиум одобрил предложенный редколлегией план мероприятий, связанных с подготовкой к 100-летию юбилею журнала.

Редколлегия совместно с Областными правлениями НТОЭ и ЭП рекомендовано провести в 1979—80 гг. в крупных промышленных городах читательские конференции, посвященные этой знаменательной дате.

Канд. техн. наук ГРОИС Е. С.

УДК 62-83.061.3

Всесоюзное научно-техническое совещание «Вентильные автоматизированные электроприводы и преобразователи с улучшенными характеристиками»

(24—28 октября 1978 г., Запорожье)

Совещание было организовано Центральным и Днепровским правлениями НТО энергетики и электротехнической промышленности, Министерством электротехнической промышленности и ЗПО «Преобразователь». В работе совещания приняли участие более 200 специалистов по электроприводу и управлению электромеханическими системами из многих городов Советского Союза. Открыл совещание председатель Оргкомитета проф. Ю. А. Сабинин, который во вступительном слове сформулировал задачи совещания.

Пленарные заседания были посвящены общим вопросам электропривода, в основном ближайшим перспективам его развития. Так, на первом заседании Г. М. Иванов (ВНИИ-электропривод) в докладе «Современное состояние и перспективы развития автоматизированного электропривода» рассмотрел основные задачи, которые стоят сейчас перед организациями и предприятиями Минэлектротехпрома по совершенствованию автоматизированного электропривода с целью обеспечения тех характеристик и параметров, которых требуют различные отрасли промышленности. К основным задачам он отнес разработку более совершенной аппаратуры с использованием интегральных схем, унификацию оборудования и узлов управления, повышение надежности, внедрение средств вычислительной техники в системы управления. На том же заседании зам. директора НИИ ЗПО «Преобразователь» С. Ф. Буряк в докладе «Вентильные преобразователи для автоматизированных электроприводов» познакомил участников совещания с современным состоянием производства преобразователей и перспективами совершенствования выпускаемого оборудования для приводов постоянного и переменного тока.

На заключительном пленарном заседании выступил д. т. н. О. В. Слежановский (ВНИИэлектропривод). Он наметил пути улучшения электроприводов применительно к отдельным отраслям производства и рассказал о создании новых типов силового оборудования, особенно приборов управления.

Работа совещания протекала в четырех секциях.

На секции «Полупроводниковые преобразователи с улучшенными энергетическими характеристиками» рассматривались вопросы преобразовательной техники. Во многих докладах внимание было уделено элементам и узлам, комплектующим преобразователи, в частности повышению надежности тиристорных и улучшению их характеристик и свойств, методике расчета силовых блоков, созданию полностью управляемых ключей на базе силовых транзисторов и параллельных транзисторных сборок.

Группа докладов была посвящена управляемым выпрямителям с усложненными законами коммутации, которые за счет лучших энергетических характеристик обеспечивают большую совместимость с питающей сетью.

Достаточное внимание было уделено широтно-импульсным преобразователям для систем электропривода, их расчету, повышению надежности, а также автономным инверторам и преобразователям с непосредственной связью для частотно-регулируемых приводов, причем наибольший интерес вызвали вопросы улучшения формы выходного напряжения.

В докладах, заслушанных на второй секции «Вентильные автоматизированные электроприводы постоянного тока», преимущественно рассматривались следующие вопросы: методы исследования и расчета систем тиристорного электропривода, в том числе с применением средств вычислительной техники; новые принципы построения тиристорных электроприводов с улучшенными статическими, динамическими и энергетическими показателями; унифицированные системы электроприводов и системы электроприводов для конкретных рабочих машин.

В докладах третьей секции «Частотно-регулируемые электроприводы» был рассмотрен большой комплекс вопросов, связанных с созданием рациональной структуры приводов переменного тока — частотно-регулируемых приводов с различными типами преобразователей, приводов с вентильными двигателями, вентильных каскадных установок. Большое внимание было уделено также динамике частотно-регулируемых приводов и векторным системам управления.

Темы докладов четвертой секции «Микроприводы и следящие электроприводы с вентильными преобразователями» были специфичны для маломощных замкнутых систем, а именно: оптимизация по быстродействию, величине погрешности, предельной производительности рабочих машин; принципы адаптации к переменным параметрам объекта и нагрузки; дискретное и цифровое программное управление; использование новых физических принципов для построения датчиков рассогласования и других измерительных устройств.

Многие доклады, прочитанные на секциях, вызвали оживленные дискуссии.

Участники совещания приняли решение, в котором даны конкретные рекомендации министерствам и ведомствам по дальнейшему совершенствованию электроприводов с целью достижения новых повышенных показателей, обеспечивающих увеличение производительности рабочих машин и улучшение качества выпускаемой продукции.

Председатель оргкомитета совещания, доктор техн. наук Сабинин Ю. А.,
ученый секретарь, канд. техн. наук Мысливец Н. Л.

СОДЕРЖАНИЕ

Государственная премия СССР 1978 г. за работу в области электроэнергетики	1	Из опыта работы	
Слота И., Суханов О. А., Погосов В. Г. — Применение функционального моделирования при анализе установившегося режима электрической системы	4	Алексеев В. Г., Зихерман М. Х. — Оценка вероятности насыщения трансформаторов тока в сети 500 кВ	53
Дударев Л. Е., Зубков В. В. — Проблемы защиты от замыканий на землю в сетях 6—35 кВ	8	Воронина Ж. И., Крайчик Ю. С., Мазуров М. И. — Опытная проверка частотных характеристик входного сопротивления электрической сети высокого напряжения	56
Брон О. Б., Шестиперов Ю. И. — О токах короткого замыкания в мощных сетях с напряжением до 1000 В	13	Забровский С. Г., Лазарев Г. Б., Толстов Ю. Г. — Демпфирование перенапряжений относительно земли в системах с тиристорными преобразователями	58
Лисеев М. С., Унгер А. П. — Методика обработки контрольных замеров в энергосистеме	18	Дмитриков В. Ф., Кулик В. Д. — Методика исследования переходных процессов в однофазных инверторах с обратными диодами при широтно-импульсном регулировании напряжения	61
Лялюк В. А. — Частотный метод расчета перенапряжений в блоках генератор — трансформатор	22	Сообщения	
Фокин Ю. А., Третьяков Н. В. — О функциональной надежности силовых трансформаторов в системах электроснабжения	26	Гусаров А. А., Бобиков В. Е. — Расчет электростатических полей методом эквивалентных зарядов	65
Сергеенков Б. Н., Киселев В. М., Делавари М. А. — Особенности работы трехфазного трансформатора с фазовым тиристорным регулированием коэффициента трансформации	32	Кадейшвили В. Г. — Расчет изменений режима в линейной электрической цепи	67
Шадрин В. М. — Расчет потерь в электрических конденсаторах при воздействии импульсного напряжения	36	Ураксеев М. А., Ильясов Р. М. — Исследование регулируемой статической характеристики многооборотных функциональных преобразователей	68
Бондалетов В. Н., Тюткин В. А. — Торможение массивных проводников импульсным магнитным полем	42	Городецкий А. Е. — Определение взаимозависимости между плотностью зарядов диэлектрического полотна и напряженностью поля над ним	71
Осадчий Ю. М., Капленко В. К. — Самовозбуждение асинхронного генератора со стабилизирующим устройством	45	Дискуссии	73
Валькова З. А., Жилов Г. М., Данцис Я. Б., Боchkova Е. А. — Определение электрических параметров руднотермических печей методом моделирования	48	Хроника	77

CONTENTS

The Soviet State Awards of 1978 for Work in the Electric Power Field	1	FROM OPERATING EXPERIENCE	
Application of Functional Modelling in Analysing Steady-State Conditions — I. Slota, O. A. Sukhanov, V. G. Pogosov	4	Evaluating the Probability of Current Transformer Saturation in a 500 kV Network — V. G. Alexeyev, M. H. Zikherman	53
Problems in Ground Fault Protection of 6—35 kV Networks — L. E. Dudarev, V. V. Zubkov	8	An Experimental Check of the Frequency Characteristics of HV Network Input Impedances — J. I. Voronina, U. S. Kraichik, M. I. Mazurov	56
Concerning Fault Currents in Powerful Networks of Up to 1000 V — O. B. Bron, U. I. Shestipero	13	Damping Overvoltages to Ground in Systems With Thyristor Converters — S. G. Zabrovski, G. B. Lazarev, U. G. Tolstov	58
A Method of Processing Control Measurements in a Power System — M. S. Lyseyev, A. P. Unger	18	A Method for Studying Transients in Single-Bridge Inverters Having Limiting Diodes for Pulse Width Voltage Control — V. F. Dmitrikov, V. D. Kulik	61
A Frequency Method for Calculating Overvoltages in Generator — Transformer Units — V. A. Lulko	22	REPORTS	
On the Functional Reliability of Power Transformers in Power Supply Systems — U. A. Fokln, N. V. Tretyakov	26	Calculating Electrostatic Fields by a Method of Equivalent Charges — A. A. Gusarov, V. E. Bobikov	65
Special Features in the Performance of a Three-Phase Transformer Having Thyristor Phase Control of its Transformation Ratio — B. N. Sergeyenkov, V. M. Kiselyev, M. A. Delavari	32	Calculating Changes in the Operating Conditions of a Linear Circuit — V. G. Kadeishvili	67
Calculating Losses in Capacitors for Applied Surge Voltages — V. M. Shadrin	36	A Study of the Controlled Static Characteristics of Multi-Round Functional Converters — M. A. Urakseyev, R. M. Ilyasov	68
Braking Massive Conductors by an Impulse Magnetic Field — V. N. Bondaletov, V. A. Tiutkin	42	Determining the Interdependence Between the Charge Density in a Dielectric Sheath and the Field Density Above It — A. E. Gorodetski	71
Self-Excitation of an Asynchronous Generator Having a Stabilizing Element — U. M. Osadchi, V. K. Kaplenko	45	DISCUSSION	73
Determining the Electrical Parameters of Ore Heat-Treating Furnaces Through Simulation Techniques — Z. A. Valkova, G. M. Djilov, J. B. Dantsis, E. A. Bochkova	48	CHRONICLE	77

УДК 621.311.001.57

Применение принципов кибернетического моделирования при расчетах установившегося режима сложной электрической системы. Слота И., Суханов О. А., Погосов В. Г. — «Электричество», 1979, № 2.

Рассмотрен алгоритм расчета установившегося режима методом кибернетического моделирования, в котором в качестве базового принят алгоритм модифицированного метода Ньютона. Общая структура алгоритма предусматривает возможность расчета режима системы без вычисления внутренних переменных подсистем при вариантных расчетах. В качестве иллюстрации приведен пример расчета режима электрической системы по указанной методике. Библ. 4.

УДК 621.316.91:621.316.1.027.6

Проблемы защиты от замыканий на землю в сетях 6—35 кВ. Дударев Л. Е., Зубков В. В. — «Электричество», 1979, № 2.

Рассматривается физическая сущность и последствия замыканий фазы на землю в сетях с изолированной и компенсированной нейтралью, дается оценка принципов построения защит от замыкания на землю, показана универсальность защит, построенных на импульсных направленных измерительных органах. Излагаются принципы построения комплексной защиты от замыкания на землю с раздельной фиксацией кратковременных пробоев изоляции, металлических и дуговых замыканий. Библ. 8.

УДК 621.316.1.027.25.014.38

О токах короткого замыкания в мощных сетях с напряжением до 1000 В. Брон О. Б., Шестиперов Ю. Н. — «Электричество», 1979, № 2.

На основании проведенных исследований показано, что фактические значения токов короткого замыкания (к. з.) меньше расчетных, так как возникающие в месте к. з. электродинамические силы переводят металлическое к. з. в замыкание через дугу. Предлагается учитывать это при выборе аппаратов и проводников в промышленных распределительных сетях низкого напряжения. Библ. 9.

УДК 621.311.016.001.24

Методика обработки контрольных замеров в энергосистеме. Лисеев М. С., Унгер А. П. — «Электричество», 1979, № 2.

Описана программа обработки контрольных замеров и суточных ведомостей в энергосистемах. Расчет проводится по методу обобщенной нормальной оценки и состоит в приближении параметров рассчитанного по замерам к параметрам действительного режима энергосистемы. Вычислительная процедура построена по методу Ньютона для минимизации нелинейной целевой функции многих переменных. Для сокращения затрат времени и памяти ЦВМ применяется декомпозиция уравнений установившегося режима и специальные приемы программирования операций со слабозаполненными матрицами. Библ. 5.

УДК [621.313.12.025+621.314.21]015.3.001.24

Частотный метод расчета перенапряжений в блоках «генератор—трансформатор». Люлько В. А. — «Электричество», 1979, № 2. Предложен расчет электромагнитной составляющей грозовых перенапряжений, переданных из системы через трансформаторы на обмотки генераторов, работающих в блоках, путем замены волнового сопротивления генератора в известной расчетной схеме экспериментальной частотной характеристикой входной проводимости обмотки генератора. Метод дает лучшее совпадение расчетных результатов с данными непосредственного осциллографирования, чем любой из известных методов, и может быть применен для расчетов при произвольной форме воздействующего напряжения. Библ. 5.

УДК 621.314.222.6.019.3

О функциональной надежности силовых трансформаторов в системах электроснабжения. Фокин Ю. А., Третьяков Н. В. — «Электричество», 1979, № 2.

Рассмотрен метод расчета показателей функциональной надежности силовых трансформаторов. Проведено сопоставление показателей надежности при учете и без учета вероятностной взаимосвязи процессов электропотребления и изменения температуры окружающей среды. Предложен метод качественной оценки влияния резкопеременных нагрузок на показатели функциональной надежности. Библ. 15.

УДК 621.314.214.3.018.782.3.001.24

Особенности работы трехфазного трансформатора с фазовым тиристорным регулированием коэффициента трансформации. Сергеев Б. Н., Киселев В. М., Делавари М. А. — «Электричество», 1979, № 2.

Приведены результаты аналитического исследования электромагнитных процессов в трехфазных трансформаторах с фазовым тиристорным регулированием коэффициента трансформации для межомутационных интервалов и переходных процессов, возникающих при поочередном переключении коэффициентов трансформации отдельных фаз. Библ. 4.

УДК 621.374.013

Торможение массивных проводников импульсным магнитным полем. Бондалетов В. Н., Тюткин В. А. — «Электричество», 1979, № 2.

Рассматриваются различные схемы торможения массивных проводников импульсным магнитным полем, создаваемым при разряде конденсаторной батареи на индуктор. Проанализировано влияние безразмерных критериев подобия на эффективность торможения. Показано, что с точки зрения эффективного торможения при минимальных габаритах накопителя оптимальной является схема с шунтированием накопителя при переходе напряжения через нулевое значение. Библ. 3.

УДК 621.319.4.015.017.001.24

Расчет потерь в электрических конденсаторах при воздействии импульсного напряжения. Шадрин В. М. — «Электричество», 1979, № 2.

Предлагается метод расчета потерь в электрических конденсаторах для двух случаев:

когда форма воздействующего напряжения произвольна, а емкость и угол потерь конденсатора не зависят от частоты (угол потерь может также иметь определенную зависимость от частоты, указанную в статье);

когда емкость и угол потерь произвольно изменяются с частотой, а напряжение на конденсаторе представляет собой последовательность импульсов произвольной формы и большой скважности.

Метод основан на спектральном представлении кусочно-линейной функции, которая используется для аппроксимации кривой напряжения на конденсаторе. Библ. 7.

УДК 621.313.332.012.001.24

Самовозбуждение асинхронного генератора со стабилизирующим устройством. Осадчий Ю. М., Капленко В. К. — «Электричество», 1979, № 2.

Приведены системы уравнений, электрическая и структурная схемы асинхронного генератора с нагрузкой, конденсаторным самовозбуждением и стабилизирующим устройством. Рассмотрены амплитудно-фазовые характеристики системы, позволяющие произвести анализ возбуждения генератора. Библ. 7.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Негушил А. В., Рабинович С. И., Слежановский О. В., Савалов С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шаталов А. С.

Научные редакторы: Б. Н. Евсеев (редактор отдела), А. Б. Желдыбин

Адреса редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 14.12.78

Подписано к печати 31.01.79

Т-05309

Формат 60×90/8

Печать высокая

Усл. печ. л. 10,0

Уч.-изд. л. 11,93

Тираж 8627 экз.

Заказ 941

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10