



ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1981

•ЭНЕРГОИЗДАТ•

3

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

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

МОСКВА

ЭНЕРГОИЗДАТ

УДК 621.31.001.24

Особенности оптимизационных задач энергетики и методов их решения

БУДЗКО И. А., академик ВАСХНИЛ, ЛЕВИН М. С. доктор техн. наук
МИИСП им. В. П. Горячкина

В последние годы в технике, в частности и в энергетике, все большее внимание уделяется постановке и решению оптимизационных задач. Это объясняется и несомненно оправдывается усиливающимся стремлением к экономии материальных, трудовых и финансовых ресурсов.

Одна из тенденций в формулировке оптимизационных задач заключается в их постоянном усложнении, что логически следует из самой сущности энергетики как большой системы [Л. 1—3 и др.]. Эту систему, которая связана с окружающим миром бесконечным количеством связей и взаимоотношений, упрощенно можно в свою очередь рассматривать как большое количество взаимосвязанных и взаимодействующих подсистем. При исследовании каждой из таких подсистем, как и энергетики в целом, можно без конца усложнять задачу, увеличивая количество учитываемых факторов и связей между ними.

Рассмотрим пример. Пусть требуется выбрать сечение провода на участке трехфазной распределительной линии сердечного напряжения 6—10 кВ. При простейшей схеме решения этой задачи считают известным и неизменным ток в течение расчетного периода, равного 5—7 годам [Л. 1 и 4]. Тогда, используя критерий приведенных затрат, предельное значение тока $I_{пр}$, при котором вместо сечения F_1 целесообразно применить большее сечение F_2 , можно определить по формуле:

$$I_{пр} = \sqrt{\frac{1000 (p_{ам} + E_n) (K_2 - K_1)}{3 \tau c (r_1 - r_2)}}, \quad (1)$$

где K_1 и K_2 — соответственно стоимости линий с се-

чениями проводов F_1 и F_2 (мм²), руб/км; r_1 и r_2 — активные сопротивления этих же линий, Ом/км; $p_{ам}$ — коэффициент амортизационных отчислений; E_n — нормативный коэффициент эффективности; τ — число часов потерь, ч/год; c — приведенные затраты на потери электроэнергии, руб/(кВт·ч).

Выбор сечения по выражению (1) обеспечит минимум суммы приведенных затрат за срок службы линии при таких мало реальных условиях, что за этот срок (обычно 25—30 лет) не изменятся ни нагрузка линии, ни другие используемые при расчете величины. Поэтому естественным представляется стремление учесть при выборе сечения провода по крайней мере рост нагрузки и изменение ее графика в течение срока службы. Следовательно, нужно разработать прогноз изменения этих показателей, что влечет за собой необходимость исследования развития потребителей, питающихся от рассматриваемой линии. Это достаточно сложная задача, решение которой, как правило, требует учета самых разнообразных внутрирегиональных и межрегиональных связей. Еще большее количество сложнейших зависимостей и связей следует выявить и учесть при попытке прогнозирования на срок 25—30 лет таких показателей, как E_n и c . Кроме того, динамическая постановка рассматриваемой задачи потребует приведения затрат во времени с помощью нормативного коэффициента приведения $E_{н,пр}$, прогноз значения которого также невозможен без учета многих дополнительных связей.

Указанные положения о возможности неограниченного увеличения количества учитываемых в тех-

нических задачах связей непосредственно следует из одного из самых существенных свойств объективного мира — всеобщей связи предметов и явлений. Принцип всеобщей связи В. И. Ленин называл самым первым и основным правилом научного исследования вообще, марксовской диалектики в особенности. Ф. Энгельс подчеркивал «общий характер диалектики как науки о связях»¹.

Понятно, что для решения конкретной технической задачи и невозможно, и нецелесообразно учесть все связанные с ней факторы. Таким образом, налицо формальное противоречие между объективно существующим бесконечным количеством связей рассматриваемой подсистемы с другими системами и подсистемами и конечным объемом знаний, с помощью которого можно получить решение задачи, удовлетворительное с точки зрения практики. Как известно, это противоречие «разрешается» в процессе моделирования выбором надлежащей модели. Но здесь важно подчеркнуть, что непрестанное усложнение моделей путем учета все большего числа связей имеет объективные основания. При этом уже сейчас отчетливо проявляются факторы и связи, без учета которых во многих случаях не удастся построить адекватные модели электроэнергетической системы или ее подсистем [Л. 2, 3]. В первую очередь это фактор времени, определяющий необходимость рассмотрения объекта в его развитии. В ряде случаев искомое решение можно уточнить путем учета дискретности шкала номинальных параметров электроэнергетического оборудования и т. д. Введение в модели этих и других факторов приводит к их нелинейности (или к иным усложнениям) и в результате — к многоэкстремальности.

Другой фактор, благоприятствующий постановке и решению усложненных технических задач, в том числе оптимизационных, заключается в возможности использования ЦВМ. В этой связи небезынтересно вспомнить бытовавшее еще менее 40 лет назад мнение о том, что применявшийся Г. Кронматричный аппарат приводит к чисто формальным построениям. Да и сам Г. Крон указывал, что основное преимущество матричных методов заключается в «лучшей организации анализа. Теперь же матричные методы — реальная основа сложнейших машинных алгоритмов, эффективность которых не вызывает сомнений.

Наконец, укажем еще на одну важную причину постепенного усложнения оптимизационных задач. Можно предположить, что в границах определенного множества рациональных моделей (об этом термине ниже), усложнение постановки задачи с учетом дополнительных факторов приводит к повышению абсолютного эффекта, получаемого при реализации наилучшего решения, т. е. к дополнительной экономии ресурсов.

Рассмотренная выше тенденция к постепенному усложнению оптимизационных задач проявляется в ряде следствий. Повышаются требования к строгости формулировок этих задач, тщательнее обоснуются и обосновываются особенности исполь-

зуемых математических моделей. Особое внимание уделяется анализу целевых функций и характеру распадающейся информации о всех участвующих в расчетах величинах. Рассмотрим эти вопросы подробнее.

Очевидно, что цель постановки и исследования любой оптимизационной задачи заключается в выборе между несколькими возможностями или, как часто говорят, в выборе или принятии рационального решения. Решение оптимизационных задач — целенаправленное действие, и поэтому при рассмотрении особенностей этих задач можно воспользоваться терминологией современной теории исследования операций, согласно которой под операцией понимают любую совокупность целенаправленных действий [Л. 5—7]. Цель любой операции заключается в стремлении к увеличению (или уменьшению) величины целевой функции или критерия эффективности.

Уже при рассмотрении простейших оптимизационных электроэнергетических задач становится очевидным, что эффективность принимаемых решений нельзя достаточно полно охарактеризовать с помощью только одного критерия. Сама постановка оптимизационной задачи, как проблемы выбора, означает, что наилучшим признается решение, обеспечивающее наибольшую экономию определенного ресурса. Но при решении практических задач расходуются, как правило, несколько качественно различных ресурсов. Так, например, расход проводникового металла неразрывно связан с капитальными затратами, использованием трудовых ресурсов и т. п. Поэтому оптимизационные задачи энергетически принципиально являются многокритериальными.

В этой связи интересно вспомнить письмо В. И. Ленина к Г. М. Кржижановскому от 14 марта 1920 г. Говоря о плане ГОЭЛРО, В. И. Ленин писал: «...нельзя ли... доказать или хотя бы иллюстрировать а) громадную выгодность, б) необходимость электрификации. Примерно: 1. Транспорт. Восстановить по-старому — надо α миллионов (по довоенным ценам) или α топлива + β рабочих дней. А для восстановления на базе электрификации $\alpha - x$ млн. рублей $\alpha - y$ топлива + $(\beta - z)$ рабочих дней...»².

Наиболее наглядно свойство многокритериальности оптимизационных задач энергетики проявляется при их усложнении, причем ряд вновь вводимых показателей иногда даже не поддается количественной оценке. Это, в частности, относится к учету многих экологических факторов, например, «теплового загрязнения» биосферы электростанциями, ущерба от неправильно спроектированных водохранилищ ГЭС и т. п. [Л. 8].

Наконец, имеется еще одно важное обстоятельство, во многих случаях обуславливающее неизбежность многокритериального подхода. При решении оптимизационных электроэнергетических задач наиболее часто критерием эффективности служит величина приведенных затрат (или сумма приведенных затрат и ущербов от «ненадежности» электроснабжения и ухудшения качества электроэнер-

¹ Маркс К., Энгельс Ф. — Соч., 1961, изд. 2, т. 20, с. 384.

² Ленин В. И. — Полн. собр. соч., т. 51, с. 159—160.

гии). Известно, что величину приведенных затрат можно рассматривать как преобразованную форму стоимости, близкую к цене производства. При определенных условиях — соответствие цен на оборудование общественно необходимым затратам, строго обоснованный выбор коэффициентов E_n и $E_{n,пр}$ и т. п. — условие минимума приведенных затрат обеспечивает минимальную стоимость продукции и, следовательно, максимальную эффективность производства. Поэтому критерий приведенных затрат вполне закономерно признается основным экономическим критерием и широко применяется в оптимизационных задачах.

Однако, несмотря на постоянное совершенствование системы ценообразования и другие меры, расчеты по минимуму приведенных затрат имеют сравнительно невысокую «разрешающую способность» и при их разнице в 10—15% сравниваемые варианты следует рассматривать как практически равноценные. В этих случаях для окончательного выбора наилучшего решения неизбежно привлечение дополнительных критериев.

Возвращаясь к задаче выбора проводов по критерию приведенных затрат, можно указать, что если вместо экономического выбора ближайшее или меньшее сечение, дополнительные приведенные затраты редко превысят 5—8% [Л. 4]. Поэтому в данном случае для окончательного выбора провода необходимо привлечение дополнительных критериев в виде затрат проводникового металла, потерь энергии, условий соблюдения у потребителей нормированных отклонений напряжения, а возможно, и уровня надежности.

Хотя положение о многокритериальности еще недостаточно подчеркивается в соответствующих учебных пособиях, оно отражено во многих практических инженерных руководствах. Например, в изданиях «Правил устойчивости электроустановок» до 1977 г. применительно к выбору напряжения сети указывалось, что при разнице в экономических показателях на 10—15% предпочтение должно быть отдано сети более высокого напряжения. Таким образом, для окончательного решения задачи рекомендовалось использование дополнительно критерия.

Несмотря на очевидность многокритериального характера энергетических задач, до последнего времени они, как правило, рассматривались как однокритериальные. В первую очередь это объясняется отсутствием объективных методов решения многокритериальных задач [Л. 6 и 7]. В общем случае единственным разумным решением таких задач по-видимому является выбор, основанный на компромиссе, а такой выбор неизбежно субъективен.

В теории исследования операций [Л. 6] рассматриваются методы приведения многокритериальных задач к однокритериальным путем «свертывания» критериев. Фактически все способы свертывания ряда частных критериев эффективности W_j в один суммарный критерий W_c сводятся к использованию выражения вида

$$W_c = \sum_{j=1}^s \lambda_j W_j, \quad (2)$$

где s — количество частных критериев; λ — весовые коэффициенты, зависящие от особенностей задачи.

Важно подчеркнуть, что выбор численных значений λ_j , как правило, субъективен.

Возможен и другой подход для приведения многокритериальных задач к однокритериальным. Он заключается в поиске экстремума целевой функции W_c при тех или иных заданных ограничениях ряда параметров, входящих в целевую функцию. Для упрощения изложения эти параметры можно отождествить с частными критериями W_j . Тогда целевую функцию можно представить в виде

$$W_c = f(X_1, \dots, X_k, W_1, \dots, W_s), \quad (3)$$

где X_1, X_k — параметры, не имеющие ограничений.

Рассмотрение показывает, что в этих случаях граничные значения не всех параметров W_j могут быть установлены объективно. Следовательно, и в этом случае решение, полученное теми или другими методами поиска экстремума, нельзя рассматривать как однозначное.

Отметим, наконец, что и сам перечень критериев, которые целесообразно использовать в той или иной многокритериальной задаче, практически не может быть однозначным.

Таким образом, вследствие многокритериальности энергетических задач их решение должно неизбежно включать субъективные моменты, или, как иногда говорят, «неформальные процедуры». В последние годы техника таких неформальных процедур усиленно развивается и совершенствуется [Л. 9—11]. Важно подчеркнуть, что тщательно продуманная и организованная экспертная оценка в том или другом виде становится неотъемлемой частью решения любой сложной электроэнергетической задачи.

Но многокритериальность — не единственное следствие усложнения оптимизационных задач, приводящее к неизбежному привлечению неформальных процедур. К этому же приводит и другое следствие — введение в задачу таких параметров или факторов, информация о которых носит недетерминированный, неопределенный характер.

В современной теории исследования операций, как известно, помимо «фиксированных» факторов, величины которых исследователю известны, различают случайные или, точнее, стохастические факторы, для которых известны законы распределения, и неопределенные факторы, для которых известна лишь область, внутри которой они могут находиться [Л. 6]. К неопределенным относятся и стохастические факторы, для которых точно не известен закон распределения.

Следует подчеркнуть, что с неопределенными факторами исследователи встречались уже на самых начальных этапах решения многих технических задач. Достаточно вспомнить многочисленные работы по выбору мощности гидроэлектрических станций. Тем не менее, многие годы в электроэнергетике наиболее часто использовались детерминированные модели, т. е. модели с фиксированными факторами. Можно предположить, что этому способствовали три основные причины.

Во-первых, многие задачи по самой своей постановке были нацелены на определение «крайних»

(наибольших или наименьших) параметров, и поэтому стохастические или неопределенные факторы вводились в задачу соответствующими «крайними» значениями. Так, например, во избежание взрыва масляного выключателя логично выбирать его параметры по наиболее тяжелым условиям короткого замыкания. С другой стороны, стремясь к четкому срабатыванию релейной защиты, ее чувствительность проверяют по минимальному току короткого замыкания. В такие расчеты обычно вводят различные коэффициенты запаса, которые часто называют «коэффициентами незнания». Сейчас математики — специалисты по исследованию операций, могли бы их назвать «коэффициентами неопределенности».

Во-вторых, раньше не было еще достаточного опыта решения технических задач методами теории вероятности и, тем более, методами теории исследования операций. А детерминированные методы казались вполне подходящими, потому что часто расчеты выполнялись для единичных уникальных объектов, а не для множества подобных объектов.

Наконец, по-видимому, человеку вообще ближе детерминированная форма мышления. В вопросах своей личной судьбы человек предпочитает не вероятностную, не игровую, а детерминированную форму ответа. Вполне естественно, что это предпочтение, порою даже неосознанное, человек переносит на решение технических задач.

Однако по мере усложнения этих задач становилось все труднее использовать детерминированные модели с фиксированными факторами. Исторически сложилось так, что к этому времени из разделов математики, рассматривающих действия с нефиксированными величинами, наиболее полно были разработаны теория вероятностей и математическая статистика. К тому же многие рассматриваемые в электроэнергетике параметры действительно являются стохастическими, т. е. «случайными» величинами в смысле теории вероятностей (о недостатках общепринятой терминологии см., например, [Л. 13]). Для таких величин, характеризующихся достаточной статистической устойчивостью, могут быть установлены законы распределения, что позволяет вводить соответствующие параметры в модели технических задач, в том числе и в оптимизационные.

Стремление к повышению адекватности моделей, к лучшему учету реальных условий привело к широкому распространению в электроэнергетике вероятностно-статистических моделей, в которых нефиксированные факторы рассматривались как стохастические величины с известными законами распределения или с законами, которые могут быть установлены после сбора и обработки соответствующей информации [Л. 2, 12 и 14]. Постепенно складывалось мнение, что любая неполнота информации, любая неопределенность включаемых в модель факторов может быть преодолена последовательно применением методов теории вероятностей и математической статистики.

Известно, что это мнение в последнее время достаточно убедительно оспаривается многими исследователями [Л. 13 и 15]. Не останавливаясь подробно на вопросе об условиях успешного применения статистико-вероятностных методов, подчеркнем

лишь два положения. Во-первых, введение в оптимизационные задачи стохастических величин, как и многокритериальность, приводит к субъективности получаемых решений. Действительно, в этом случае условием выбора служит экстремум математического ожидания критерия. Приемлемость такого выбора не во всех случаях очевидна и должна обосновываться дополнительными соображениями, по существу, субъективными. Это особенно наглядно проявляется в тех случаях, когда выбор касается параметров единичных объектов. Известно, что субъективные моменты неизбежны и в более простых, не оптимизационных, задачах, имеющих вероятностно-статистический характер. Пусть, например, при известном законе распределения максимальных получасовых нагрузок (для простоты рассуждений примем этот закон нормальным) требуется выбрать расчетное значение нагрузки. В частном случае дисперсия может быть очень небольшой и тогда расчетные нагрузки, выбранные, например, по правилам трех или двух сигм, практически равноценны. Но иногда дисперсия настолько велика, что применение этих правил приводит к существенно разным результатам, а между тем выбор правила не имеет объективного обоснования. Такое положение, в частности, характерно для некоторых вероятностных методик расчета нагрузок сельских электрических сетей. Здесь разнообразие исходных графиков оказывается настолько большим, что приходится использовать правило двух, а не трех сигм во избежание чрезмерного завышения нагрузок по сравнению с применявшимся ранее детерминированным методом.

Во-вторых, во многих, причем наиболее сложных оптимизационных электроэнергетических задачах несомненно приходится учитывать факторы, которые нельзя рассматривать как стохастические величины с известными законами распределения. К таким факторам относятся, например, законы роста нагрузок сельских электрических линий [Л. 16], время и длительность перерыва электроснабжения сельскохозяйственного предприятия [Л. 17], ущерб потребителей при ухудшении качества напряжения [Л. 18] и др. Детальное рассмотрение показывает, что для этих факторов, как и для многих других, известными можно считать лишь области, внутри которых находятся их численные величины. Таким образом, это типичные неопределенные факторы.

В последние годы выполнен ряд исследований по оптимизации энергетических объектов с учетом фактора неопределенности [Л. 16, 17, 19, 20 и 21]. Однако среди специалистов пока нет единодушного мнения о методах решения таких задач (см., например, Л. 16 и 19). Анализ же вероятностно-статистических моделей получил сравнительно широкое распространение. В результате без надлежащего обоснования многие неопределенные факторы рассматриваются как стохастические с известными законами распределения.

Возникает естественный вопрос о признаках, по которым тот или другой нефиксированный фактор должен быть отнесен к стохастическим или неопределенным величинам. Фактически это вопрос о выборе модели, и его решение определяется полнотой

информации о факторе. В идеальных условиях, если исследователя не ограничивают затраты труда и времени, можно, следуя, например, общим рекомендациям [Л. 13], изучить статистическую устойчивость рассматриваемой величины и установить ее закон распределения. В сравнительно редких случаях тип распределения можно установить логикотейоретическим путем, а числовые характеристики — анализом небольшой выборки.

Однако необходимо учитывать одну важную особенность технических задач. Ведь цель их решения в конечном счете заключается в прогнозе результатов будущих экспериментов над создаваемыми системами [Л. 12 и 13]. Пусть в результате сбора и обработки информации о параметрах, характеризующих те или иные технические средства и условия их работы в настоящее время, установлена стохастическая природа этих параметров и получены их законы распределения. Однако сохранение этой природы в будущем и тем более возможность использования полученных числовых характеристик в прогнозных задачах каждый раз требует специального обоснования. В результате существенно расширяется область задач с неопределенными факторами.

Методы решения оптимизационных задач с неопределенными факторами принципиально отличаются от анализа на экстремум детерминированных моделей. По существу все решения задач с неопределенными факторами являются условными. Иначе говоря, обозначенные решения этих задач можно получить только при определенных субъективных допущениях либо относительно критериев оптимизации, либо относительно конкретных значений неопределенных факторов [Л. 5, 7 и 22]. Таким образом, при решении задач с неопределенными факторами, как и при многокритериальности, известную роль играют субъективные «неформальные» процедуры.

Конкретные методы решения оптимизационных задач с неопределенными факторами подробно изложены в специальной литературе [Л. 5, 6, 22 и др.]. Сюда в первую очередь относятся методы теории матричных игр, основанные на принципе гарантированного результата [Л. 5, 6 и 16]. Решение оптимизационной технической задачи рассматривается как «игра с природой», неизвестные состояния которой отождествляются с неопределенными факторами. Цель игры заключается в нахождении наилучшей в некотором смысле стратегии исследователя, соответствующей искомому оптимальному решению. Для этой методики как раз и характерно принятие некоторых субъективных допущений относительно критериев оптимизации. При этом наиболее часто используют критерии Вальда и Сэвиджа.

В соответствии с критерием Вальда оптимальным считается решение, обеспечивающее (применительно к величине приведенных затрат) минимальное их значение при наиболее неблагоприятных «состояниях природы».

В соответствии с критерием Сэвиджа оптимальным считается решение, обеспечивающее при самых неблагоприятных условиях наименьшее значе-

ние риска. Напомним, что риском при использовании некоторой стратегии C_i в условиях P_j называют разность между выигрышем, который можно было бы получить, наверняка зная условия P_j , и выигрышем при применении в тех же условиях стратегии C_i [Л. 5].

Примеры применения критериев Вальда и Сэвиджа для решения некоторых электроэнергетических задач приведены в [Л. 16—18]. Для всех рассмотренных задач характерна линейная зависимость показателя эффективности (целевой функции) от неопределенного фактора.

В этом случае решение задачи по критерию Вальда сводится к анализу столбцовой матрицы, соответствующей наименее благоприятным состояниям природы. Выбор решения по критерию Сэвиджа сводится к решению минимаксной задачи для специальной квадратной платежной матрицы [Л. 16].

Многие исследователи отмечали недостатки, свойственные выбору решения по критериям Вальда и Сэвиджа [Л. 7 и 22]. Эти критерии пессимистичны, т. е. ориентированы на наименее благоприятные значения неопределенного фактора. Вследствие субъективности критериев решения, полученные по Вальду и Сэвиджу, в общем случае различны. Наконец, решения по обоим критериям мало чувствительны к дополнительной информации о неопределенном факторе, которая может быть получена в процессе решения задачи.

Другой возможный подход к задачам с неопределенными факторами заключается в использовании допущений о значениях неопределенного фактора. Особый интерес здесь представляет предложенный И. Я. Динером метод районирования множества векторов состояния природы [Л. 22]. Этот метод особенно эффективен для технических задач, в которых наилучшее решение должно быть выбрано из сравнительно небольшого количества дискретных параметров (стандартные ряды сечений проводов, мощностей генераторов или трансформаторов и т. д.).

По методу районирования диапазон возможных значений неопределенного фактора разбивается на ряд областей, в каждой из которых наилучшим является одно из стандартных решений. Практическое решение методом районирования задачи выбора мощности резервной электростанции сельскохозяйственного предприятия подтвердило эффективность метода и целесообразность его применения в аналогичных задачах [Л. 17].

Одна из особенностей метода районирования заключается в том, что он объективно отвечает на вопрос о соотношении между решениями, полученными на основе моделей с фиксированными и неопределенными факторами.

Продолжим, например, рассмотрение задачи выбора провода для простейших условий неизменности токовой нагрузки в течение срока службы линии. В этом случае при известном токе линии наиболее экономичное решение можно получить, определив так называемые экономические интервалы тока или мощности [Л. 1 и 4]. Построение экономических интервалов в данном случае и соответст-

вует разбиению всего диапазона возможных значений тока на области, в которых наиболее экономично то или иное сечение. Если расчетное значение тока на участке заранее неизвестно, для однозначного выбора провода требуется дополнительная информация, например о расположении рассматриваемого участка на магистрали или ответвлении линии, а также знание возможных диапазонов тока соответственно на магистрали и ответвлениях от нее, ответвлениях от ответвлений и т. д. Если указанные диапазоны токов не будут перекрываться каким-либо одним сечением, окончательный выбор потребует использования неформальных процедур.

При наличии информации о частоте расхождений между расчетными и действительными значениями неопределенного фактора на основе метода районирования возможно объективно оценить эффект применения той или иной методики решения оптимизационной задачи.

Из сказанного следует, что методы, основанные на использовании допущений относительно величин неопределенных факторов, оставаясь по существу субъективными, все же имеют ряд преимуществ. В частности, при применении этих методов дополнительная информация, которую иногда удается получить, позволяет выбрать лучшее решение или объективно оценить эффективность применяемых методов.

Поэтому в задачах с неопределенными факторами особую значимость приобретает вопрос об источниках дополнительной информации [Л. 22]. Применительно к техническим задачам весьма ценным здесь может оказаться имитационное моделирование с помощью ЦВМ [Л. 9].

Таким образом, усложнение оптимизационных электроэнергетических задач естественно проявляется в их многокритериальности и учете неопределенных факторов. Конечно, усложнение модели не самоцель, а лишь средство, позволяющее экономить ресурсы. С другой стороны, усложнение модели практически всегда приводит к дополнительным затратам на сбор и обработку необходимой информации. Возникает вопрос о методах выбора наилучших или по крайней мере рациональных моделей.

В простейшем случае, если оценивать модели по одному критерию (например, по приведенным затратам), можно ввести понятие об оптимальном объеме информации, необходимом для решения технической задачи. Модель, соответствующую этому объему, можно считать оптимальной [Л. 23].

Однако в общем случае для оценки модели применимы те же положения, что и для других сложных оптимизационных задач. Такая оценка должна быть многокритериальной и может включать неопределенные факторы. Другими словами, математические модели сложных оптимизационных задач должны тщательно обсуждаться, а в необходимых случаях подвергаться и строгой экспертной оценке. Впрочем, учитывая коллективный характер выполнения большинства сложных исследований, можно считать, что подобные процедуры выполняются и в настоящее время. Прошедшие такую проверку модели, эффективность которых подтверждена экс-

периментально (или надежными расчетами), и следует считать рациональными.

Таким образом, оптимизационные энергетические задачи непрестанно усложняются, в первую очередь за счет учета в них фактора времени, дискретности шкал номинальных параметров оборудования и т. д. Сложные оптимизационные задачи, как правило, многокритериальны и включают неопределенные факторы. В результате при выборе окончательного решения определенную роль играют субъективные неформальные процедуры. В связи с этим можно сформулировать некоторые предложения по усовершенствованию методики решения оптимизационных электроэнергетических задач.

Во-первых, необходимо тщательное коллективное обсуждение математических моделей этих задач, причем, в отдельных случаях, по-видимому, целесообразно организовать и строгую экспертную оценку указанных моделей. Подобные же методы следует широко применять для определения числовых значений отдельных параметров, например, при свертывании критериев, установлении возможных границ изменения неопределенных факторов и т. п.

Во-вторых, учитывая уже имеющийся практический опыт решения оптимизационных задач с неопределенными факторами, следует решительнее формулировать подобные задачи и строже анализировать целесообразность и допустимость трактовки неопределенных факторов как факторов стохастических с известными законами распределения.

В-третьих, следует подчеркнуть целесообразность применения в задачах с неопределенными факторами метода районирования множества векторов состояния природы. Основное его достоинство заключается в возможности улучшения решения с помощью дополнительной информации. Применительно к техническим задачам ценным источником этой информации может явиться имитационное моделирование на основе ЦВМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А. Теория подобия и моделирования (применитель — к задачам электроэнергетики). — М.: Высшая школа, 1976.—482 с.
2. Электрические системы. Кибернетика электрических систем/ Под ред. В. А. Веникова. — М.: Высшая школа, 1974.—328 с.
3. Мелентьев Л. А. Оптимизация развития и управления больших систем электроэнергетики. — М.: Высшая школа, 1976.—336 с.
4. Будзко И. А., Захарин А. Г., Эбин Л. Е. Сельские электрические сети. — М.: Госэнергоиздат, 1963.—264 с.
5. Вентцель Е. С. Исследование операций. — М.: Советское радио, 1972.—552 с.
6. Гермейер Ю. Б. Введение в теорию исследования операций. — М.: Наука, 1971.—384 с.
7. Вентцель Е. С. Исследование операций. — М.: Наука, 1980.—208 с.
8. Электрические системы. Автоматизированные системы управления режимами энергосистем/ Под ред. В. А. Веникова. — М.: Высшая школа, 1979.—448 с.
9. Монсеев Н. Н. Математика ставит эксперимент. — М.: Наука, 1979.—224 с.
10. Экспертные оценки. Вопросы кибернетики. — М.: Издание научного совета АН СССР по комплексной проблеме «Кибернетика», 1979, вып. 58.
11. Борисов В. И. Проблемы векторной оптимизации. — В кн.: Исследование операций. — М.: Наука, 1972, с. 72—91.

12. Левин М. С., Славин Р. М. Методологические предпосылки решения научно-технических задач по механизации и электрификации сельского хозяйства. — Механизация и электрификация социалистического сельского хозяйства, 1967, № 11, с. 29—37.
13. Алимов Ю. И. Альтернатива методу математической статистики. — В кн.: Математика, кибернетика, 1980, № 3. — М.: Знание.
14. Электрические системы. Математические задачи электроэнергетики/ Под ред. В. А. Веникова. — М.: Высшая школа, 1970.—336 с.
15. Блехман И. И., Мышкис А. Д., Пановко Я. Г. Прикладная математика: предмет, логика, особенности подходов. — Киев: Наукова думка, 1976.—272 с.
16. Васин Ю. Н., Горелик В. А. Принцип минимакса в задаче выбора проводов ВЛ. — Техническая кибернетика, 1975, № 2, с. 54—61.
17. Выбор мощности резервной электростанции сельскохозяйственного предприятия/ Будзко И. А., Левин М. С., Мурадян А. Е., Эбина Г. Л. — Электричество, 1980, № 3, с. 1—5.
18. Левин М. С., Козлов Ю. А. Применение методов теории игр для технико-экономической оценки нормируемых пределов отклонений напряжения у сельских потребителей. — В кн.: Электрификация технологических процессов сельско-

хозяйственного производства и электроснабжение сельского хозяйства. — Сборник научных трудов, МИИСП, 1980, т. XVII, вып. 5, с. 17—21.

19. Мелентьев Л. А. Проблема неопределенности оптимальных решений в больших системах энергетики. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1975, № 4, с. 3—12.

20. Макаров А. А. О методах учета фактора неопределенности при оптимизации развития больших систем энергетики. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1975, № 4, с. 13—19.

21. Попырин Л. С. Оптимизация энергетических объектов в условиях неполноты исходной информации. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1975, № 4, с. 20—30.

22. Динер И. Я. Районирование множеств векторов состояния природы и задача выбора решения. — В кн.: Исследование операций. — М.: Наука, 1972, с. 43—62.

23. Славин Р. М., Левин М. С. Об оптимальном объеме информации при решении технических задач. — В кн.: Доклады Всесоюзной объединенной межвузовской конференции по физическому моделированию и кибернетике энергетических систем. — Баку: Изд-ние ин-та АЗИНЕФТЕХИМ, 1972, с. 60—62.

[04.11.80]



УДК 621.311.088.001.24

О выборе весовых коэффициентов при оценивании состояния электроэнергетической системы

БОГДАНОВ В. А.

ЦДУ ЕЭС СССР

В практике диспетчерского управления актуальна задача определения установившегося режима электроэнергетической системы (ЭЭС) по данным телеметрии, суточной ведомости и контрольных замеров режимов характерных дней. Для решения этой задачи применяются методы оценивания состояния. При оценивании осуществляется выбор таких значений модулей и аргументов узловых напряжений, образующих вектор \dot{V} , которые, удовлетворяя уравнениям установившегося режима, обеспечивают оптимум некоторого специально выбранного критерия. Чаще всего в качестве такого критерия применяют

$$\min \varphi(\dot{V}) = [\dot{P}_n - F(\dot{V})]^T \dot{R}^{-1} [\dot{P}_n - F(\dot{V})], \quad (1)$$

где $\dot{P}_n = \bar{P} + \Delta\dot{P}$ — матрица-столбец измеренных значений параметров, определяемых суммой их точной величины \bar{P} и ошибки измерения $\Delta\dot{P}$; $F(\dot{V}) = \dot{P}_p$ — система уравнений установившегося режима, обеспечивающих определение расчетных значений \dot{P}_p измеряемых параметров через \dot{V} и параметры используемой расчетной схемы ЭЭС; $\dot{R} = M[\Delta\dot{P}\Delta\dot{P}^T]$ — матрица весовых коэффициентов, представляющая собой матрицу ковариаций ошибок измерений, каждый элемент которой $r_{ij} = M[\Delta P_i \Delta P_j]$ равен математическому ожиданию произведения ошибок измерения i -го параметра ΔP_i и j -го параметра ΔP_j ; « T » — символ транспонирования матрицы.

В изложенной постановке задача оценивания состояния ЭЭС впервые была рассмотрена, очевидно, в [Л. 1]. Среди отечественных публикаций, посвященных рассмотрению различных подходов к решению задач оценивания состояния ЭЭС, можно отметить [Л. 2].

Из (1) видно, что оценки \dot{V} зависят от степени соответствия каждого элемента матрицы \dot{R} фактической погрешности измерений. Для получения оценок рассматриваемого режима, наиболее близких к фактическим, необходимо предварительно, до реализации процедуры оценивания состояния, определить значения всех элементов \dot{R} , наиболее близкие к реальным величинам.

Большое число публикаций посвящено рассмотрению различных способов обнаружения ошибочных данных и определению их влияния на точность оценивания состояния ЭЭС. В [Л. 3] приведены значения весовых коэффициентов, полученных на основе анализа результатов обработки контрольных замеров режимов характерных дней ряда энергосистем. Однако общее решение задачи выбора весовых коэффициентов, отражающих фактическую погрешность применяемых в энергетике измерительных систем, в настоящее время отсутствует.

В данной статье рассматривается возможное решение этой задачи для частного, но крайне важно-го при практических расчетах случая, когда погрешности измерений взаимно независимы и распределены по нормальному закону. В этом случае

(1) принимает вид

$$\min \varphi(\dot{V}) = \sum_{i=1}^M [\varepsilon_{\Sigma i}^2 P_{mi}^2]^{-1} [P_{ni} - f_i(\dot{V})]^2 = \sum_{i=1}^M r_i [P_{ni} - f_i(V)]^2,$$

где M — общее число измерений; $\varepsilon_{\Sigma i}$ — приведенная суммарная среднеквадратичная погрешность i -го измерения; P_{mi} — максимально возможное значение i -го параметра; r_i — весовой коэффициент.

Метод решения. Приведенная суммарная среднеквадратичная погрешность i -го измерения

$$\varepsilon_{\Sigma i}^2 = \varepsilon_{ti}^2 + \varepsilon_{ni}^2 + \varepsilon_{ci}^2, \quad (2)$$

где ε_{ti} — погрешность технических средств измерительной системы, применяемой для измерения i -го параметра; ε_{ni} — погрешность, обусловленная неодновременностью считывания или ввода в ЦВМ всей необходимой совокупности измерений; ε_{ci} — погрешность отсчета показаний измерительных приборов.

Если оценивание состояния осуществляется по данным телеметрии, считываемым с аналоговых приборов пункта управления, то погрешность технических средств для телеизмерений (ТИ) активной и реактивной мощности

$$\varepsilon_{\Sigma i}^2 = \varepsilon_{\tau, \tau}^2 + \varepsilon_{\tau, n}^2 + \varepsilon_{\Sigma, n}^2 + \varepsilon_{n, n}^2 + \varepsilon_{\kappa}^2 + \varepsilon_{o, n}^2 + \varepsilon_{\text{пр}}^2 + \varepsilon_{\Sigma}^2 = \varepsilon_{\Sigma i}^2 + \varepsilon_{\Sigma}^2. \quad (3)$$

Входящие в (3) составляющие обусловлены: $\varepsilon_{\tau, \tau}$ и $\varepsilon_{\tau, n}$ — измерительными трансформаторами тока и напряжения, $\varepsilon_{\Sigma, n}$ — датчиком-преобразователем, $\varepsilon_{n, n}$ и $\varepsilon_{o, n}$ — квантованием сигнала датчика по уровню при передаче и обратным преобразованием принятого кода в аналоговый сигнал, ε_{κ} — каналом связи, $\varepsilon_{\text{пр}}$ — аналоговым измерительным прибором, ε_{Σ} — квантованием сигнала датчика по времени (динамическая погрешность).

Суммарная погрешность технических средств для ТИ напряжения

$$\varepsilon_{\Sigma i}^2 = \varepsilon_{\tau, n}^2 + \varepsilon_{\Sigma i}^2 + \varepsilon_{\Sigma, n}^2 + \varepsilon_{\kappa}^2 + \varepsilon_{o, n}^2 + \varepsilon_{\Sigma}^2 + \varepsilon_{\Sigma}^2 = \varepsilon_{\Sigma i}^2 + \varepsilon_{\Sigma}^2, \quad (4)$$

где $\varepsilon_{\Sigma i}$ — погрешность датчика напряжения; ε_{Σ} — погрешность вольтметра.

Приведенная среднеквадратичная погрешность трансформаторов тока, датчиков мощности и ваттметров зависит от значения измеряемого параметра. В диапазоне (0,05÷1) $P_{\text{ном}}$, где $P_{\text{ном}}$ — номинальное значение параметра, приведенная погрешность, как правило, численно равна классу точности. Погрешность, превышающая класс точности, обычно имеет место в области очень малых нагрузок и нагрузок, превышающих номинальную. Поэтому при правильно выбранных трансформаторах тока, датчиках и ваттметрах можно в первом приближении считать

$$\varepsilon_{\tau, \tau} = C_{\tau, \tau}; \quad \varepsilon_{\Sigma, n} = C_{\Sigma, n}; \quad \varepsilon_{\text{пр}} = C_{\text{пр}},$$

где $C_{\tau, \tau}$, $C_{\Sigma, n}$, $C_{\text{пр}}$ — классы точности трансформатора тока, датчика мощности и ваттметра, соответственно,

Трансформаторы напряжения, датчики напряжения и вольтметры выбираются так, чтобы в диапазоне напряжений, близких к номинальному, их допустимая приведенная погрешность не превышала значений, численно равных классу точности. Если принять, что значения напряжения распределяются внутри указанного диапазона по закону, близкому к равномерному, то в первом приближении

$$\varepsilon_{\tau, n}^2 = C_{\tau, n}^2/3; \quad \varepsilon_{\Sigma}^2 = C_{\Sigma}^2/3; \quad \varepsilon_{\Sigma i}^2 = C_{\Sigma i}^2/3,$$

где $C_{\tau, n}$, C_{Σ} , $C_{\Sigma i}$ — класс точности трансформатора напряжения, вольтметра и датчика напряжения; ε_{Σ} , $\varepsilon_{\Sigma i}$ — приведенная среднеквадратичная погрешность вольтметра и датчика напряжения.

Среднеквадратичная приведенная динамическая погрешность [Л. 4]

$$\varepsilon_{\Sigma}^2 = D(P_{\Sigma}^2 \tau)^{-1} (T_0 + 2t_{\Sigma}) = \rho (T_0 + 2t_{\Sigma}), \quad (5)$$

где D и τ — дисперсия и постоянная автокорреляционной функции измеряемого параметра; T_0 — цикл обновления ТИ; t_{Σ} — время передачи одного ТИ по каналу связи.

Коды, применяемые в современных устройствах телемеханики обеспечивают достаточно высокую защиту передаваемой информации от помех в канале связи. Поэтому в дальнейшем можно считать $\varepsilon_{\kappa} = 0$.

Значение $\varepsilon_{\Sigma, n}$ зависит от кода и числа разрядов, используемых для передачи каждого ТИ. Наиболее широко распространены устройства телемеханики, в которых каждое ТИ передается двоичным кодом в виде сообщения, содержащего 8 двоичных разрядов. В этом случае $\varepsilon_{\Sigma, n}^2 = \varepsilon_{o, n}^2 = 1,27 \times 10^{-6}$.

Неодновременность считывания показаний для i -го прибора

$$t_{ni} = \|t_{ci} - t_0\|, \quad (6)$$

где t_{ni} — интервал времени между моментом t_{ci} — считывания i -го измерения и заданным моментом времени t_0 , когда должна быть считана вся совокупность подлежащих регистрации параметров.

Из (6) видно, что t_{ni} зависит от числа и принятой последовательности считывания показаний приборов пункта управления, а также от квалификации и ответственности персонала.

Если для всех измерений $t_{ni} \leq T_0$, т. е. каждое измерение обязательно будет считано за цикл обновления, предшествующий или следующий за заданным моментом времени, то $\varepsilon_{\Sigma} = 0$. В этом случае влияние неодновременности считывания на точность измерений учитывается соответствующим значением динамической погрешности ε_{Σ} .

При $\tau > t_{ni} > T_0$ погрешность, обусловленная неодновременностью считывания

$$\varepsilon_{\Sigma i}^2 = \rho (t_{ni} - T_0 - 2t_{\Sigma}) = \rho t_{ni} - \varepsilon_{\Sigma}^2. \quad (7)$$

На погрешность отсчета показаний измерительных приборов влияют габариты и различимость шкалы, расположение прибора относительно места считывания, квалификация и ответственность персонала.

Используемые для оценивания состояния ТИ в большинстве случаев вводятся непосредственно в память ЦВМ. В этом случае $\varepsilon_{\Sigma} = \varepsilon_c = 0$, а приведенная погрешность технических средств измери-

Таблица 1

Номинальная мощность генераторов, МВт	Измеряемые величины	Класс точности				Приведенная погрешность, $\times 10^{-4}$				
		трансформаторы тока	трансформаторы напряжения	датчики-преобразователи	аналоговые измерительные приборы	ϵ^2_1	ϵ^2_2	ϵ^2_3	ϵ^2_4	ϵ^2_5
до 100	P	0,5—1	0,5—1	1—2,5	1—2,5	8,11	4,47	8,10	4,46	8,09
	Q	0,5—1	0,5—1	2—2,5	2—2,5	11,11	5,97	11,10	5,96	11,09
	U	—	0,5—1	1—2,5	1—2,5	2,64	1,43	2,63	1,42	2,62
от 100 до 300	P	0,5	0,5	1	1	2,36	1,35	2,35	1,33	2,34
	Q	0,5	0,5	1—1,5	1—1,5	3,61	1,97	3,60	1,96	3,59
	U	—	0,5	1	1	0,75	0,42	0,74	0,41	0,73
от 300 и более	P	0,2—0,5	0,5	0,5—1	0,5—1	1,51	0,86	1,50	0,85	1,49
	Q	0,2—0,5	0,5	1	1	2,25	1,24	2,24	1,23	2,23
	U	—	0,5	1	1	0,75	0,42	0,74	0,41	0,73

Таблица 2

Номинальное напряжение, кВ	Измеряемые величины	Класс точности				Приведенная погрешность, $\times 10^{-4}$				
		Трансформаторы тока	Трансформаторы напряжения	Датчики-преобразователи	Аналоговые измерительные приборы	ϵ^2_1	ϵ^2_2	ϵ^2_3	ϵ^2_4	ϵ^2_5
35—110	P	0,5—1	0,5—3	1—2,5	1,5—2,5	8,44	5,80	8,43	6,42	8,42
	Q	0,5—1	0,5—3	2—2,5	2—2,5	12,44	7,30	12,43	7,29	12,43
	U	—	0,5—3	1—2,5	1,5—2,5	4,17	2,75	4,16	2,96	4,16
154—220	P	0,5—1	0,5—1	1	1—1,5	3,48	1,85	3,47	2,46	3,46
	Q	0,5—1	0,5—1	1—2	1—2,0	5,86	3,35	5,85	3,34	5,85
	U	—	0,5—1	1	1—1,5	1,09	0,54	1,08	0,75	1,08
330—750	P	0,5	0,5	0,5—1	1	1,98	0,96	1,97	1,33	1,96
	Q	0,5	0,5	1	1—1,5	2,98	1,35	2,97	1,96	2,96
	U	—	0,5	0,5—1	1	0,63	0,30	0,62	0,42	0,62

тельной системы

$$\left. \begin{aligned} \epsilon^2_{T2} &= \epsilon^2_{T.T} + \epsilon^2_{T.H} + \epsilon^2_{д.п} + \epsilon^2_{п.п} + \epsilon^2_{д} = \epsilon^2_2 + \epsilon^2_{д} = \epsilon^2_{\Sigma 2}; \\ \epsilon^2_{T2u} &= \epsilon^2_{T.H} + \epsilon^2_{д.п} + \epsilon^2_{п.п} + \epsilon^2_{д} = \epsilon^2_u + \epsilon^2_{д} = \epsilon^2_{\Sigma 2u}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

При оценивании состояния ЭЭС по измерениям, осуществляемым непосредственно на объекте с отсчетом по цифровым приборам, приведенная погрешность технических средств

$$\left. \begin{aligned} \epsilon^2_{T3} &= \epsilon^2_{T.T} + \epsilon^2_{T.H} + \epsilon^2_{д.п} + \epsilon^2_{п.п} + \epsilon^2_{пр} + \epsilon^2_{д} = \epsilon^2_3 + \epsilon^2_{д}; \\ \epsilon^2_{T3u} &= \epsilon^2_{T.H} + \epsilon^2_{д.п} + \epsilon^2_{п.п} + \epsilon^2_{д} = \epsilon^2_{u3} + \epsilon^2_{д}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Если измерения осуществляются на объекте по аналоговым приборам, подключенным непосредственно к измерительным трансформаторам,

$$\left. \begin{aligned} \epsilon^2_{T4} &= \epsilon^2_{T.T} + \epsilon^2_{T.H} + \epsilon^2_{пр} = \epsilon^2_4; \\ \epsilon^2_{T4u} &= \epsilon^2_{T.H} + \epsilon^2_u = \epsilon^2_{u4}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

При использовании измерений, осуществляемых непосредственно на объекте по аналоговым приборам, подключенным к измерительным трансформаторам через соответствующие датчики,

$$\left. \begin{aligned} \epsilon^2_{T5} &= \epsilon^2_{T.T} + \epsilon^2_{T.H} + \epsilon^2_{д.п} + \epsilon^2_{пр} = \epsilon^2_5; \\ \epsilon^2_{T5u} &= \epsilon^2_{T.H} + \epsilon^2_{д.п} + \epsilon^2_u = \epsilon^2_{u5}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Класс точности отдельных элементов технических средств измерительной системы, устанавливаемых на генераторах разной мощности, показан в табл. 1. Аналогичные данные приведены в табл. 2 для подстанций и распределительных устройств различного но-

минального напряжения. В этих же таблицах даны значения приведенных погрешностей, вычисленные по (3), (4) и (9)—(11), здесь обозначения P , Q и U соответствуют активной, реактивной мощности и напряжению. В тех случаях, когда в таблицах указаны минимальные и максимальные значения класса точности, среднеквадратичная приведенная погрешность трансформаторов тока, датчиков мощности и ваттметров

$$\epsilon^2 = 0,5(C^2_{\min} + C^2_{\max}),$$

где C_{\min} и C_{\max} соответствуют минимальному и максимальному значениям класса точности. Для трансформаторов напряжения, датчиков напряжения и вольтметров

$$\epsilon^2 = (C^2_{\min} + C^2_{\max})/6.$$

Из табл. 1 и 2 видно, что для оценки погрешности технических средств достаточно ограничиться рассмотрением погрешностей ϵ_1 и ϵ_2 , поскольку всем остальным случаям организации измерений соответствуют среднеквадратичные приведенные погрешности, соизмеримые с ϵ_1 или ϵ_2 .

В современной диспетчерской практике передача ТИ осуществляется с циклами обновления от долей до 30 с. Автоматически ограничиваемые потоки активной мощности и активная мощность электростанций, участвующих в АРЧМ, измеряются с циклами обновления от долей до 10 с. Для этих параметров по данным [Л. 4] постоянная автокорреля-

ционной функции $\tau=300$ с, а $ДП_{\text{м}}^{-2}=10^{-2}$. Тогда из (5) следует, что при среднем значении $T_0=5$ с, динамическая погрешность в первом приближении $\bar{\epsilon}_{\text{д}}^2=1,6 \times 10^{-4}$.

Активная мощность станций, не учитывающих в АРЧМ, и внутрисистемные потоки активной мощности измеряются с циклами обновления от 3 до 30 с. При этом среднее значение динамической погрешности $\bar{\epsilon}_{\text{д}}^2=1,6 \times 10^{-4}$, поскольку для этих параметров $ДП_{\text{м}}^2=0,6 \cdot 10^{-2}$, а $\tau=600$ с.

Телеизмерения напряжения осуществляются с циклами обновления от 5 с до 30 с, что соответствует $\bar{\epsilon}_{\text{д}}^2=0,8 \times 10^{-4}$.

Телеизмерения реактивной мощности осуществляются в очень ограниченном объеме. Достоверные оценки статистических характеристик этих параметров практически отсутствуют. Однако в тех немногих случаях, когда ТИ реактивной мощности осуществляются, они передаются с теми же, что и соответствующая активная мощность, циклами обновления. Поэтому в качестве самого первого приближения можно принять, что динамическая погрешность ТИ реактивной мощности равна таковой для ТИ активной мощности.

Если значения параметров считываются с аналоговых приборов пункта управления или цифровых приборов, установленных на объекте, в идеальном случае можно считать $\epsilon_{\text{с}}=\epsilon_{\text{н}}=0$, полагая, что считывание осуществляется без погрешности, а фиксация всех параметров производится за два цикла обновления, один из которых предшествует, а другой следует за заданным моментом времени t_0 .

При записи измерений на объекте с аналоговых приборов в идеальном случае можно принять $\epsilon_{\text{с}}=0$, а $\epsilon_{\text{н}}=\epsilon_{\text{д}}$, полагая, что все параметры фиксируются за период времени от $t_0-t_{\text{н}}$ до $t_0+t_{\text{н}}$, где $t_{\text{н}}=T_0$, т. е. неодновременность равна циклу обновления, принятому для передачи аналоговых параметров в виде ТИ.

С учетом изложенных допущений можно провести оценку суммарной среднеквадратичной приведенной погрешности измерений, выделяя две группы возможных вариантов их организации: $\bar{\epsilon}_{\Sigma 1}$ — значения параметров фиксируются по аналоговым приборам пункта управления, цифровым приборам на объекте или аналоговым приборам, подключенным к трансформаторам тока и напряжения через датчики-преобразователи; $\bar{\epsilon}_{\Sigma 2}$ — значения параметров считываются с аналоговых приборов, подключенных непосредственно к измерительным трансформаторам, или поступают в память ЦВМ в виде ТИ.

Полученные по данным табл. 1 и 2 значения $\bar{\epsilon}_{\Sigma 1}$ и $\bar{\epsilon}_{\Sigma 2}$ приведены в табл. 3 и 4. Здесь же указаны соответствующие значения весовых коэффициентов $r_1=10^{-3} \bar{\epsilon}_{\Sigma 1}^{-2}$ и $r_2=10^{-3} \bar{\epsilon}_{\Sigma 2}^{-2}$.

Практическое применение. Весовые коэффициенты, указанные в табл. 3 и 4, обеспечивают получение оценок параметров установившегося режима

Таблица 3

Номинальная мощность генераторов, МВт	Измеряемые величины	Приведенная погрешность, $\times 10^{-4}$		Весовые коэффициенты, отн. ед.	
		$\bar{\epsilon}_{\Sigma 1}^2$	$\bar{\epsilon}_{\Sigma 2}^2$	r_1	r_2
до 100	P	9,7	6,1	1,0	1,6
	Q	12,7	7,6	0,8	1,3
	U	3,4	2,2	3,0	4,5
от 100 до 300	P	4,0	3,0	2,5	3,3
	Q	5,2	3,6	2,0	2,8
	U	1,6	1,2	6,3	8,3
от 300 и более	P	3,1	2,5	3,2	4,0
	Q	3,9	2,8	2,6	3,6
	U	1,6	1,2	6,3	8,3

Таблица 4

Номинальное напряжение, кВ	Измеряемые величины	Приведенная погрешность, $\times 10^{-4}$		Весовые коэффициенты, отн. ед.	
		$\bar{\epsilon}_{\Sigma 1}^2$	$\bar{\epsilon}_{\Sigma 2}^2$	r_1	r_2
35—110	P	10,0	7,4	1,0	1,4
	Q	14,0	8,9	0,7	1,1
	U	5,0	3,6	2,0	2,8
154—220	P	5,1	3,5	2,0	2,9
	Q	7,5	5,0	1,3	2,0
	U	1,9	1,4	5,3	7,1
330—750	P	3,6	2,6	2,8	3,8
	Q	4,6	3,0	2,2	3,3
	U	1,4	1,1	7,1	9,1

наиболее близких к фактическим, если измерения осуществляются с соблюдением всех оговоренных выше условий. Однако на практике ошибки от неодновременности считывания, погрешность отсчета и динамическая погрешность измерений могут существенно превышать расчетные значения. Поэтому возникает необходимость предварительно, до оценивания по методу взвешенных квадратов, определить степень соответствия фактической погрешности измерений назначенным весовым коэффициентам. Для этой цели в составе программного комплекса «Модель», разработанного ЦДУ ЕЭС СССР, ОДУ Юга и МЭИ и предназначенного для обработки контрольных замеров, осуществляется оценка качества измерений, реализуемая в два этапа. На первом этапе осуществляется так называемая предварительная оценка качества измерений, которая в основном сводится к проверке выполнения балансов в узлах и ветвях расчетной схемы. На втором этапе качество измерений и ожидаемая погрешность оценивания состояния определяются по методу расчетных траекторий. Подробно алгоритм получения этих оценок описан в [Л. 5]. Он сводится к выделению всех возможных совокупностей исходных данных, по которым может быть получено расчетное значение каждого избыточного измерения $P_{\text{из}}=f(\bar{P}_{\text{н}})$, где $\bar{P}_{\text{н}}$ — некоторая сово-

купность измерений, используя которую в качестве исходных данных, можно с помощью уравнений установившегося режима получить расчетное значение i -го параметра.

По результатам сопоставления P_{pi} с его измеренным значением P_{ni} можно судить о взаимной координации погрешности P_{ni} с погрешностью всех входящих в совокупность \bar{P}_j параметров рассматриваемого режима. Это сопоставление проводится по условию

$$\|P_{pi} - P_{ni}\| \leq \beta_i P_{mi}. \quad (12)$$

Входящая в (12) величина допустимого рассогласования

$$\beta_i^2 = P_{mi}^{-2} \sum_{j=1}^m \varepsilon_{\Sigma j}^2 P_{mj}^2 \left[\frac{\partial f_j(\bar{P}_j)}{\partial P_j} \right]^2 + \varepsilon_{\Sigma i}^2, \quad (13)$$

где m — число измерений, образующих совокупность \bar{P}_j .

Если погрешность всех измерений распределена по нормальному закону, то β_i также является нормально распределенной случайной величиной с математическим ожиданием $\beta = 0$ и дисперсией $\sigma_i^2 = \beta_i^2$.

Вероятность выполнения условия (12)

$$p(\beta_i) = 2(2\pi)^{-0.5} \int_0^x e^{-t^2/2} dt,$$

где $x = [(\beta_i - \bar{\beta})^2 \sigma_i^{-2}]^{0.5}$ — переменная интеграла вероятности Гаусса. Поскольку $\beta_i = \sigma_i$, а $\bar{\beta} = 0$, то $x = 1$, и следовательно, в этом случае вероятность выполнения (12)

$$p(\beta_i) = 2(2\pi)^{-0.5} \int_0^1 e^{-t^2/2} dt = 0,6827.$$

Если погрешности всех измерений, входящих в (13), взаимно независимы и распределены по нормальному закону, то должно выполняться условие

$$p(\beta_i) = p(b_j \varepsilon_{\Sigma j}) p(b_{j+1} \varepsilon_{\Sigma j+1}) \dots p(b_m \varepsilon_{\Sigma m}) p(b_i \varepsilon_{\Sigma i}),$$

где $p(b_j \varepsilon_{\Sigma j}) = 2(2\pi)^{-0.5} \int_0^{b_j} e^{-t^2/2} dt$ — вероятность того,

что погрешность j -го измерения не превышает $b_j \varepsilon_{\Sigma j}$; $b_j = [(b_j \varepsilon_{\Sigma j})^2 (\varepsilon_{\Sigma j})^{-2}]^{0.5}$ — значение переменной интеграла вероятности.

При $b_j = b_{j+1} = \dots = b_m = b_i = b$ вероятность выполнения (12)

$$p(\beta_i) = \left[2(2\pi)^{-0.5} \int_0^b e^{-t^2/2} dt \right]^{m+1} = [p(b \varepsilon_{\Sigma i})]^{m+1}. \quad (14)$$

Если условие (12) выполняется, то входящая в (14) переменная интеграла вероятностей b может быть определена из выражения

$$p(b \varepsilon_{\Sigma i}) = [p(\beta_i)]^{\frac{1}{m+1}} = [0,6827]^{\frac{1}{m+1}}.$$

Число измерений, входящих в совокупность \bar{P}_j , чаще всего равно 3.

Поэтому при выполнении условия (12) погрешность всех измерений, входящих в (13), должна лежать в диапазоне $0 \leq \Delta P_i \leq 1,69 \varepsilon_{\Sigma i} P_{mi}$.

В ряде случаев могут быть образованы две совокупности исходных данных \bar{P}_j и \bar{P}_k , каждая из которых позволяет определить расчетное значение одного и того же измерения. Если для одного избыточного измерения одновременно выполняются два условия (12), то оценки погрешностей будут соответствовать фактическим, если

$$p(b \varepsilon_{\Sigma i})^{m+1} + p(c \varepsilon_{\Sigma j})^{n+1} = 1,$$

где $c = [(c \varepsilon_{\Sigma j})^2 (\varepsilon_{\Sigma j})^{-2}]^{0.5}$ — значение переменной интеграла вероятностей.

При $m = n = 3$, т. е. одинаковом числе измерений \bar{P}_j и \bar{P}_k и равных значениях переменных интеграла вероятностей, $b = c$,

$$p(c \varepsilon_{\Sigma i}) = 0,5^{0.5} = 2(2\pi)^{-0.5} \int_0^c e^{-t^2/2} dt. \quad (15)$$

Из (15) следует, что в этом случае погрешность избыточного измерения и измерений, образующих \bar{P}_j и \bar{P}_k , должна лежать в диапазоне $0 \leq \Delta P_i \leq 1,41 \varepsilon_{\Sigma i} P_{mi}$.

При невыполнении одного или одновременном невыполнении двух условий (12) погрешность каждого измерения, входящего в проверяемые совокупности, должна быть в пределах

$1,69 \varepsilon_{\Sigma i} P_{mi} \leq \Delta P_i \leq \varepsilon_{\Sigma mi} P_{mi}$, где $\varepsilon_{\Sigma mi} P_{mi}$ — максимальное значение суммарной погрешности i -го измерения.

Если при имеющемся числе и размещении измерений оценка их точности невозможна, погрешность измерений лежит в пределах от 0 до $\varepsilon_{\Sigma mi}$.

Все измерения однотипных параметров можно подразделить на группы, указанные в табл. 1—4. Это разделение осуществляется по типу измерения (активная или реактивная мощность, напряжение), а также в зависимости от места измерения и характеристик технических средств измерительной системы.

Для каждой группы избыточных измерений однотипных параметров можно определить фактическое среднеквадратичное рассогласование между измеренными и расчетными значениями параметров:

$$\bar{\beta}_{\Phi i}^2 = N_i^{-1} \sum_{i=1}^{N_i} (P_{pi} - P_{ni})^2 P_{mi}^{-2}, \quad (16)$$

где N_i — число избыточных измерений в i -й группе однотипных параметров.

Расчеты по (13) для наиболее часто встречающихся в \bar{P}_j составов измерений показывают, что в большинстве случаев

$$\beta_i = 1,7 \varepsilon_{\Sigma i}$$

Введем показатель

$$\beta_i^2 = \bar{\beta}_{\Phi i}^2 \beta_{\Phi i}^{-2} = \bar{\beta}_{\Phi i}^2 (1,7 \varepsilon_{\Sigma i})^{-2}. \quad (17)$$

Из (13) и (17) следует, что $\bar{\epsilon}_{\phi i} = \gamma_i \epsilon_{\Sigma i}$, где $\epsilon_{\phi i}$ — фактическая суммарная приведенная погрешность измерений, входящих в i -ю группу однотипных параметров.

Таким образом, по результатам оценки качества исходных данных, проводимой программой ИМЭС в составе комплекса «Модель», можно кор-

Таблица 5

Выполнение условия (12)	$\bar{\epsilon}_{\phi i} \epsilon_{\phi i}^{-1}$	α
2н	2,7916	0,5375
1н	2,6733	0,5862
0	2,0467	1
1в	1,5362	1,7751
2в	1,1857	2,9796

ректировать весовые коэффициенты, приведенные в табл. 3—4, в соответствии с фактической погрешностью измерений. Корректирующие коэффициенты для каждой группы измерений однотипных параметров приведены в табл. 5. При их вычислении принято в качестве первого приближения, что максимальная приведенная суммарная погрешность каждого измерения $\epsilon_{\Sigma i} = 3\epsilon_{\phi i}$. Для каждой группы однотипных измерений

$$\alpha_i = \bar{\epsilon}_{\phi 0}^{-2} \epsilon_{\phi i}^{-2},$$

где $\bar{\epsilon}_{\phi 0}$ — фактическая погрешность непроверяемых измерений; $\epsilon_{\phi i}$ — погрешность i -й совокупности, прошедшей проверку по условию (12).

В первом столбце табл. 5 указано число выполнений v и невыполнений n условия (12).

Весовые коэффициенты, отражающие фактическую погрешность измерений,

$$r_{\phi i} = r_i \alpha_i \gamma_i^{-2}, \quad (18)$$

где i — индекс группы измерений однотипных параметров; r_i — соответствующий i -й группе измерений весовой коэффициент из табл. 3—4; α_i — корректирующий коэффициент из табл. 5; γ_i — значение показателя, определяемое по (17).

При выполнении одного условия (12) наиболее вероятное (среднее) значение погрешности измерений

$$\bar{\epsilon}_{\phi i} = p(b\epsilon_{\phi i}) \Delta_i,$$

где Δ_i — диапазон допустимых значений погрешности i -го измерения, в данном случае $\Delta_i = 1,69\epsilon_{\phi i}$.

Следовательно, при выполнении одного условия (12)

$$\bar{\epsilon}_{\phi i}^* = 1,5362\epsilon_{\phi i}.$$

Если одновременно выполняются 2 условия (12), то

$$\bar{\epsilon}_{\phi i}^* = p(c\epsilon_{\phi i}) 1,41\epsilon_{\phi i} = 1,1857\epsilon_{\phi i}.$$

Вероятность невыполнения одного условия (12) $q(\beta_i) = 1 - p(\beta_i) = 0,3173$. В этом случае среднее значение погрешности измерений

$$\bar{\epsilon}_{\phi i}^* = 2,6733\epsilon_{\phi i}.$$

Вероятность одновременного невыполнения двух условий (12)

$$q(\beta_i) = [q(c\epsilon_{\phi i})]^4 = 1 - p(\beta_i) = 0,5.$$

При этом среднее значение погрешности измерений

$$\bar{\epsilon}_{\phi i} = 2,7916\epsilon_{\phi i}.$$

Если оценка точности измерений невозможна, можно в первом приближении считать, что имеет место равная вероятность выполнения двух, одного или соответственно невыполнения двух или одного условия (12). Тогда для непроверяемых измерений наиболее вероятное значение погрешности

$$\bar{\epsilon}_{\phi 0} = 0,25 \sum_{i=1}^4 \bar{\epsilon}_{\phi i} = 2,0467\epsilon_{\phi i}.$$

Таким образом, практическая реализация предлагаемого метода определения весовых коэффициентов сводится к следующему:

по программе ИМЭС комплекса «Модель» определяются расчетные значения каждого избыточного измерения;

определяется разность между измеренным и расчетным значениями каждого избыточного измерения;

по (16) и (17) вычисляются $\bar{\beta}_{\phi i}$ и γ_i для каждой группы измерений однотипных параметров;

по (12) производится сопоставление расчетных и измеренных значений каждого избыточного измерения; при этом рассогласование между расчетным и измеренным значениями каждого параметра сопоставляется с соответствующим значением $\beta_{\phi i}$;

по результатам сопоставления из табл. 5 выбираются соответствующие корректирующие коэффициенты α_i ;

по (18) определяются весовые коэффициенты, наиболее точно отражающие фактическую погрешность измерений;

полученные значения весовых коэффициентов поступают в программу ОКЗ, входящую в комплекс «Модель» и обеспечивающую оценивание режима по методу обобщенной нормальной оценки [Л. 3].

Рассмотренный метод определения весовых коэффициентов реализован на базе программного комплекса «Модель». Сопоставление априори известных погрешностей измерений, вносимых в «эталонный» установившийся режим, с результатами, полученными по предлагаемому методу, показывает, что при достаточном числе топологически равномерно рассредоточенных избыточных измерений обеспечивается уменьшение внесенных ошибок до величины, соизмеримой с расчетным значением, определяемым классом точности технических средств измерительной системы. Результаты обра-

ботки контрольных замеров ряда энергосистем и энергообъединений позволяют рекомендовать этот метод для широкого практического применения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Mauersberg G. E. Power system realizable state. — Dept. Electr. Eng. and Comp. Sci., Univ. California, Berkley, Res., Project. Rept., 1968, № 8, March.
2. Гамм А. З. Статистические методы оценивания состояния электроэнергетических систем. — М.: Наука, 1976. — 220 с.

3. Лисеев М. С., Угнер А. П. Методика обработки контрольных замеров в энергосистеме. — Электричество, 1979, № 2, с. 18—22.

4. Богданов В. А., Совалов С. А., Черня Г. А. Телеинформация в автоматизированных системах диспетчерского управления. — Электричество, 1974, № 8, с. 1—6.

5. Богданов В. А. Оценка качества исходных данных и точности результатов определения режима электрической системы при произвольном составе и размещении измерений. — Электричество, 1978, № 6, с. 1—8.

[24.09.80]

УДК 621.316.37:621.315.618.9.001.24

Электрическая прочность элегазовой изоляции аппаратов сверхвысокого напряжения

БОРТНИК И. М., БОРИН В. Н.

Всесоюзный электротехнический институт имени В. И. Ленина

В последнее десятилетие использование элегаза в изоляции комплектных распределительных устройств и токопроводов получило распространение во многих странах. Можно считать, что оборудование с элегазовой изоляцией освоено на классы напряжения 110—500 кВ. Ведутся исследовательские работы по элегазовым комплектным распределительным устройствам (КРУЭ) сверхвысокого напряжения.

Применение элегазовой изоляции для аппаратов сверхвысокого напряжения характеризуется весьма большими для этого вида изоляции межэлектродными расстояниями (до 0,5 м), увеличением размеров электродов и площади их поверхности, объема аппаратов. Стремление снизить стоимость элегазового оборудования приводит к снижению уровней испытательных напряжений по сравнению с рабочим напряжением и изменению соотношения между различными видами испытательных напряжений.

Эти особенности делают необходимым исследование изоляционных характеристик элегазовой изоляции и ее стабильности в указанных выше условиях, а также возможности создания малогабаритных КРУ с элегазовой изоляцией на сверхвысокие напряжения.

Среди основных параметров элегазовой изоляции, которые следует уточнить в новых условиях и которые имеют решающее значение для разработки оборудования сверхвысокого напряжения, являются следующие. Необходимо прогнозирование абсолютных значений пробивной напряженности в элегазе при давлениях газа 0,3—0,5 МПа и значительных (10^4 см² и более) площадях поверхности электродов. Имеющиеся экспериментальные данные позволяют выбирать разрядную напряженность при площади поверхности электродов до 10^3 см².

Для устройств сверхвысокого напряжения важнейшей характеристикой элегазовой изоляции являются вольт-секундная характеристика и соответствующие ей коэффициенты импульса при различных видах воздействующего напряжения. Для КРУ

110—500 кВ известно, что с ростом эффективной площади электродной системы (увеличением номинального напряжения) коэффициент импульса имеет тенденцию к увеличению. Исследование вольт-секундных характеристик в новых условиях позволит обоснованно выполнить координацию изоляции оборудования.

Важно также исследовать электрическую прочность элегазовой изоляции при различных полярностях воздействующего напряжения и в условиях применения на поверхности электродов электроизоляционного покрытия. Известно, что для коаксиальной системы электродов элегазовых КРУ 110—220 кВ при воздействии напряжения положительной полярности пробивная напряженность весьма высока и практически достигает значений, которые следуют из закона подобия электрического разряда в газе. При отрицательной полярности пробивная напряженность меньше 20—30%. При покрытии внутреннего электрода тонким слоем изоляции пробивная напряженность при воздействии напряжения отрицательной полярности увеличивается на 20—30% и становится равной значению, следующему из закона подобия электрического разряда в газе. Таким образом, использование электроизоляционного покрытия позволит увеличить электрическую прочность устройства в целом на 20—30%. Однако для оборудования сверхвысокого напряжения необходимо выяснить, сохраняется ли подобное соотношение пробивных напряженностей при использовании покрытия с ростом площади электродов.

Для проведения экспериментов была создана специальная камера с высоковольтным вводом, позволяющим подавать внутрь камеры напряжение грозового импульса до 3000 кВ, коммутационного импульса до 2100 кВ. Испытательная камера позволяла проводить исследования электродных устройств с твердой изоляцией и без нее (чисто газовые изоляционные промежутки). Диаметр камеры равен 1,6 м, объем — 6 м³.

Испытательная камера была снабжена соединительными фланцами, позволяющими присоединять

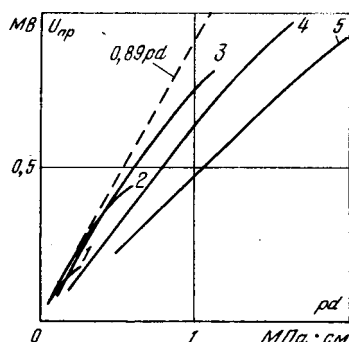


Рис. 1. Пробивное напряжение в элегазе в однородном поле. Постоянное напряжение. Давление газа: 1 — 0,019 МПа; 2 — 0,052; 3 — 0,097; 4 — 0,2; 5 — 0,38.

к ней образцы испытуемого оборудования или его отдельных узлов. Внутри камеры было размещено устройство для дистанционного передвижения электродов (погрешность измерения расстояния между электродами менее 1%) и предусмотрено освещение электродов ультрафиолетовым светом. Чистота элегаза в выполненных опытах обеспечивалась на уровне 98,5% (основная примесь — воздух). Чистота обработки поверхности электродов в основном соответствовала общепринятой для элегазовых высоковольтных устройств (высота неровностей 10—15 мкм).

Для измерения напряжения использовался универсальный измерительный комплекс УИК-4 (номинальное напряжение 4 МВ), состоящий из емкостно-омического компенсированного делителя, расположенного вблизи камеры, импульсного осциллографа ОВ-1 и цифровых вольтметров для измерения импульсных и постоянных напряжений. Ошибка в измерениях амплитудных значений не превышала 1%.

Электродные устройства с однородным полем. Близкое к однородному электростатическое поле создавалось двумя электродами. Один из них являлся электродом Брюса с внешним диаметром 0,6 м и располагался в центре камеры, другой, в виде плоскости размером $0,9 \times 0,9$ м² с радиусом закругления краев 0,04 м, был заземлен и мог перемещаться. Удовлетворительная степень однородности поля в этом электродном устройстве подтверждается хорошим совпадением полученных пробивных напряжений в воздухе с данными для близких размеров электродов [Л. 1]. Неоднородность поля начинает заметно сказываться при межэлектродных расстояниях свыше 0,1 м.

На рис. 1 представлены результаты экспериментов по определению пробивного напряжения в элегазе при различных давлениях газа в однородном поле. Из них следует, что закономерности по пробоем элегаза при малых межэлектродных расстояниях [Л. 2] сохраняются и при больших размерах электродов и сверхвысоких напряжениях. При пробивной напряженности, не превышающей 100 кВ/см, ее отношение к давлению газа близко к значению 89 (МВ/МПа·м), соответствующему равенству значений коэффициентов ионизации и прилипания. В однородном поле пробивная напряженность почти не зависит от расстояния между электродами, а ее значение для данной площади электродов хорошо согласуется с известной зависимостью пробивной напряженности от площади электродов [Л. 2].

При большой площади электродов и указанной обработке их поверхности более ярко выражены такие явления, как малая степень кондиционирования электродов из-за очень большого числа «слабых» мест на их поверхности, существенная величина предразрядных токов. Последнее особенно проявляется при заглублении поверхности электродов шлифованием крупнозернистым абразивом (средняя высота микровыступов 100 мкм), что приводит к увеличению предразрядного тока от 0,1—1 мкА до 10—30 мкА. Пробивное напряжение при этом снижается не более чем на 5%, что также соответствует представлениям о физической природе пробоя элегаза при высоком давлении, составленным на основании исследований при меньших напряжениях и площади поверхности электродов. Облучение поверхности электродов ультрафиолетовым светом не изменяет пробивное напряжение.

В [Л. 3] приведены предварительные экспериментальные результаты по вольт-секундным характеристикам пробоя в однородном поле при большой площади электродов. С использованием данных рис. 1 и дополнительных экспериментальных данных по пробоем при воздействии импульсных напряжений результаты [Л. 3] могут быть обобщены в виде зависимости коэффициента импульса от времени до пробоя (рис. 2). Под коэффициентом импульса здесь понимается отношение фактического значения пробивного напряжения при импульсном воздействии к пробивному напряжению при плавном подъеме напряжения. В экспериментах использовались импульсы с фронтом от 3 до 260 мкс и временем полуспада 4000 мкс. Так как меньшую длину фронта получить не удалось из-за большой емкости ввода и внешнего делителя, то малые предразрядные времена получались за счет увеличения крутизны импульса до 3000 кВ/мкс. На характере зависимости коэффициента импульса от времени до пробоя практически не сказывается подсветка промежутка ультрафиолетовым светом.

При предразрядных временах от 1 мкс и более исследованная зависимость имеет вид, близкий к известному. Для нее характерен малый наклон к оси абсцисс в области предразрядных времен более 50 мкс и существенный подъем при временах менее 20 мкс. При давлении элегаза 0,2 МПа и предразрядных временах около 1 мкс пробивное напряжение достигает значений, близких к величине 89 p_d . Из рис. 2 видно, что зависимость коэффициента импульса от времени до пробоя можно приближенно считать единой для исследованного

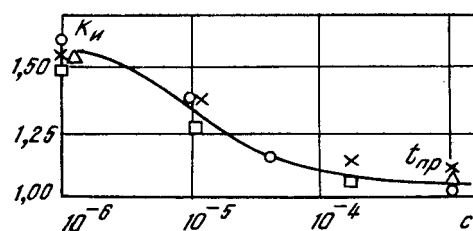


Рис. 2. Зависимость коэффициента импульса элегазовой изоляции от времени до пробоя.

Однородное поле электродов Брюса диаметром 0,6 м. О — 0,4 МПа, $2 \cdot 10^{-2}$ МПа; х — 0,4 МПа, $4 \cdot 10^{-2}$ МПа; Δ — 0,4 МПа, $6 \cdot 10^{-2}$ МПа; □ — 0,2 МПа, $8 \cdot 10^{-2}$ МПа.

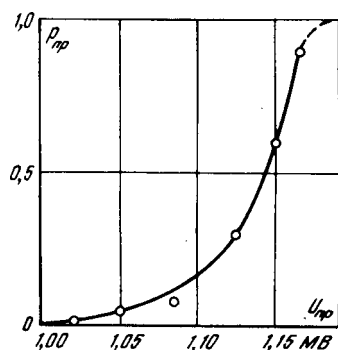


Рис. 3. Вероятность пробоя элегаза при импульсном воздействии. Однородное поле электродов Брюса диаметром 0,6 м, расстояние между электродами $6 \cdot 10^{-2}$ м, давление газа 0,4 МПа, импульс 250/4000 мкс.

○ — экспериментальные данные;
— — аппроксимация.

диапазона давлений 0,2—0,4 МПа и межэлектродных расстояний $(2-8) \cdot 10^2$ м.

Функцию распределения пробивных напряжений при импульсных воздействиях можно принять, как и для статических характеристик [Л. 2], экстремального типа. Строгое экспериментальное доказательство этого предположения практически нереально, особенно для первых пробоев. Даже допуская возможность большого числа разрядов в одном и том же промежутке, необходимо использовать специальную методику эксперимента. После кондиционирования промежутка амплитуда импульса увеличивается ступенями по 1—2%, начиная со значения $0,8U_{50\%}$, с приложением на каждой ступени 3—5 импульсов. После пробоя амплитуда импульса уменьшается до первоначального значения и процедура повторяется, пока число импульсов на каждой ступени не достигает 100. Дополнительная сложность возникает из-за того, что стандартное отклонение при «кондиционированной» системе электродов оказывается всего 3—4% при воздействии как грозового, так и коммутационного импульсов напряжений (рис. 3).

Типовые изоляционные промежутки аппаратов высокого напряжения. Были исследованы следующие основные изоляционные промежутки элегазовых КРУ: «экран — заземленный корпус», узел изоляционной тяги в коммутационных аппаратах, ввод «элегаз — элегаз» (этот ввод герметизирует отсеки КРУ, давление газа в которых в принципе может быть различным), узел высоковольтного ввода в элегазовое КРУ — ввод «воздух — элегаз». На рис. 4 показаны эти электродные устройства, в которых используется как чисто газовая, так и комбинированная изоляция. При их проектировании необходимо считаться с возможностью пробоя в твердом диэлектрике, по поверхности твердого диэлектрика и в газе. В первых двух случаях изоляция не будет самовосстанавливающейся после пробоев при проведении испытаний оборудования КРУ. Поэтому в разработанных электродных устройствах конфигурация электростатических экранов и форма изоляторов выбирались не только в соответствии с их функциональным назначением, но и в целях исключения развития разряда вдоль поверхности твердого диэлектрика и непосредственно в самом твердом диэлектрике. При этом форма использованных электростатических экранов была примерно одна и та же. Таким образом, электрическая прочность электродных устройств определялась пробивным напряжением чисто газового промежутка «экран — заземленный корпус», что

как указывалось выше, очень важно с практической точки зрения.

На рис. 5 приведены результаты исследований электродного устройства «экран — заземленный корпус». Этот изоляционный узел весьма распространен в конструкции аппаратов КРУ и в значительной степени определяет габариты аппаратов. Поэтому при конструировании подобных узлов несомненный интерес представляют экспериментальные данные, соответствующие малой вероятности пробоя. В выполненных исследованиях была использована методика проведения эксперимента, позволяющая получать малую вероятность пробоя (публикация МЭК 60-2). Напряжение к объекту исследований прикладывалось ступенями с интервалом в значениях напряжения 3%. На каждой ступени напряжения на объект подавалось по три импульса. Повышение напряжения проводилось до первого пробоя. Затем напряжение снижалось на три ступени (9%) и амплитуда импульсов снова повышалась по ступеням с интервалом 3%. Однако на каждой ступени прикладывалось уже по 25 импульсов. Напряжение поднималось вновь до первого пробоя. Ступень напряжения, которая предшествовала пробую, соответствует вероятности пробоя примерно 1%.

Как видно из рис. 5, рост зависимости пробивной напряженности от давления газа при давлениях более 0,4 МПа замедляется. Достигнутые значения пробивных напряженностей: 270 кВ/см при грозовом импульсе 1,2/50 мкс и 180 кВ/см при коммутационном импульсе 250/2500 мкс хорошо согласуются с литературными данными [Л. 4]. При этом в качестве эффективной площади поверхности экрана принята зона поверхности, в пределах которой напряженность электростатического поля составляла 0,9—1 от максимального значения. Для рассматриваемого случая эффективная площадь составила 1000 см². Полученные результаты дают основание рассчитывать на электрическую прочность подобного изоляционного узла КРУ (при диаметре заземленного корпуса 900 мм), равную 1900—2100 кВ при коммутационном импульсе и 2800—2900 кВ при грозовом импульсе.

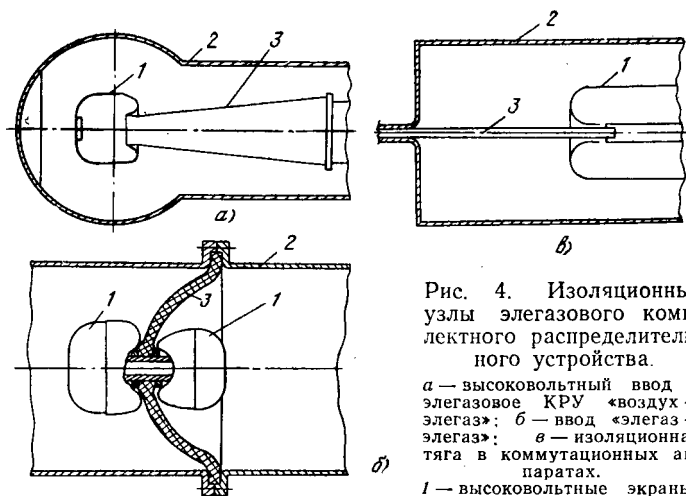


Рис. 4. Изоляционные узлы элегазового коммутационного распределительного устройства.

а — высоковольтный ввод в элегазовое КРУ «воздух — элегаз»; б — ввод «элегаз — элегаз»; в — изоляционная тяга в коммутационных аппаратах.
1 — высоковольтные экраны; 2 — заземленный корпус; 3 — твердый диэлектрик.

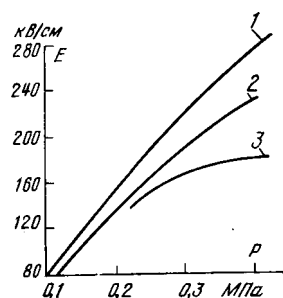


Рис. 5. Зависимость пробивной напряженности от давления газа.

1, 2 — импульс отрицательной полярности 1,2/50 мкс; 3 — импульс отрицательной полярности — 250/2500 мкс; 1, 3 — ввод «элегаз — элегаз», вероятность пробоя 1%; 2 — ввод «воздух — элегаз».

Анализируя полученные зависимости пробивной напряженности от давления, отметим, что при воздействии коммутационного импульса насыщение кривой особенно заметно уже при давлении газа 0,3 МПа. Соотношение между электрической прочностью при воздействии грозового и коммутационного импульсов достигает значения, равного 1,5. Этот экспериментальный факт, важный для выполнения координации изоляции элегазового КРУ, также хорошо согласуется с известными литературными данными (при их экстраполяции в зону больших площадей электродов) и результатами исследований в однородном поле (рис. 1).

В качестве высоковольтного ввода в элегазовое КРУ можно использовать специальный ввод с газовой изоляцией либо маслонаполненный ввод. При использовании маслонаполненного ввода его внешняя изоляция остается неизменной. Основную проблему составляет выбор изоляции нижней части ввода, находящейся в элегазе, как с точки зрения обеспечения нужной электрической прочности, так и достаточной механической прочности и герметичности. Возможным решением может быть выполнение нижней части такого ввода из пластика. В данной работе был испытан маслонаполненный ввод для элегазового КРУ сверхвысокого напряжения с нижней крышкой из стеклопластика и изоляционным расстоянием вдоль крышки 1,8 м. Этот ввод выдержал многократные воздействия коммутационного и грозового импульсов с амплитудами соответственно 2100 и 2900 кВ. Пробой при этих испытаниях происходил между экраном ввода и корпусом испытательной камеры. Полученные значения пробивной напряженности соответствуют приведенным на рис. 5.

Важным изоляционным узлом элегазовых КРУ (для коммутационных аппаратов) является изоляционная тяга. Она служит для передачи механических усилий управления с заземленного корпуса на высокий потенциал. Выполненные исследования показали, что при изоляционном расстоянии вдоль тяги 500 мм достижимы те же значения электрической прочности, что и для высоковольтного ввода в КРУЭ, а развитие разряда здесь также происходит в чисто газовом промежутке «экран — заземленный корпус».

Наиболее распространенным изоляционным узлом элегазового КРУ является ввод «элегаз — элегаз». С его помощью решается несколько задач: ввод высокого напряжения в аппарат КРУ, пропуск номинальных токов, герметизация аппарата на его торцах, обеспечение необходимой механической прочности изолятора, который может использовать-

ся в аппарате в качестве опорной изоляции. Изолятор из литого эпоксидного компаунда должен иметь специальный профиль и толщину, обеспечивающие необходимый запас (обычно пятикратный) по механической прочности по сравнению с номинальным давлением газа в аппарате. Места сочленения изолятора с заземленным корпусом и токоведущей жилой должны экранироваться. В ходе настоящих исследований было показано, что применением специальных экранов (рис. 4) можно обеспечить достаточную электрическую прочность этого узла, причем диаметр заземленного корпуса при размещении в нем этого проходного изолятора может остаться таким же, как и в случае изоляционного промежутка «экран — заземленный корпус». Разряд в выполненных исследованиях также развивался в чисто газовом промежутке с торцов экранов. Поэтому основные изоляционные характеристики этого узла КРУ оказались аналогичными тем, которые были получены для устройства «экран — заземленный корпус».

Выполненные исследования в типовых электродных устройствах с большими размерами электродов позволяют обоснованно решать различные вопросы изоляции сверхвысоковольтных устройств с элегазовой изоляцией. При координировании изоляции таких устройств с заданными номинальными напряжением и защитным уровнем следует иметь в виду, что согласно полученным данным коэффициент импульса и соотношение коэффициентов импульса для различных воздействий не являются постоянными и зависят от давления газа и геометрических параметров промежутков. Соответственно может изменяться и определяющее изоляцию воздействие. Известно, что в конструкциях элегазовых КРУ 110—220—330 кВ изоляцию аппаратов определяет ее прочность при грозовом импульсе. Соотношение между электрической прочностью изоляции этих КРУ при воздействии грозовых импульсов и напряжении промышленной частоты не превышает 1,4, что существенно меньше соотношения между значениями испытательных напряжений для соответствующих видов воздействий (примерно 1,7). С ростом номинального напряжения увеличиваются размеры электродных устройств и возрастает коэффициент импульса элегазовой изоляции (в частности, соотношение между пробивными напряжениями при воздействии грозового и коммутационного импульсов). В то же время переход к сверхвысоким напряжениям сопровождается снижением кратности перенапряжений и уменьшением соотношения между нормированными уровнями изоляции при воздействии грозового и коммутационного импульсов. Выполненные на основании настоящих исследований оценки показывают (рис. 6), что уже при номинальном напряжении около 1000 кВ изоляцию аппаратов будет определять уровень коммутационных перенапряжений. Следовательно, для достижения высоких технико-экономических показателей элегазовых подстанций на сверхвысокие напряжения необходимо возможно большее ограничение уровня коммутационных перенапряжений.

Полученные экспериментальные результаты дают возможность оценить ожидаемые размеры аппаратов с элегазовой изоляцией на сверхвысокие на-

пряжения. Эти размеры, как уже отмечалось, определяют электродные устройства «экран — заземленный корпус». Электрическая прочность этого изоляционного узла может быть оценена по формуле

$$U = \frac{E_p d \ln \frac{D}{d}}{2K_{yc}},$$

где E_p — пробивная напряженность, определяемая по рис. 1 и 5 или с учетом известных зависимостей пробивной напряженности от площади электродов и давления газа; D, d — внешний и внутренний диаметры электродной системы; K_{yc} — коэффициент усиления поля на торцевой поверхности экрана по сравнению с системой коаксиальных цилиндров (соотношение диаметров D/d). Более точное определение пробивного напряжения устройства возможно при учете распределения напряженности электростатического поля вдоль поверхности экранов [Л. 5].

С ростом номинального напряжения обеспечение необходимой механической прочности проходного изолятора становится весьма сложным и требует разработки специальной формы изолятора. Кроме того, возрастание номинального тока аппаратов приводит к увеличению размеров контактной системы. Все это также оказывает влияние на диаметр высоковольтного экрана и его конструкцию. Коэффициент усиления поля в подобных устройствах с учетом конструктивных требований может составлять 1,5—1,6.

Анализ ожидаемых габаритов основных изоляционных узлов ввода «элегаз — элегаз» и «экран — заземленный корпус» для различных уровней воздействующих напряжений показывает, что соотношение между воздействующим напряжением и диаметром заземленного корпуса имеет тенденцию к уменьшению с ростом воздействующего напряжения (от 2,1 до 1,85). Что касается длины проходного изолятора вместе с электростатическими экранами, то аналогичное соотношение изменяется в пределах от 3,1 до 2,75. Диаметры электростатических экранов для подобных воздействующих напряжений составляют по выполненным оценкам несколько сотен миллиметров, что вполне достаточно для размещения в их внутренней полости контактной системы на номинальный ток 4000 А и более.

Габариты основных изоляционных узлов КРУЭ сверхвысокого напряжения приведены ниже:

Напряжение, кВ, импульс 250/2500 мкс	Диаметр корпуса, мм	Длина проходного изолятора с экранами, мм
1550	750	500
1800	900	600
2100	1060	720
2400	1300	890
2700	1450	980

Важным итогом выполненных исследований является то, что для таких крупногабаритных промежутков разброс в экспериментально определенных значениях пробивной напряженности невелик и не превышает 4% при воздействии грозовых и коммутационных импульсов.

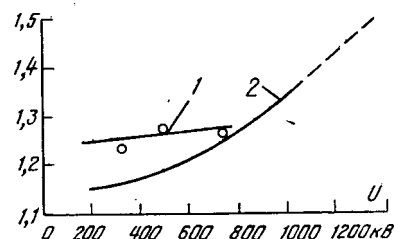


Рис. 6. 1 — соотношение между испытательными напряжениями (грозовой и коммутационный импульсы); 2 — коэффициент импульса изоляции элегазового КРУ (грозовой и коммутационный импульсы).

Исследования показали также, что пробивная напряженность при положительной полярности электрода с меньшим радиусом кривизны превышает пробивную напряженность при отрицательной полярности этого электрода. При воздействии грозового импульса это превышение составляет 22%, коммутационного — более 10%. Этот экспериментальный факт имеет важное значение в связи с возможностью использования в устройствах сверхвысокого напряжения электроизоляционного покрытия поверхности электродов.

В случае относительно однородного поля коаксиальных цилиндров при покрытии поверхности внутреннего цилиндра электрическая прочность всей системы должна увеличиться. На основании выполненных исследований в крупногабаритных изоляционных промежутках с электрической прочностью до 2500 кВ можно считать, что при давлении газа, например 0,4 МПа эффект от применения покрытия может достигнуть значений 1,2—1,3. Следовательно, электрическая прочность исследований системы электродов с осевой симметрией при применении электроизоляционного покрытия внутреннего электрода (экрана) с учетом указанного соотношения пробивных напряженностей при различных полярностях воздействующего напряжения может быть выше рассчитанной по данным, приведенным на рис. 5, по крайней мере на 20%. Для устройств сверхвысокого напряжения, габариты которых определяются основными изоляционными промежутками, это увеличение электрической прочности непосредственно означает снижение габаритов аппаратов элегазового КРУ.

Выводы. 1. Экспериментальными исследованиями типовых электродных устройств при различных давлениях элегаза и формах воздействующего напряжения подтверждена возможность использования ранее разработанного метода выбора рабочих и испытательных напряженностей поля для изоляционных узлов в условиях аппаратов на сверхвысокие напряжения.

2. Испытания основных изоляционных узлов и промежутков аппаратов реальных размеров подтверждают техническую возможность создания элегазовых КРУ сверхвысокого напряжения.

3. Выполненная оценка габаритов аппаратов на номинальные напряжения 1000 кВ и выше показывает, что они являются достаточно малыми, что позволяет предположить существенные технико-экономические преимущества элегазовых подстанций по сравнению с оборудованием традиционного исполнения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bruce F. M. Proc. of IEE, 1951, vol. 98, p. 363.
2. Бортник И. М. К выбору рабочих и испытательных напряженностей высоковольтного оборудования с изоляцией SF₆. — Электричество, 1974, № 12.
3. Бортник И. М., Вертиков В. П. Некоторые особенности вольт-секундных характеристик разряда в SF₆. — Электричество, 1979, № 10.

4. Morii K., Yamashita Y., Harumoto Y. Development of 500 kV gas insulated switchgear and its application. — IEEE PAS Winter Meeting Paper, 1972, № 033-8.

5. Борин В. Н. Расчет электрической прочности изоляционных конструкций в элегазовых КРУ. — Электричество, 1976, № 9.

[31.01.80]

УДК 537.527.4.001.24

Особенности горения параллельных импульсных дуг в газе

РОМАНЕНКО И. Н., канд. техн. наук

Чувашский государственный университет им. И. Н. Ульянова

Система параллельных импульсных дуг в газе обладает рядом преимуществ по сравнению с одиночной дугой при прочих равных условиях [Л. 1]. Однако эти преимущества проявляются в полной мере, если все n дуг развиваются идентично. Из-за разбросов времен пробоя, флуктуаций при развитии и других факторов параллельные дуги обычно имеют разные токи и диаметры [Л. 2], что может существенно изменить свойства системы дуг в целом.

При конструировании устройств, использующих параллельные разрядные промежутки, для обеспечения режима разряда, при котором разброс токов в дугах не превышал бы заданного значения [Л. 2] требуется предусматривать определенные значения индуктивностей, разделяющих дуги. Чем меньше значения этих индуктивностей, тем проще конструкция и меньше индуктивность контура. Однако остается невыясненным, какие наибольшие разбросы токов допустимы в реальных системах параллельных импульсных дуг для того, чтобы эффекты параллельных дуг проявлялись в достаточной степени.

Целью настоящей статьи является выяснение характера влияния степени неидентичности развития n параллельных импульсных дуг на характеристики всей системы разрядных промежутков. Будем сравнивать сопротивления r_n (мгновенное значение) и мощность p_n системы n дуг при их идентичном развитии с теми же величинами при различной степени неидентичности (r_n , p_n).

При анализе приняты следующие допущения:

1. Развитие каждой дуги описывается на основе гидродинамической теории [Л. 4], следовательно, время пробоя промежутка (стримерная стадия) считается много меньше времени запаздывания и полупериода тока.

2. Анализ проводится без учета влияния э. д. с. взаимной индукции соседних дуг на величины токов в них, так как задается разница максимумов токов в дугах к моменту достижения максимума общего тока. Такой подход упрощает анализ, но не позволяет во всех случаях (особенно когда индуктивности петель токов дуг соизмеримы с их взаимной индуктивностью) рассматривать процесс на участке спада общего тока. Учитывая также, что

гидродинамическая теория дает наиболее точные результаты в течение времени нарастания тока, изложенный метод справедлив для первой части периода разрядного тока, что имеет большое значение при создании разрядников с параллельными разрядными промежутками.

3. Разрядная цепь квазилинейна, т. е. нелинейные сопротивления импульсных дуг не искажают форму кривой тока.

4. Нормальный закон распределения времени запаздывания включения параллельных промежутков [Л. 3] заменим ступенчатой функцией, согласно которой вначале пробивается один промежуток и через некоторое время t_3 остальные $n-1$. Как показано в [Л. 2], такое рассмотрение приводит к наибольшему возможному разнице токов дуг.

5. В общем случае индуктивность цепи $L_n = L_{cx} + L_- + L/n$, где L_{cx} — индуктивность контура без учета индуктивности разрядника $L_p = L_- + L/n$; L_- — индуктивность петли тока каждой из параллельных дуг с учетом взаимной индуктивности; L — наименьшее значение L_p при $n \rightarrow \infty$ (однородное распределение тока по шинам). Так как L_{cx} и L_- не зависят от n , то $L_n = L_0 + L/n$, где L_0 — индуктивность контура, не зависящая от n .

6. При неидентичном развитии дуг форма токов в каждой из них отличается от затухающей синусоиды [Л. 2]. Заменяем эти функции в течение первой четверти периода эквивалентными (по максимуму тока) синусоидами, причем эквивалентный период каждого тока в $(n-1)$ -й дуге снижается на удвоенное время запаздывания их появления. Такая замена приводит к погрешностям в вычислениях, особенно при больших n и степенях неидентичности. Значение погрешности не может быть оценено аналитически в настоящее время, но может быть найдено экспериментально для определенных значений n при больших значениях степени неидентичности (см. ниже). Таким образом, изложенный ниже подход применим к разрядам в течение времени $t \leq \tau/4$, где τ — период колебаний разрядного тока. Так как за это время происходит основной спад сопротивления разрядных промежутков, то анализ процессов изменения сопротивления параллельных дуг имеет большое практическое значение (напри-

мер, при создании разрядников с параллельными разрядными промежутками).

Степень неидентичности развития дуг будем характеризовать разницей максимумов токов дуг. Пусть к моменту максимума общего тока I_m ток в первом промежутке отличается от своего равновесного значения $\frac{I_m}{n}$ на величину $\chi \frac{I_m}{n}$. Величина χ характеризует разницу токов и может измениться от нуля до $n-1$, поэтому целесообразно ее использовать в безотносительной к числу дуг форме в виде $\chi^* = \frac{\chi}{n-1}$, при этом $0 \leq \chi^* \leq 1$.

Тогда для максимумов токов в первом и каждом из $n-1$ промежутков можно записать:

$$\left. \begin{aligned} I_{m1} &= \frac{I_m}{n} [1 + \chi^* (n-1)]; \\ I_{m(n-1)} &= \frac{I_m}{n} (1 - \chi^*). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Величина I_m может меняться с изменением χ^* , так как при этом может меняться индуктивность L_{Σ} и активное сопротивление цепи.

Для выяснения степени влияния χ^* на индуктивность системы параллельных дуг проводилось физическое моделирование, при котором две плоские медные шины замыкались накоротко на торцах в нескольких (n) точках полосками медной фольги, ширина которых соответствовала диаметрам различных дуг.

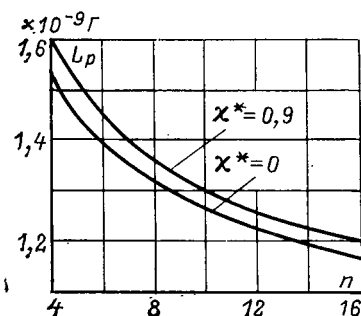
Для измерения индуктивностей (в долях наногенри) использовались стандартные мостовые приборы (типа Е-12-1А) совместно с согласующим воздушным трансформатором. Первичная обмотка трансформатора — один виток медной фольги шириной, равной ширине изучаемого объекта — подключалась к шинам. Вторичная обмотка выполнялась из витков полоски медной фольги и соединялась с измерительным прибором. Погрешность измерения индуктивностей порядка 0,1 нГ составляла 5–7% и в основном определялась погрешностью измерительного прибора.

Измерения влияния χ^* проводились для шин шириной 0,1–1 м. Типичная зависимость индуктивности шин шириной 0,4 м от числа закороток, имитирующих дуги, показана на рис. 1. В эксперименте значение χ^* варьировалось от нуля до единицы путем уменьшения ширины $(n-1)$ -й закоротки при соответствующем (согласно [Л. 5] диаметр дуги пропорционален току $i^{1/3}$) увеличению ширины одной. Как видно, для различных n индуктивность системы слабо зависит от величины χ^* при ее изменении от 0 до 0,9.

Таким образом, с указанной погрешностью можно считать, что величина $\chi^* \leq 0,9$ практически не влияет на значение индуктивности L_{Σ} системы параллельных дуг и в расчетах можно принимать $L_{\Sigma} \approx \text{const}$ после пробоя всех n промежутков. Погрешность при этом не превышает 3–5% для $n \leq 20$.

Рассмотрим цепь разряда конденсатора емкости C на систему n параллельных разрядных про-

Рис. 1. Изменение индуктивности системы параллельных дуг L_{Σ} от числа дуг.



межутков. Если все дуги развивают идентично, то ток в контуре

$$\begin{aligned} i_n &\approx I_0 e^{-\frac{r+R_n}{2L_{\Sigma}} t} \sin \omega_n t; \\ I_0 &= \frac{U_0}{\omega_n L_{\Sigma}}; \quad \omega_n \approx \left[\frac{1}{L_{\Sigma} C} - \frac{(r+R_n)^2}{4L_{\Sigma}^2} \right]^{\frac{1}{2}}; \\ L_{\Sigma} &\approx L_0 \left(1 + \frac{\alpha}{n} \right), \end{aligned} \quad (2)$$

где $\alpha = \frac{L}{L_0}$; r — линейное сопротивление контура;

R_n — эквивалентное по энергопотреблению линейное сопротивление системы n дуг.

Согласно [Л. 2]

$$R_n \approx \frac{k_1}{n^3 \tau_n I_{mn}^3}, \quad (3)$$

где $I_{mn} \approx I_0 \exp \left(-\frac{r+R_n}{2L_{\Sigma}} \frac{\tau_n}{4} \right)$ — первый максимум общего тока контура; k_1 — коэффициент, зависящий от длины дуги, рода и давления газа;

$$\tau_n = \frac{2\pi}{\omega_n}; \quad k_1 \approx 2,3 d \left(\frac{2\xi \rho_0}{\pi \sigma_0} \right)^{\frac{1}{3}};$$

d — длина дуги; ξ — коэффициент, введенный в [Л. 3] (обычно $\xi \approx 4,5$); ρ_0 — начальная плотность газа; $\sigma_0 \approx (3-3,5) 10^3$ (Ом·м)⁻¹ для большинства газов (проверено для He, Ag, Ne, Xe, N₂, CO₂ воздуха).

Мгновенные значения сопротивления n дуг и потребляемой ими мощности определяются из выражений:

$$\left. \begin{aligned} r_n &= k n^{-\frac{1}{3}} \tau_n^{-\frac{2}{3}} i_n^{-\frac{2}{3}} t^{-\frac{1}{3}}; \\ p_n &= k n^{-\frac{1}{3}} \tau_n^{-\frac{2}{3}} i_n^{\frac{4}{3}} t^{-\frac{1}{3}}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $k=0,43k_1$.

При неидентичном развитии в течение времени $0 \leq t \leq t_3$ (время стримерной стадии пробоя промежутка считаем равным нулю) развивается один канал, сопротивление и мощность которого находятся из выражений:

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= k \tau_1^{-\frac{2}{3}} i_1^{-\frac{2}{3}} t^{-\frac{1}{3}}; \\ p_1 &= k \tau_1^{-\frac{2}{3}} i_1^{\frac{4}{3}} t^{-\frac{1}{3}}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Для отношений сопротивлений и мощностей на этом интервале времени имеем:

$$\left. \begin{aligned} \frac{r_1}{r_n} &= n^{\frac{1}{3}} \left(\frac{\tau_n}{\tau_1} \right)^{\frac{2}{3}} \left(\frac{i_n}{i_1} \right)^{\frac{2}{3}}; \\ \frac{p_1}{p_n} &= n^{\frac{1}{3}} \left(\frac{\tau_n}{\tau_1} \right)^{\frac{2}{3}} \left(\frac{i_n}{i_1} \right)^{\frac{4}{3}}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

В общем случае:

$$\frac{\tau_n}{\tau_1} \approx \left(\frac{1 + \frac{\alpha}{n}}{1 + \alpha} \right) \left[\frac{r_{кр1}^2 - (r + R_1)^2}{r_{крn}^2 - (r + R_n)^2} \right]^{\frac{1}{2}}; \quad (7)$$

$$\frac{i_n}{i_1} \approx \left[\frac{r_{кр1}^2 - (r + R_1)^2}{r_{крn}^2 - (r + R_n)^2} \right]^{\frac{1}{2}} e^{bt} \frac{\sin \omega_n t}{\sin \omega_1 t}, \quad (8)$$

где $R_1 \approx \frac{k_1}{\tau_1 I_{м1}^{2/3}}$ [аналогично (3)]

$$r_{кр1}^2 = \frac{4L_0(1+\alpha)}{C}; \quad r_{крn}^2 = \frac{4L_0 \left(1 + \frac{\alpha}{n}\right)}{C}; \quad (9)$$

$$b = \frac{1}{2L_0} \left(\frac{r + R_1}{1 + \alpha} - n \frac{r + R_n}{n + \alpha} \right);$$

$$I_{м1} \approx \frac{U_0}{\omega_1 L_0 (1 + \alpha)} \exp \left[-\frac{r + R_1}{2L_0(1 + \alpha)} \frac{\tau_1}{4} \right]. \quad (10)$$

В зависимости от соотношения параметров контура приведенные выражения имеют предельные значения. Укажем некоторые из них, имеющие практическое значение.

Если ток разряда не зависит от режима развития дуг

$r_{кр} \gg R_1$ или $r \gg R_1$, $L_0 \gg L$, то

$$\frac{r_1}{r_n} = \frac{p_1}{p_n} = n^{\frac{1}{3}}. \quad (11)$$

Если линейное сопротивление контура мало по сравнению с сопротивлением дуг ($r \ll R_n$), то существуют два предельных случая:

а) $L \ll L_0$ ($\alpha \rightarrow 0$)

$$\left. \begin{aligned} \frac{\tau_n}{\tau_1} &= \left(\frac{r_{кр}^2 - R_1^2}{r_{кр}^2 - R_n^2} \right)^{\frac{1}{2}}; \quad r_{кр}^2 = \frac{4L_0}{C}; \\ \frac{i_n}{i_1} &= \left(\frac{r_{кр}^2 - R_1^2}{r_{кр}^2 - R_n^2} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\sin \omega_n t}{\sin \omega_1 t} \exp \left(\frac{R_1 - R_n}{2L_0} t \right). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

б) $L \gg L_0$ ($\alpha \rightarrow \infty$)

$$\left. \begin{aligned} \frac{\tau_n}{\tau_1} &= \left[\frac{r_{кр}^2 - R_1^2}{n(r_{кр}^2 - nR_n^2)} \right]^{\frac{1}{2}}; \quad r_{кр}^2 = \frac{4L}{C}; \\ \frac{i_n}{i_1} &= n^{\frac{1}{2}} \frac{\sin \omega_n t}{\sin \omega_1 t} \exp \left(\frac{R_1 - nR_n}{2L} t \right). \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Следует отметить, что если $R_1 < 0,5r_{кр}$, то при

$r=0$ в (5) и (6) $\left(\frac{\tau_n}{\tau_1} \right)^{\frac{2}{3}} \approx \frac{1 + \frac{\alpha}{n}}{1 + \alpha}$ с погрешностью менее 90%, и эта погрешность уменьшается с ростом r .

При рассмотрении интервала времени $t_3 \leq t \leq \tau_3/4$ для неидентичного развития дуг аналогично (3)

вводим их эквивалентное линейное сопротивление R_3 , мгновенное значение сопротивления r_3 , мощность p_3 и частоту:

$$\omega_3 \approx \left[\frac{1}{L_3 C} - \frac{(r + R_3)^2}{4L_3^2} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (14)$$

Как было показано выше, индуктивность цепи остается практически неизменной для относительного разброса токов $\chi^* \leq 0,9$.

Под периодом тока в начальном из каналов будем понимать $\tau_n \approx \tau_3 + 2t_3$. С учетом (1) ток в этом канале

$$i_n \approx \frac{I_{м.3}}{n} [1 + \chi^*(n-1)] \sin \omega_n t. \quad (15)$$

Ток в каждой из остальных $n-1$ дугах

$$i_{n-1} \approx \frac{I_{м.3}}{n} (1 - \chi^*) \sin \omega_3 (t - t_3), \quad t \geq t_3, \quad (16)$$

где

$$I_{м.3} \approx I_0 \exp \left(-\frac{r + R_3}{2L_3} \frac{\tau_3}{4} \right). \quad (17)$$

Вычисляя сопротивление каждой дуги по (4) и (5), для сопротивления системы неидентичных дуг получаем:

$$r_3 = \frac{kn^{\frac{2}{3}}}{I_0^{\frac{2}{3}} \left[(t - t_3)^{\frac{1}{3}} \frac{2}{\tau_3} F_3 f_1 + t^{\frac{1}{3}} \frac{2}{\tau_n} F_n f_2 \right]} \quad (18)$$

где

$$f_1 = (n-1)(1 - \chi^*)^{\frac{2}{3}}; \quad f_2 = [1 + \chi^*(n-1)]^{\frac{2}{3}};$$

$$F_3 = \exp \left(-\frac{r + R_3}{3L_3} t \right) \sin^{\frac{2}{3}} \omega_3 (t - t_3);$$

$$F_n = \exp \left(-\frac{r + R_3}{3L_n} t \right) \sin^{\frac{2}{3}} \omega_n t.$$

Величина F_n приближенно описывает развитие первой дуги, так как для $t \leq t_3$ затухание тока определяется эквивалентным сопротивлением R_1 , а частота колебаний — ω_1 . Тогда отношение сопротивлений

$$\frac{r_3}{r_n} \approx n \frac{\tau_n^{\frac{2}{3}} F_n}{\left(1 - \frac{t_3}{t} \right)^{\frac{1}{3}} \frac{2}{\tau_3} F_3 f_1 + \frac{2}{\tau_n} F_n f_2}, \quad (19)$$

где F_n отличается от F_n величинами R_n и ω_n .

При $t = t_3$, $\chi^* = 1$, $f_2 = n^{\frac{2}{3}}$ и вместо (18) получим отношение r_1/r_n , соответствующее (11).

Если $t_3 \ll \tau_3$, то $F_n \approx F_3$, $\tau_n \approx \tau_3$;

$$\frac{r_3}{r_n} \approx n \left(\frac{\tau_n}{\tau_3} \right)^{\frac{2}{3}} \frac{F}{\left(1 - \frac{t_3}{t} \right)^{\frac{1}{3}} f_1 + f_2}, \quad t \geq t_3;$$

$$F = \exp\left(\frac{R_3 - R_n}{3L_{\text{ц}}} t\right); \quad \frac{\tau_n}{\tau_3} = \left[\frac{r_{\text{кр}}^2 - (r + R_3)^2}{r_{\text{кр}}^2 - (r + R_n)^2}\right]^{\frac{1}{2}}, \quad (20)$$

причем, аналогично (3)

$$R_3 = \frac{k_1 n^{\frac{2}{3}}}{I_{\text{м.э}}^{\frac{2}{3}} [\tau_3 f_1 + (\tau_3 + 2t_3) f_2]}. \quad (21)$$

Использование (19) вместо (18) приводит к заниженному результату при временах, мало превышающих t_3 . Если $t_3 < 0,05 \tau_3$ и $t > 3t_3$, то погрешность не превышает 10%. Следовательно, выражение (19) может быть использовано при $t > 3t_3 = 0,15\tau_3$ для всех n .

Можно показать, что если считать $r = 0$, то для $R_3 \leq 0,5r_{\text{кр}}$ величина $F\left(\frac{\tau_n}{\tau_3}\right)^{\frac{2}{3}}$ в течение рассматриваемого времени отличается от единицы не более чем на $10^0/0$ и

$$\frac{r_3}{r_n} \approx \frac{n}{\left(1 - \frac{t_3}{t}\right)^{\frac{1}{3}} f_1 + f_2}, \quad (22)$$

причем с ростом r погрешность снижается, так как ток в меньшей степени зависит от R_3 . Для $r_{\text{кр}} \gg R_3$ или $r \gg R_3$ наступает режим источника тока, при котором равенство (22) становится точным в рамках принятых допущений. Таким образом, выражение (22) охватывает широкий диапазон соотношений параметров контура и разрядных промежутков.

Аналогично вышеизложенному для отношения мгновенных значений мощностей в системе параллельных дуг для $t > 3t_3$ получим

$$\frac{P_3}{P_n} \approx n \left(\frac{\tau_n}{\tau_3}\right)^{\frac{2}{3}} F^{-2} \left[\left(1 - \frac{t_3}{t}\right)^{\frac{1}{3}} f_1 + f_2\right]. \quad (23)$$

В случае режима источника тока получаем выражение, аналогичное (22). Отношение энергий, выделенных в разрядном промежутке за полупериод тока в этом же режиме, также соответствует (22).

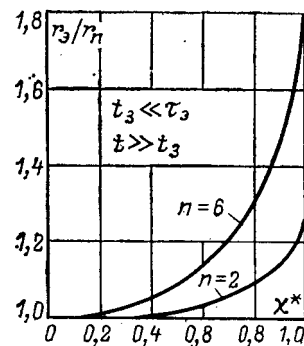
На рис. 2 приведена зависимость r_3/r_n от χ^* для различных значений n . Как видно, с ростом χ^* до 1 (одна дуга) отношение сопротивлений возрастает

до величины $n^{\frac{1}{3}}$ для режима источника тока. Отметим, что полученные функции изменения сопротивлений являются предельными, так как реальный разброс времен запаздывания пробоя промежутков приводит к более низким значениям отношений r_3/r_n по сравнению с расчетом по (22).

Полученные результаты показывают, что изменение χ^* до 0,9 не приводит к существенному увеличению индуктивности системы, но при этом растет ее сопротивление и энергопотребление. Степень этого роста зависит от числа параллельных дуг n , причем увеличение χ^* сказывается тем больше, чем больше n .

Пусть из условий эксплуатации устройства задано, что степень неидентичности параллельных

Рис. 2. Характер изменения сопротивления r_3 системы параллельных импульсных дуг при неидентичном развитии относительно сопротивления r_n идентично развивающихся дуг в зависимости от степени неидентичности χ^* .



дуг должна быть такой, что энергопотребление (или сопротивление) не должно возрастать более, чем

в k' раз ($k' < n^{\frac{1}{3}}$). Тогда для расчетов наибольшего допустимого значения χ^* следует решать трансцендентное уравнение, получаемое из (19), (20) и (23):

$$\frac{r_3}{r_n} \leq k' \quad \text{или} \quad \frac{P_3}{P_n} \leq k'. \quad (24)$$

В случае режима источника тока эти уравнения заменяются одним:

$$\frac{n}{\left(1 - \frac{t_3}{t}\right)^{\frac{1}{3}} f_1 + f_2} \leq k'. \quad (25)$$

Приведенные выше выражения позволяют проводить полный расчет, если известны функции тока или для случая режима источника тока.

Если сопротивление системы параллельных дуг является определяющим в цепи ($r \ll R_3$), то следует учитывать влияние R_3 на функцию тока. Это можно сделать приближенно при замене нелинейных сопротивлений дуг эквивалентными по энергопотреблению линейными сопротивлениями согласно (3). Такой анализ справедлив в рамках условий линеаризации цепи, когда влияние нелинейности дуг на форму кривой тока не слишком велико, т. е. R_3 влияет только на амплитуду и декремент колебаний.

Используя (2) и (3) для расчетов сопротивлений системы параллельных дуг при идентичном и неидентичном ($t > 3t_3$) развитии, получаем уравнения:

$$\left. \begin{aligned} R_n &\approx \frac{\nu}{n^{\frac{1}{3}}} (r_{\text{кр}}^2 - R_n^2)^{\frac{1}{2}} \exp \frac{R_n}{(r_{\text{кр}}^2 - R_n^2)^{\frac{1}{2}}}; \\ R_3 &\approx \nu (r_{\text{кр}}^2 - R_3^2)^{\frac{1}{2}} \frac{n^{\frac{2}{3}}}{f_1 + f_2} \exp \frac{R_3}{(r_{\text{кр}}^2 - R_3^2)^{\frac{1}{2}}}, \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

где $\nu = \frac{0,15k}{W_0^{\frac{1}{3}} L_{\text{ц}}^{\frac{1}{3}}}$; $W_0 = 0,5CU_0^2$ — начальная энергия

в емкости; $r_{\text{кр}} = 2 \left(\frac{L_{\text{ц}}}{C}\right)^{\frac{1}{2}}$.

Уравнения (26) позволяют проводить указанный анализ совместно с (20) и (23).

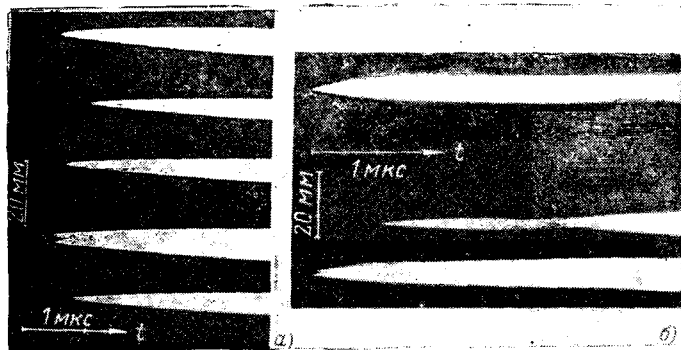


Рис. 3. СФР-грамма развития параллельных импульсных дуг в воздухе ($d=3$ мм; емкость $C=3$ мкФ; индуктивность цепи $L_{\text{ц}}=1,34 \cdot 10^{-6}$ Г; начальное напряжение $U_0=30$ кВ).
а — $\chi^*=0,3$; б — $\chi^*=0,8$.

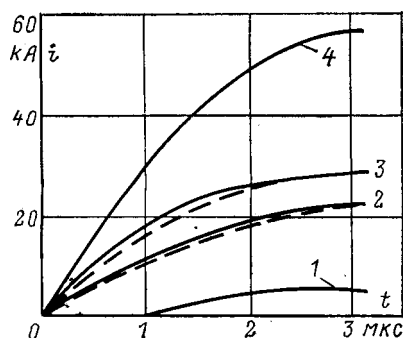


Рис. 4. Функции токов в дугах (1, 2, 3) для случая рис. 3,б и общий ток (4).

1, 2, 3 — токи соответственно в слаборазвитой дуге, в верхней и в нижней дугах рис. 3,б; — — — соответствующие эквивалентные синусоиды.

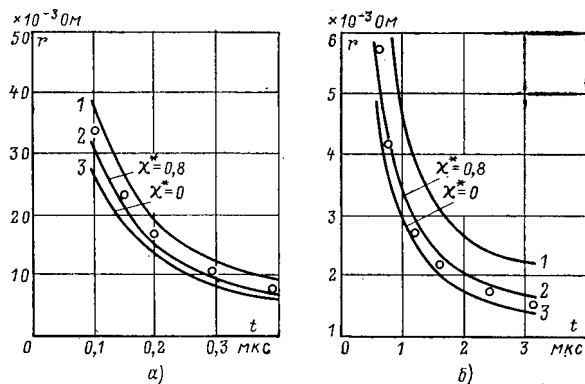


Рис. 5. Зависимость сопротивления системы параллельных дуг от времени.

1 — расчетное значение сопротивления единичной дуги; 2 и 3 — расчетные значения системы трех дуг согласно рис. 3,б; а — начальная стадия; б — $t > 0,4$ мкс.

Практические расчеты следует проводить в следующем порядке. Пусть требуется обеспечить такую степень неидентичности параллельных дуг в системе, при которой энергопотребление системы или ее сопротивление возрастало бы по сравнению с системой строго идентичных дуг не более, чем в k' раз. Задаемся наибольшим возможным временем запаздывания зажигания дуг t_3 , определяемым системой поджига, и произвольным значением χ^* . Из (26) определяем R_n , R_0 и по (14) — ω_0 . Далее

по (19) или (20), рассчитываем r_0/r_n . Проводя эти расчеты для разных значений χ^* , получаем функцию $\frac{r_0}{r_n}(\chi^*)$ для заданной системы. Условия (24) определит допустимое наибольшее значение $\chi^*_{\text{м}}$. В конкретном устройстве это значение может быть обеспечено, например, величиной разделительной индуктивности L [Л. 6]. Подобный расчет, естественно, дает завышенное значение $\frac{r_0}{r_n}$ и $\chi^*_{\text{м}}$,

так как проводится для наибольшего возможного t_3 и в предположении начального пробоя одного промежутка, а через время t_3 остальных $n-1$.

Если заранее известно, что влияние сопротивления дуг на величину тока слабое, то расчет существенно упрощается и проводится по (25).

Для проверки полученных выражений экспериментально исследовался характер изменения сопротивления системы шести параллельных разрядных промежутков при различной степени неидентичности развития дуг в них в случае разряда конденсатора.

Конденсатор емкостью 3 мкФ через включающий разрядник разряжался на шесть параллельно включенных воздушных промежутков, каждый длиной $3 \pm 0,1$ мм. Малоиндуктивным шунтом измерялся общий ток в разрядном контуре. Значение тока не зависело от χ^* и числа дуг. Одновременно проводилось скоростное фотографирование динамики развития дуг. При этом использовались интерференционные светофильтры, выделяющие фиолетовую часть спектра излучения канала дуги. На рис. 3 показаны типичные СФР-граммы развития дуг при различных χ^* .

По известной формуле [Л. 5], связывающей радиус канала, ток и время, можно подсчитать значение тока в любой момент времени в каждом канале. Контролем точности расчетов служит сравнение суммы рассчитанных токов с измеренным непосредственно общим током контура. При изменениях амплитуды общего тока 75—20 кА погрешность расчетного значения не превышала 8% на большей части полупериода тока. Для $t/\tau < 0,03$ погрешность достигала 12%. Функции токов в промежутках, соответствующие СФР-грамме рис. 3,б, показаны на рис. 4. Как видно, сделанное допущение о возможности замены токов эквивалентными синусоидами приемлемо даже при $\chi^*=0,8-0,9$. Отличие функций токов дуг от синусоиды уменьшается с уменьшением χ^* . К сожалению, аналитическая оценка погрешностей, следующих от использования эквивалентных синусоид, невозможна.

По измеренным значениям радиусов каналов подсчитывались мгновенные значения проводимостей дуг по формуле

$$G_k = \frac{\pi a_k^2 k \sigma_0}{t \tau_k d}, \quad (27)$$

a_k — радиус канала; d — длина дуги; τ_k — период тока в каждой дуге (время для каждой дуги отсчитывалось от начала протеканий тока дуги).

После суммирования проводимостей вычислялось мгновенное значение сопротивления всей си-

стемы при различных χ^* . Результаты для случая, соответствующего системе дуг рис. 3,б, показаны на рис. 5. При этом $\chi^*=0,8$ и расчетное значение $r_3/r_n=1,17$. Для сравнения на этих же рисунках показаны зависимости сопротивлений одиночной дуги $r_1(t)$ и идентично развивающихся трех дуг $r_n(t)$, подсчитанные согласно (4) и (5). Как видно из рис. 5, до момента зажигания последней дуги экспериментальные точки находятся в пределах между значениями r_1 и r_n .

До момента t_3 (появления третьей дуги) нет смысла рассматривать r_3 . На рис. 5,б сравнивается расчетное значение r_3 с экспериментальными точками после $t=t_3$. Значение r_3 несколько превышает экспериментальные r , так как при расчете предполагалось существование вначале одной дуги (реально две, причем одна сдвояна). Следовательно, расчеты, как и ожидалось, дают наибольшее значение r_3 при данном χ^* . Отношение r/r_n в этом диапазоне времени примерно постоянно и равно 1,1 вместо расчетного $r_3/r_n=1,17$ для $t \gg t_3$.

Проведенное аналогично сравнение для случая, представленного на рис. 3,а, показало, что при этом нет необходимости использовать r_3 , так как $r_3/r_n=1,08$ и с погрешностью измерений величина r_3 совпадает с r_n .

Выводы. 1. Увеличение степени разброса токов в параллельных импульсных дугах не приводит к существенному увеличению индуктивности системы, если $\chi^* \leq 0,9$.

2. С ростом неидентичности развития дуг сопротивление всей системы и ее энергопотребление

увеличиваются, причем наибольшее увеличение описывается формулами (20) и (22).

3. Выбор наибольшего допустимого значения χ_m^* и, следовательно, требуемых разделительных индуктивностей следует проводить, исходя из условия изменения активного сопротивления системы, т. е. по формулам (24) и (25).

4. Если сопротивление системы параллельных дуг $R_3 \leq 0,5r_{кр}$, то характер изменения сопротивления r_3 можно рассчитывать по приближенной формуле (22), справедливой для режима источника тока.

5. Если $R_n \geq 0,5r_{кр}$, то анализ следует проводить по формулам (20) и (23) с учетом формулы (26).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Романенко И. Н. Анализ основных характеристик системы параллельных импульсных дуг в плотных газах. — Электричество, 1975, № 12.
2. Романенко И. Н. Импульсные дуги в газах. — Чебоксары: Чувашское книжное издательство, 1976.
3. Гурий А. Г., Конотоп В. В. Определение вероятности безотказной работы высоковольтных разрядников при их параллельном включении. — В кн.: Электрофизическая аппаратура и электрическая изоляция. — М.: Энергия, 1970.
4. Брагинский С. И. Теория искры. — ЖЭТФ, 1958, вып. 34, № 6.
5. Гончаренко Г. М., Романенко И. Н. Исследование канала импульсного разряда в гелии при давлении до 100 атм и в атмосферном воздухе. — ЖТФ, 1970, № 40.
6. Романенко И. Н. Динамика системы развивающихся параллельных импульсных дуг в плотных газах при разряде конденсатора. — Электричество, 1978, № 7.

[12.09.79]



УДК 621.313.322-81.001.24

Установившиеся режимы работы асинхронизированного турбогенератора

ЛАБУНЕЦ И. А., канд. техн. наук, ШАКАРЯН Ю. Г., доктор техн. наук (ВНИИЭ),
ЛОХМАТОВ А. П., инж. (МЭИ), КРИВУШКИН Л. Ф., канд. техн. наук,
ЧЕВЫЧЕЛОВ В. А., инж. (Украинское отделение Энергосетьпроект)

Развитие единой энергетической системы страны, характеризующееся концентрацией производства электроэнергии на крупных конденсационных и атомных электростанциях, введением электропередач сверх- и ультравысокого напряжения, работающих в режимах межсистемных связей, существенно повышает требования к маневренности генераторов, а также к средствам регулирования напряжения и реактивной мощности в энергосистемах. Опыт эксплуатации показывает, в частности, что в прошедшее десятилетие в сетях 330—750 кВ Объединенной энергосистемы Юга (ОЭС Юга) на ряде электростанций вследствие недостаточности средств регулирования имеют место режимы с неэкономичными уровнями напряжения и распределением реактивной мощности, а в ряде случаев даже опасным для синхронных турбогенераторов (СТГ) уровнем по-

требления реактивной мощности из сети. В перспективе по расчетам такая ситуация будет характерна для большинства новых крупных электростанций, блоки которых коммутируются на напряжении 750 кВ.

В указанных условиях можно полагать, что введение в энергосистемах наряду с СТГ также и асинхронизированных синхронных турбогенераторов (АСТГ), обладающих значительно более широкими регулировочными возможностями и, в частности, допускающих работу с глубоким потреблением реактивной мощности из сети, позволит существенно облегчить условия регулирования напряжения и реактивной мощности в энергосистемах и повысит экономичность режимов работы сетей. Следует отметить, что в настоящее время в электроэнергетику страны внедрены и успешно эксплуатируются

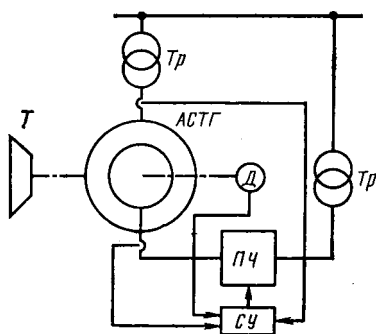


Рис. 1. Структурная схема АСТГ.

два асинхронизированных синхронных гидрогенератора мощностью 50 МВ·А каждый, работающие как в режимах выдачи, так и глубокого потребления реактивной мощности [Л. 1].

Асинхронизированный синхронный турбогенератор состоит из собственно электрической машины — турбогенератора с массивным ротором, содержащим двух- или трехфазную обмотку, и возбuditеля (преобразователя частоты) (рис. 1). В качестве последних могут использоваться освоенные промышленностью тиристорные возбuditели СТГ (например, типа КУВ). Такой турбогенератор принципиально способен работать как с синхронной, так и с несинхронной частотой вращения ротора [Л. 2]. Если применяются неререверсивные возбuditели, то АСТГ может работать в установившемся режиме только с синхронной частотой вращения (скольжение $s=0$), если реверсивные — то также и при $s \neq 0$. Возможно бесконтактное исполнение системы возбуждения АСТГ [Л. 3]. Изменение с помощью автоматического регулятора возбуждения (АРВ) в общем случае амплитуды, фазы и частоты напряжения ротора позволяет регулировать в широких пределах реактивную мощность, обеспечивая устойчивую работу АСТГ в этих режимах как при $s=0$, так и при $s \neq 0$.

Создание АСТГ является комплексной научно-технической проблемой, включающей как вопросы разработки собственно машины и систем регулирования и возбуждения, так и определения необходимых законов управления. Важная самостоятельная задача разработки конструкции машины решается ВНИИэлектромаш, ИЭД АН УССР и НИИ «Электротражмаш» [Л. 4].

Задача разработки систем регулирования и возбуждения и законов управления АСТГ решается во ВНИИЭ и КПИ, а вся работа в целом производится по комплексному плану и направлена на создание АСТГ мощностью 200 МВт. В этой работе участвуют также Львовэнерго и Украинское отделение Энергосетьпроект.

В плане комплексной проблемы создания АСТГ важное значение имеет выявление эффективности применения АСТГ в электрических системах как с позиций установившихся, так и переходных процессов. В данной статье выполнен анализ множеств установившихся рабочих режимов АСТГ по сравнению с СТГ.

Решение указанной задачи требует прежде всего оценки основных электрических показателей ге-

нераторов, т. е. активной P и реактивной Q мощностей, по которым можно судить, насколько хорошо выполняет свои функции генератор в различных режимах работы. Удобной базой для сравнения является плоскость P, Q , на которой можно сопоставить области режимов АСТГ, работающих как с $s=0$, так и с $s \neq 0$, и СТГ с учетом имеющихся ограничений по допустимым тепловым потерям, а также по статической и динамической устойчивости [Л. 2].

Анализ установившихся режимов АСТГ может быть выполнен на основе математической модели генератора с симметричными многофазными системами обмоток на статоре (без индекса) и на симметричном в магнитном отношении роторе (индекс f). Массив ротора эквивалентуется симметричной системой короткозамкнутых обмоток (индекс D) с параметрами $x_{D_s}(s)$ и $r_D(s)$, которые считаются известными функциями скольжения s [Л. 4]. Система уравнений модели при пренебрежении потерями в стали статора имеет следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} -\dot{U} &= r\dot{I} + jx_s\dot{I} + jx_m\dot{I}_m; \\ \frac{U_f}{s} e^{j\theta} &= -\frac{r_f}{s}\dot{I}_f + jx_{fs}\dot{I}_f + jx_m\dot{I}_m; \\ 0 &= -\frac{r_D(s)}{s}\dot{I}_D + jx_{Ds}(s)\dot{I}_D + jx_m\dot{I}_m; \\ \dot{I}_m &= \dot{I} + \dot{I}_f + \dot{I}_D, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $r, r_f, r_D(s)$ и $x_s, x_{fs}, x_{Ds}(s)$ — соответственно активные и индуктивные сопротивления рассеяния обмоток фазы статора, ротора (возбуждения) и короткозамкнутого контура массива ротора.

Эквивалентная схема замещения, соответствующая системе уравнений (1), приведена на рис. 2.

Из системы (1) можно получить следующие уравнения для построения области допустимых установившихся режимов работы АСТГ:

$$(I)^2 = \left(\frac{P}{U}\right)^2 + \left(\frac{Q}{U}\right)^2; \quad (2)$$

$$\left(\frac{I_f}{k_s}\right)^2 = \left[\frac{P}{U} - U \frac{R_D k_a + X_{D_s} k_p s}{z_{D_s}^2 k^2}\right]^2 + \left[\frac{Q}{U} + U \left(\frac{1}{X_m} + \frac{X_{D_s} k_a s - R_D k_p}{z_{D_s}^2 k^2}\right)s\right]^2; \quad (3)$$

$$\left(\frac{I_D}{k' s}\right)^2 = \left[\frac{P}{U} - U \frac{R_D k'_a + X_{D_s} k'_p s}{z_{D_s}^2 k'^2}\right]^2 + \left[\frac{Q}{U} + U \left(\frac{1}{X_m} + \frac{X_{D_s} k'_a s - R_D k'_p}{z_{D_s}^2 k'^2}\right)s\right]^2; \quad (4)$$

$$\left(\frac{U_{fs}}{z_{\Sigma} k_f}\right)^2 = \left[\frac{P}{U} - U \frac{R_{\Sigma}}{z_{\Sigma}^2}\right]^2 + \left[\frac{Q}{U} + U \left(\frac{1}{X_m} + \frac{X_{\Sigma}}{z_{\Sigma}^2} s^2\right)\right]^2. \quad (5)$$

Выражения для параметров и коэффициентов, использованных в уравнениях (3)–(5), приведены в приложении. Уравнения (2)–(5) являются уравнениями окружностей в плоскости $(P/U, Q/U)$, которые могут быть построены при известных пара-

Генератор	S, МВ·А	$U_{н.дн'}$ кВ	$I_{н'}$, кА	$z_0=U_{н'}/I_{н'}$, Ом	r	x_σ	r_f	x_{f2}	r_D^*	x_{D1}^*	x_m
ТГВ-200М	235	15,75	8,625	1,053	0,00258	0,213	0,00138	0,116	0,00261	0,8	1,683
АСТГ-200	235	15,75	8,625	1,053	0,00258	0,213	0,0025	0,142	0,00211	0,612	2,85

метрах схемы замещения по рис. 2 для разных скольжений и заданных ограничений по токам и напряжениям генератора (например, при заданных номинальных значениях $I_{н'}$, I_{fn} , I_{Dn} , U_{fn}).

На рис. 3 построены области допустимых рабочих режимов АСТГ-200 и ТГВ-200М, параметры которых приведены в таблице, причем значения r_D и $x_{D\sigma}$ даны для $s=0,0015$. При расчетах использовалась зависимость r_D и $x_{D\sigma}$ от s по [Л. 4]. Рассматриваемый вариант конструкции АСТГ-200 разработан на базе серийного турбогенератора ТГВ-200М [Л. 4]. Основные особенности конструкции АСТГ-200 относятся к ротору и заключаются в следующем: массивный ротор имеет равномерно расположенные по окружности одинаковые пазы; в пазы ротора уложены две взаимно перпендикулярные идентичные обмотки, образующие двухфазную систему (прорабатывается также вариант с трехфазной системой обмоток); узел токосъема ротора содержит 4 контактных кольца; воздушный зазор за счет увеличения диаметра ротора уменьшен вдвое.

Анализ областей возможных установившихся режимов работы АСТГ и СТГ показывает, что основные ограничения этих областей связаны с допустимыми токами статорных и роторных обмоток, напряжением возбуждения, потерями в массиве ротора, ограничениями по нагреву торцевых зон, устойчивостью. Рассмотрим указанные ограничения на примере АСТГ-200 и ТГВ-200М (рис. 3), причем в первую очередь для варианта АСТГ с нереверсивными возбудителями ($s=0$).

Ограничения по току статорных обмоток обусловлены допустимым тепловым режимом статора и, как видно из рис. 3, изображаются в виде окружности радиусом $I_{н'}$ с центром в начале координат как для АСТГ-200, так и для ТГВ-200М, так как они имеют идентичные статоры (кривая 1).

Ограничения по току роторных обмоток согласно уравнению (3) при $s=0$ изображаются окружностью радиусом I_{fn}/σ ($k=1$) с центром в точке $(0; -U/X_m)$. Здесь для АСТГ-200 ток I_{fn} рассчитан исходя из допустимых потерь, принятых равными потерям в обмотке возбуждения ТГВ-200М (750 кВт). Как видно из рис. 3, режим выдачи реактивной мощности АСТГ-200 возможен в менее широкой области (кривая 3), в частности при $P_{н'}=0,85$ отн. ед. (номинальная мощность) $Q=0,285$ отн. ед. (67 МВ·А), т. е. примерно на 46% меньше, чем для ТГВ-200М (кривая 2). Физически все эти ограничения связаны с тем, что две взаимно перпендикулярные роторные обмотки данного АСТГ создают меньшую результирующую м. д. с., чем обмотка возбуждения СТГ при тех же тепловых потерях. Приняв одинаковыми линейные нагрузки и плотности токов в обмотках роторов АСТГ (индекс А)

и СТГ (индекс С) получим следующее отношение м. д. с.:

$$\frac{F_A}{F_C} = \frac{\sqrt{2} k_{ofA} (D - 2\delta_A)}{2 k_{ofC} (D - 2\delta_C)}, \quad (6)$$

где D — диаметр расточки статора; δ — воздушный зазор;

k_{of} — обмоточный коэффициент.

Как видно из (6), даже при условии $k_{ofA} = k_{ofC}$, $F_A \approx 0,71 F_C$.

После преобразований из (3) можно получить выражение для реактивной мощности:

$$Q = -Q_0 \pm \sqrt{S_f^2 - P^2}, \quad (7)$$

где $Q_0 = U^2/X_m = UI_m/k_E\sigma$ — реактивная мощность, потребляемая генератором на холостом ходу без возбуждения ($P=0$, $I_f=0$); $k_E = U/E$; $S_f = UI_f/\sigma$ — электромагнитная мощность ротора, приведенная к зажимам первичной цепи. Отношения мощностей

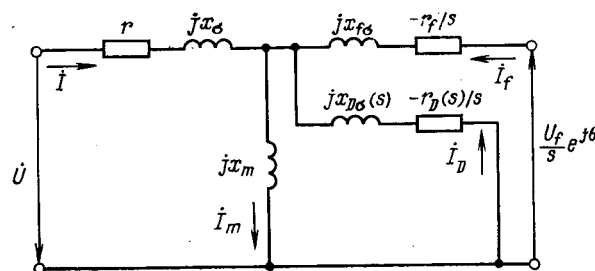


Рис. 2. Схема замещения АСТГ.

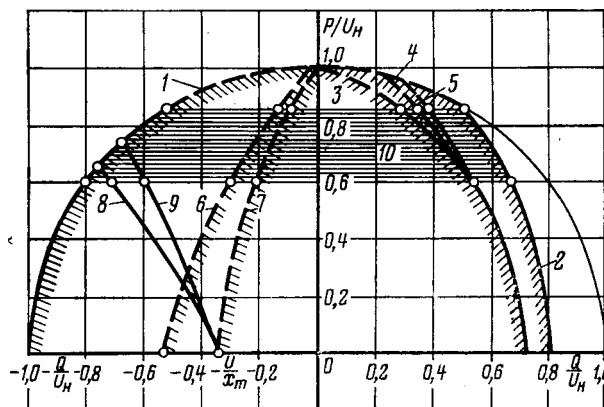


Рис. 3. Области допустимых режимов работы АСТГ-200 и ТГВ-200М.

1 — ограничения по току статора; 2 — ограничения по току ротора ТГВ-200М; 3 — ограничения по току ротора АСТГ-200 при $s=0$; 4 — ограничения по току ротора АСТГ-200 при $s \neq 0$; 5 — ограничения по току ротора АСТГ-200 с непосредственным охлаждением при $s \neq 0$; 6 — ограничения по устойчивости ТГВ-200М; 7 — ограничения по нагреву торцевых зон ТГВ-200М; 8 — зависимость $P(Q)$ при $r_f = \infty$; 9 — зависимость $P(Q)$ при $U_f = 0$; 10 — диапазон регулирования активной мощности.

Q_0 и S_f для АСТГ и СТГ:

$$k_m = \frac{Q_{0A}}{Q_{0C}} = \frac{I_{mA} k_{EA}}{I_{mC} k_{EA}} \frac{\sigma_C}{\sigma_A} = \frac{\delta_{\text{эф}A}}{\delta_{\text{эф}C}} \frac{k_{\text{нас}A}}{k_{\text{нас}C}} \frac{\sigma_C}{\sigma_A}, \quad (8)$$

где $\delta_{\text{эф}}$ — эффективный воздушный зазор; $k_{\text{нас}}$ — коэффициент насыщения магнитной цепи.

При тех же условиях, что и для выражения (6)

$$k_f = \frac{I_{fA}}{I_{fC}} \frac{\sigma_C}{\sigma_A} = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{k_{0fA} (D - 2\delta_A)}{k_{0fC} (D - 2\delta_C)} \frac{\sigma_C}{\sigma_A}. \quad (9)$$

Тогда реактивная мощность АСТГ по (7) с учетом (8) и (9)

$$Q_A = -Q_{0C} k_m \pm \sqrt{S_{fC}^2 k_f^2 - P^2}. \quad (10)$$

Полная мощность

$$S_A = \sqrt{P^2 + (-Q_{0C} k_m \pm \sqrt{S_{fC}^2 k_f^2 - P^2})^2}. \quad (11)$$

Знак минус перед корнем в (7), (10) и (11) означает реверсирование тока ротора.

Как видно из (10), для увеличения выдачи реактивной мощности АСТГ необходимо стремиться получить возможно более высокие значения k_f и низкие k_m . Средствами достижения этого, согласно (8) и (9), является уменьшение $\delta_{\text{эф}}$ и повышение k_{0f} .

Для рассматриваемой конструкции АСТГ-200 $k_{0fA} = 0,74$, а для ТГВ-200М $k_{0fC} = 0,815$ [Л. 4 и 5], так что при увеличении на 9,3% диаметра ротора АСТГ-200 по сравнению с ТГВ-200М $F_A = 0,701 F_C$. В результате уменьшение воздушного зазора даже вдвое не позволяет обеспечить в АСТГ-200 такую же выдачу реактивной мощности, как и в ТГВ-200М (см. рис. 3)*. В данном случае $k_m \approx 0,594$; $k_f = 0,73$.

Ограничения по устойчивости. Из теории и практики асинхронизированных синхронных машин известно [Л. 2 и 6], что статически устойчивым режимам работы соответствует все множество рабочих режимов, построенное на рис. 3. Для синхронных машин это множество ограничено. Границы области устойчивой работы СТГ определяются законом регулирования и, как показали исследования [Л. 7], при использовании регуляторов сильного действия АРВ-П режимы потребления реактивной мощности для СТГ ограничены (кривая 6 на рис. 3).

Ограничения по максимально допустимому напряжению возбуждения. Максимальное напряжение возбуждения, которое должна обеспечивать система возбуждения, выбирается исходя не из установившегося режима, а по условиям обеспечения требуемой кратности форсирования при переходных процессах. Это «потолочное» напряжение обычно в 2,5 раза превышает номинальное $U_{fн}$. Поэтому в установившемся режиме ограничения по напряжению возбуждения отсутствуют (подстановка $U_f = 2,5 U_{fн}$ в уравнение (5) дает радиус окружности, лежащей за пределами допустимой области работы генераторов по I_n).

Таким образом, АСТГ-200 с неререверсивными

В принципе возможно применение на роторе АСТГ более эффективных двух- и трехфазных петлевых обмоток, что позволит обеспечить требуемую выдачу Q без уменьшения воздушного зазора [Л. 4 и 6].

возбудителями может обеспечить устойчивую работу во всем множестве установившихся режимов, содержащихся в области, ограниченной кривыми 1 и 3, в том числе в режимах глубокого потребления реактивной мощности. В синхронном же турбогенераторе зона работы в режимах потребления реактивной мощности ограничена условиями устойчивости (кривая 6), и для обеспечения работы с тем же значением потребляемой реактивной мощности, что и в АСТГ, в случае СТГ требуется применение дополнительного реактора.

Сравнение рабочих областей АСТГ и СТГ показывает, что выгода применения становится тем больше, чем глубже регулируется активная мощность (заштрихованная область 10), т. е. чем в более маневренном режиме работает тот или иной блок.

Ограничения по нагреву торцевых зон. До сих пор мы не учитывали ограничения по нагреву торцевых зон. Естественно, что этот нагрев ограничивает возможности как СТГ, так и АСТГ, поэтому эффективность применения АСТГ можно ожидать лишь в том случае, если будет решена проблема нагрева торцевых зон. Попутно отметим, что как показывают расчеты, выполненные в ИЭД АН УССР [Л. 8], в АСТГ-200 можно более успешно решить эту проблему, чем в СТГ, благодаря меньшему зазору, поскольку в этом случае ослабляется осевая составляющая потока в концевых зонах от «поля выпучивания». На рис. 3 в качестве примера изображена зона (кривая 7), ограничивающая нагрев торцевых зон ТГВ-200М.

Как было указано, возможен второй вариант выполнения АСТГ с реверсивными возбудителями, обеспечивающий работу при $s \neq 0$. Границы областей допустимых режимов в зоне потребления реактивной мощности, изображенные на рис. 3 и соответствующие номинальным токам статора I_n , для АСТГ при $s = 0$ и $s \neq 0$ совпадают. Область, ограниченная током ротора $I_{fн}$ в зоне выдачи реактивной мощности, очерчена кривой 4, которая построена для АСТГ-200 как огибающая границ областей, рассчитанных для различных скольжений в диапазоне от $s = 0$ до $s = 0,0015$. Ток $I_{fн}$ определен исходя из условия, что суммарные потери в меди обмоток и массиве ротора равны потерям в обмотке возбуждения ТГВ-200М. При $s > 0,0015$ область допустимых режимов при выдаче реактивной мощности начинает сокращаться за счет роста потерь в массиве и, следовательно, соответствующего уменьшения тока $I_{fн}$ для сохранения баланса потерь. Для оценки влияния тока I_D на рис. 3 также изображена граница по допустимому току $I_{fн}$ при пренебрежении потерями в массиве, т. е. при $r_D = \infty$, которая совпадает с границей при $s = 0$ (кривая 3). При условии сохранения потерь в обмотке ротора (например, при непосредственном охлаждении) $I_{fн}$ не зависит от скольжения и область допустимых режимов несколько расширяется (кривая 5).

Расчеты по уравнению (4) показывают, что ток I_D , который ограничен только потерями в массиве, не сужает рассмотренную выше область допустимых режимов по току I_f .

Как видно из рис. 3, при работе АСТГ-200 с $s \neq 0$ область допустимых режимов в зоне выдачи Q несколько расширяется по сравнению с работой при $s=0$. Для $s_{\text{опт}}=0,001-0,0015 Q_{\text{max}}=0,365$ (85,8 МВ·А) при $P_{\text{н}}=0,85$ (200 МВт), т. е. всего на 18,8 МВ·А больше, чем при $s=0$, и на 30,7% меньше, чем для ТГВ-200М (123,8 МВ·А). Поэтому с позиций сопоставления областей допустимых установившихся режимов АСТГ и СТГ можно считать, что оба варианта АСТГ (с нереверсивными и реверсивными возбудителями) равноценны.

АСТГ с реверсивными возбудителями работает в режиме выдачи и потребления Q (при $P_{\text{н}}$) с пониженными значениями U_f , I_f и, соответственно, мощности возбуждения. Это видно на примере АСТГ-200, для которого на рис. 4 изображены зависимости U_f , I_f и I_D в функции s для двух характерных режимов выдачи ($P_{\text{н}}=0,85$; $Q=0,365$) и потребления реактивной мощности ($P_{\text{н}}=0,85$; $Q=-0,527$). Здесь в первом случае при $s=0,001$ возможно некоторое уменьшение U_f (на 16%) по сравнению с режимом при $s=0$, а во втором случае при $s=(0,001 \div 0,0015) U_f$ снижается в 3,15 раза, I_f — в 1,67 раза и мощность возбуждения — в 5,5 раза. Эти результаты, очевидно, следует оценить с позиций выбора установленной мощности возбудителей и к. п. д. машины.

Поскольку АСТГ должен работать как в режиме выдачи, так и в режиме потребления, то расчетная мощность возбудителя определяется режимом выдачи реактивной мощности и поэтому не зависит от выбранного варианта АСТГ ($s=0$ или $s \neq 0$). Однако установленная мощность возбудителя при работе с $s \neq 0$ будет вдвое больше, чем при работе с $s=0$, так как каждый реверсивный возбудитель содержит два нереверсивных, рассчитанных на амплитудное значение тока, равное расчетному значению постоянного тока при $s=0$ (по условиям теплового режима тиристоров, так как очень мала частота тока в цепи ротора).

Что касается к. п. д., то в режиме выдачи Q при работе как с $s=0$, так и с $s=s_{\text{опт}}$ суммарные потери в роторе остаются практически неизменными. В режиме потребления Q суммарные потери в роторе при $s=s_{\text{опт}}$ существенно уменьшаются. Так, для АСТГ-200 при $s=0$ $I_f^2 r_f \approx 530$ кВт, а при $s=s_{\text{опт}}$ $I_f^2 r_f + I_D^2 r_D \approx 285$ кВт, т. е. почти вдвое меньше. Вследствие уменьшения I_f в последнем случае также существенно снижаются потери в системе возбуждения. Таким образом, работа АСТГ с $s=s_{\text{опт}}$ в режиме потребления реактивной мощности может позволить повысить к. п. д. генератора.

Применение АСТГ с реверсивными возбудителями (для работы с $s \neq 0$) может оказаться необходимым с целью повышения пределов устойчивости, улучшения процесса синхронизации генератора и т. д. Окончательное решение должно быть принято только после всесторонней сравнительной оценки устойчивости, надежности и экономической эффективности вариантов АСТГ. Рассмотрение указанных вопросов выходит за рамки данной статьи. С позиций же сопоставления областей допустимых рабо-

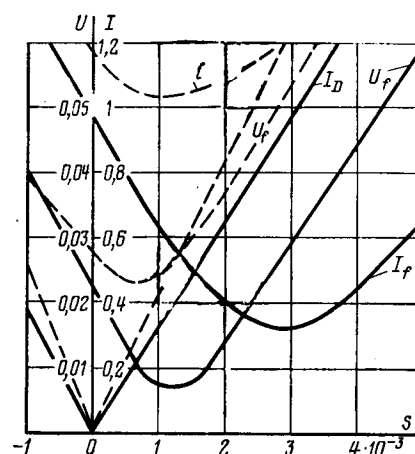


Рис. 4. Зависимость токов и напряжения ротора АСТГ от скольжения s .

——— $P=0,85$; $Q=0,365$; - - - - $P=0,8$; $Q=-0,527$.

чих режимов АСТГ и СТГ, как было показано выше, оба варианта АСТГ практически равноценны.

Следует подчеркнуть еще одну важную особенность АСТГ — возможность работы в режиме асинхронного генератора при разомкнутой цепи возбуждения ($r_f=\infty$) или замкнутой на внешнее сопротивление (например в аварийных режимах) за счет токов в массиве ротора. Как видно из рис. 3, где изображена зависимость $P(Q)$ для АСТГ-200 при $r_f=\infty$ (кривая 8), возможности этого режима существенно ограничены. Это связано не только со сравнительно невысоким коэффициентом мощности и уменьшением выдачи активной мощности, но и с известным недостатком асинхронных генераторов — невозможностью раздельного регулирования P и Q . В этом режиме при регулировании P вниз потребление Q также уменьшается, а обычно на электростанциях требуется обратное. Однако возможность существования такого режима существенно повышает надежность работы АСТГ, который может в этом случае генерировать несколько меньшую мощность (для АСТГ-200 $P=155$ МВт при $Q=-178$ Мвар). Более эффективная работа АСТГ может быть достигнута в другом крайнем случае — при замкнутой накоротко цепи возбуждения (кривая 9 при $U_f=0$, $P=177$ МВт, $Q=-158$ Мвар). При этом в отличие от СТГ ротор АСТГ не создает обратных полей, так как он симметричен в магнитном и электрическом отношениях, и, следовательно, не генерирует напряжения двойной частоты в сеть.

Из рассмотрения областей допустимых режимов АСТГ и СТГ видно, что основная выгода применения АСТГ заключается в отказе от установки дополнительных высоковольтных реакторов, требующихся из условий работы в режимах потребления реактивной мощности (при регулировании P от $P_{\text{н}}=0,85$ до $P=0,595$ из рис. 3 видно, что разница между потреблением Q для АСТГ и ТГВ-200М составляет $0,41 \div 0,57$). Причем, чем маневреннее блок, т. е. чем глубже регулируется P , тем больше выгода применения АСТГ, так как тем больше требуемая установленная мощность реакторов (до 135 Мвар в данном случае).

Целесообразные места установки АСТГ в энергосистемах определяются общими условиями развития сетей, их функциональным значением в работе объединения, и должны опираться в первую очередь на анализ складывающегося баланса реактивной мощности в системообразующих сетях энергосистем, характеризующихся большими значениями зарядной мощности. Избытки емкостной мощности линий в системе могут возникнуть в режимах малых нагрузок линий, существенно ниже величины натуральной мощности. В частности, проблема компенсации избыточной реактивной мощности линий возникает на первых этапах развития сети данного напряжения в энергосистеме. Например, на Бурштынской ГРЭС, режимы работы которой будут определяться условиями совместной работы ЕЭС СССР и ОЭС стран — членов СЭВ и шины 330 кВ которой являются одной из предусматриваемых возможных точек деления этих объединений (при необходимости), могут возникать режимы с потреблением генераторами реактивной мощности от сети (в режимах минимальных нагрузок при раздельной работе) около 100—150 Мвар. Годовой экономический эффект от внедрения одного АСТГ-200 при учете широкого регулировочного диапазона по реактивной мощности, дающего возможность уменьшить количество шунтирующих реакторов и снизить потери электроэнергии за счет улучшения регулирования напряжения и распределения реактивной мощности в сети, составляет 260 тыс. руб. (при учете затрат на выполнение научно-исследовательских работ, а также на изменение конструкции АСТГ-200 по сравнению с ТГВ-200М). Этот результат следует считать минимальной границей эффективности АСТГ-200, так как в расчете не учитывались такие преимущества АСТГ, как повышение статической и динамической устойчивости работы АСТГ в системе.

Анализ перспективных режимов ОЭС Юга показывает, что на электростанциях, выдача мощности которых будет осуществляться на напряжении 750 кВ, возникает необходимость широкого регулирования реактивной мощности как по величине, так и по знаку. Здесь в перспективе целесообразна установка АСТГ большой мощности. При этом можно отказаться от установки части шунтирующих «режимных» реакторов, что позволит получить значительный экономический эффект.

Выводы. 1. Асинхронизированный синхронный турбогенератор в отличие от СТГ может работать в режимах глубокого потребления реактивной мощности, множество которых ограничено лишь допустимым током статора.

2. Основная выгода применения АСТГ заключается в отказе от использования дополнительных реакторов, требующихся по условиям потребления избытка реактивной мощности на шинах электростанции.

Приложение. Выражения для параметров и коэффициентов, принятые при выводе уравнений (2)—(5):

$$\dot{z}_{D\sigma}^2 = -R_D + jX_{D\sigma}s = -r_D(s)\sigma^2 + jx_D(s)\sigma^2s;$$

$$z_{D\sigma}^2 = R_D^2 + X_{D\sigma}^2s^2; \quad X_m = x_m\sigma; \quad \sigma = 1 + x_\sigma/x_m;$$

$$\dot{k} = k_a + jk_p = 1 + \dot{z}_\sigma s / \dot{z}_{D\sigma} = 1 + \frac{X_\sigma X_{D\sigma}s - RR_D}{z_{D\sigma}^2} s -$$

$$-j \frac{RX_{D\sigma}s + R_D X_\sigma}{z_{D\sigma}^2} s; \quad \dot{z}_\sigma = R + jX_\sigma = r\sigma + jx_\sigma\sigma;$$

$$\dot{z}_{\Sigma\sigma} = -R_\Sigma + jX_{\Sigma\sigma}s = \dot{z}_\sigma s + \dot{z}_{f\sigma}s/\dot{k}_f = R_\Sigma s + \frac{X_{f\sigma}k_{fp}s - R_f k_{fa}}{k_f^2} +$$

$$+ j \left(X_\sigma s + \frac{X_{f\sigma}k_{fa}s + R_f k_{fp}}{k_f^2} \right);$$

$$z_{\Sigma\sigma}^2 = R_\Sigma^2 + X_{\Sigma\sigma}^2s^2; \quad \dot{z}_{f\sigma} = -R_f + jX_{f\sigma}s = -r_f\sigma^2 + jx_{f\sigma}\sigma^2s;$$

$$\dot{k}_f = k_{fa} + jk_{fp} = 1 + \dot{z}_{f\sigma} / \dot{z}_{D\sigma} = 1 + \frac{R_f R_D + X_{f\sigma} X_{D\sigma}s^2}{z_{D\sigma}^2} +$$

$$+ j \frac{R_f X_{D\sigma} - X_{f\sigma} R_D}{z_{D\sigma}^2} s; \quad k_f^2 = k_{fa}^2 + k_{fp}^2; \quad \dot{k}' = k'_a + jk'_p =$$

$$= \dot{k} - 1 = (k_a - 1) + jk_p; \quad k'^2 = k_a'^2 + k_p'^2.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Промышленные испытания асинхронизированного синхронного генератора мощностью 50 МВ·А/М. И. Зархи, С. И. Гурьянов, В. Н. Мешков и др. — Электричество, 1973, № 4.
2. Ботвинник М. М., Шакарян Ю. Г. Управляемая машина переменного тока. — М.: Наука, 1969. — 142 с.
3. Бесконтактная система возбуждения асинхронного турбогенератора/ А. М. Галиновский, А. В. Новиков, В. В. Пращук и др. — Проблемы технической электродинамики, 1978, № 67, с. 63—66.
4. Теория и методы расчета асинхронных турбогенераторов/ Под ред. И. М. Постникова. — Киев: Наукова Думка, 1977. — 176 с.
5. Васильковский Ю. Н. Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора турбогенератора асинхронного типа. Проблемы технической электродинамики, 1978, № 65, с. 65—69.
6. Сопоставительный анализ устойчивости синхронных и асинхронизированных синхронных генераторов в режимах недовозбуждения/ А. А. Орсова, А. А. Рагозин, О. Н. Филичев, Ю. Г. Шакарян. — Электричество, 1977, № 7, с. 73—76.
7. Лотков М. А., Любарский В. Г., Покровский М. И. Регулирование возбуждения и устойчивость мощного синхронного генератора, работающего в режиме потребления реактивной мощности при внутреннем угле, близком к 90°. — Труды ВЭИ, 1977, вып. 83, с. 73—81.
8. Постников И. М., Кравченко А. И., Горбатюк М. Ф. Осевая составляющая магнитного поля на поверхности крайних пакетов сердечника статора при изменении воздушного зазора. — Проблемы технической электродинамики, 1978, № 65, с. 69—72.

[01.06.79]

Учет упруго-вязких связей при построении систем управления электроприводами

БОРЦОВ Ю. А., доктор техн. наук, СОКОЛОВСКИЙ Г. Г., ИВАНОВ Г. М.,
кандидаты техн. наук

Анализ исследований, выполненных в СССР и за рубежом, позволяет указать различные группы механизмов и машин, для которых достаточно ощутимо влияние упругих механических звеньев на динамику электроприводов, изнашиваемость деталей и в конечном счете на качество продукции. К этим механизмам относятся, в частности, быстроходные бумагоделательные машины и отделочное оборудование бумажной промышленности, непрерывные линии химического производства, экскаваторы и шахтные подъемники, драги, угольные комбайны, некоторые крановые механизмы, приводы подачи многих металлорежущих станков, антенно-поворотные устройства, прокатные станы, испытательные стенды длинных трансмиссий и др. Чтобы избежать резонансных явлений, связанных с упругостью механических передач, элементов конструкции механизма, транспортируемого материала и т. п., в ряде случаев приходится уменьшать рабочие скорости машин и значительно снижать быстродействие тиристорных электроприводов по сравнению с быстродействием жестких систем.

Так, при натурных исследованиях тиристорных секционных приводов бумагоделательной машины, проведенных кафедрой электрификации и автоматизации промышленности ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина), оказалось, что выставленные поставщиком электрооборудования коэффициенты усиления регуляторов скорости секций в десятки раз ниже расчетных. Попытки увеличить быстродействие путем увеличения коэффициентов усиления приводили к появлению незатухающих колебаний тока и скорости. Оказалось невозможным выставить настройки регулятора скорости и регулятора положения, рассчитанные в предположении жесткой механической связи, и при настройках тиристорных электроприводов продольно-резательного станка, испытательного стенда механических трансмиссий, быстроходного лифта, следящего электропривода радиотелескопа, поскольку системы управления электроприводом становились при этом неустойчивыми.

Авторы наиболее крупных теоретических работ в области исследования динамики электроприводов с упругими звеньями, к сожалению, ограничиваются математическим описанием и частными рекомендациями по настройке регуляторов. В связи с этим возникла необходимость систематизации материала и разработки общих способов оценки влияния упругих звеньев, критериев настройки регуляторов унифицированных систем электроприводов с упругими звеньями, а также синтеза электротехнических средств коррекции.

По виду математической модели электроприводов с упругостью можно разделить на две группы, различающиеся происходящими в них физическими процессами [Л. 1]. К первой группе (рис. 1, а и б) относятся системы электропривода с механическими передачами, длинными канатами и другими эле-

ментами, упругие свойства которых могут быть описаны эквивалентной двухмассовой упруго-вязкой системой третьего порядка (модель Фойхта — рис. 1, в). Вторую группу (рис. 1, г) составляют электроприводы с упругими звеньями в виде транспортируемого и обрабатываемого материала, такого как бумажное полотно, ткань, корд, фотоуплотнитель и т. п., динамические свойства которых с достаточной точностью описываются моделью Максвелла (рис. 1, д).

Для перехода от модели рис. 1, а к структурной схеме в относительных единицах рис. 1, в угловые

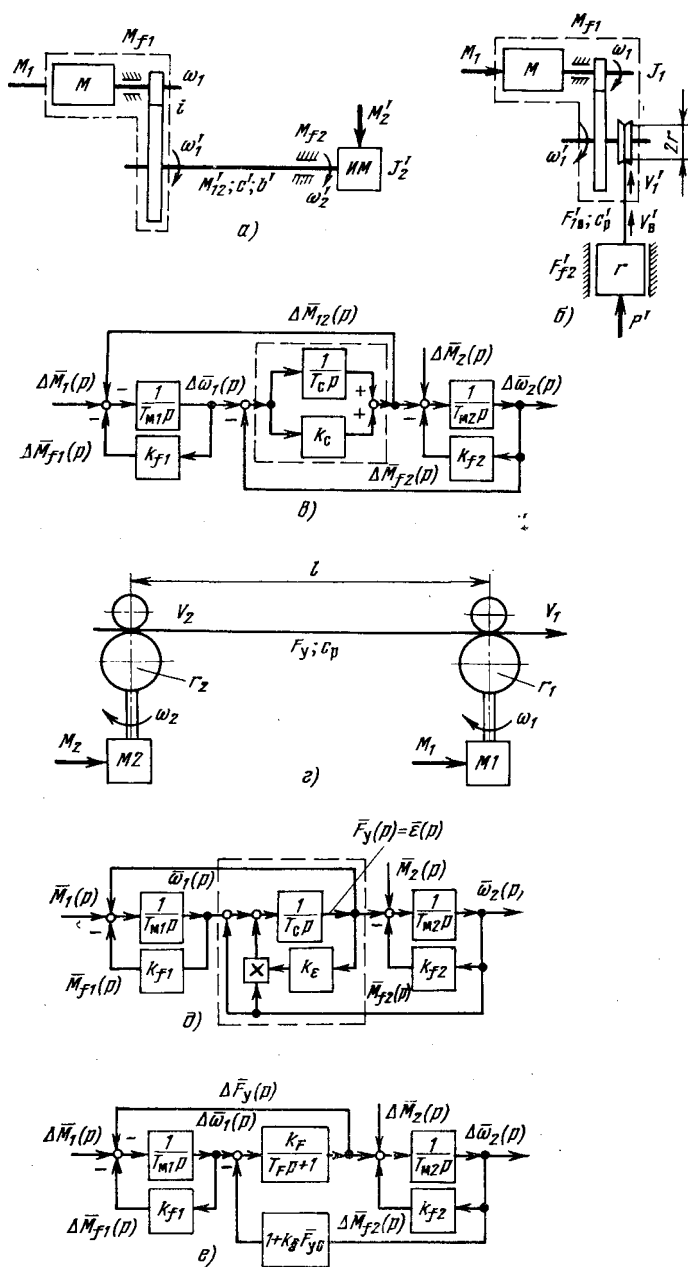


Рис. 1. Модели упругости первого (а, б) и второго (г) рода и соответствующие структурные схемы.

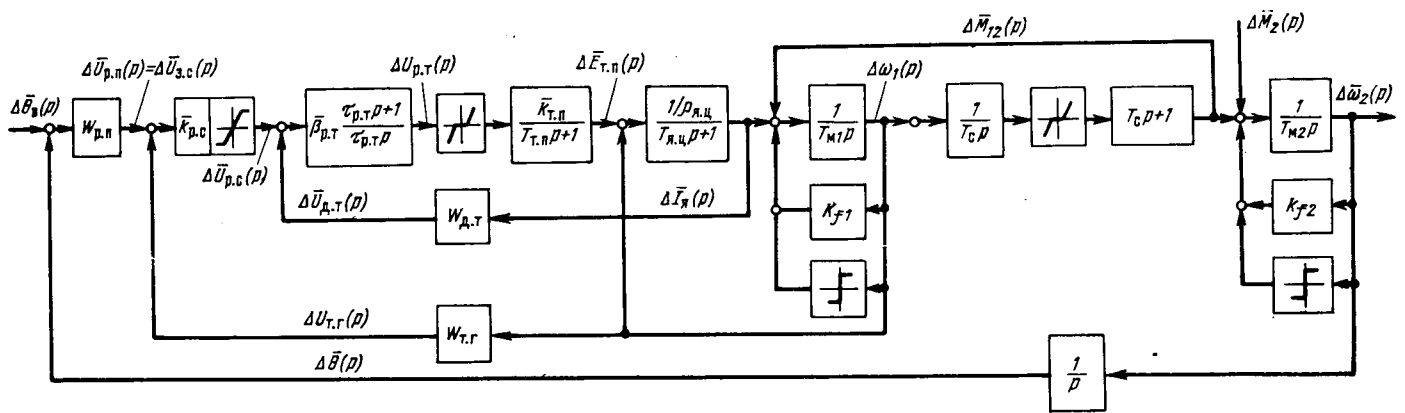


Рис. 2. Структурная схема унифицированной системы регулирования положения: $W_{p.n.}$, $\Delta\bar{U}_{p.n.}(p)$ — передаточная функция регулятора положения и напряжение на его выходе; $\Delta\bar{U}_{p.c.}(p)$, $\Delta\bar{U}_{p.т.}(p)$; $\Delta\bar{U}_{д.т.}(p)$; $\Delta U_{т.г.}(p)$ — напряжения на выходе регулятора скорости и тока, датчика тока и тахогенератора; $\Delta E_{т.п.}(p)$ — э. д. с. тиристорного преобразователя.

скорости ω'_1 и ω'_2 моменты нагрузки M'_2 и вязкого трения M'_{f2} , упругий момент M'_{12} , а также момент инерции механизма J'_2 и коэффициенты жесткости c' и внутреннего вязкого трения в передаче b' приведены к двигателю, после чего выбраны базовые величины

$$\omega_{16} = \omega_{26} = \omega_6; M_{16} = M_{26} = M_{126} = M_{f16} = M_{f26} = M_6.$$

Кроме механических постоянных времени $T_{м1} = J_{\omega 6} M_6^{-1}$ и $T_{м2} = J_{\omega 6} M_6^{-1}$, система характеризуется постоянной времени жесткости $T_c = c^{-1} \omega_6^{-1} M_6$ и безразмерными коэффициентами внутреннего и внешнего вязкого трения

$$k_c = b \omega_6 M_6^{-1}; k_{f1} = a_1 \omega_6 M_6^{-1}; k_{f2} = a_2 \omega_6 M_6^{-1}$$

(обозначения без штрихов соответствуют величинам, приведенным к двигателю). В ряде случаев удобнее передаточную функцию упругого звена, обведенного на рис. 1, б пунктиром, записать в виде $(T_d p + 1) / (T_c p)$, где $T_d = k_c T_c = b/c$. Модуль рис. 1, б также описывается структурной схемой рис. 1, в, если заменить $\Delta\bar{M}_{12}(p)$ на $\Delta\bar{F}_{12}(p)$; $\Delta\omega_2(p)$ на $\Delta V_2(p)$; $\Delta\bar{M}_2(p)$ на $\Delta P(p)$ и $\Delta\bar{M}_{f2}(p)$ на $\Delta F_{f2}(p)$.

Для модели с упругим звеном второго рода базовые величины выбираются для линейных скоростей:

$$V_{16} = V_{26} = \omega_{16} r_1 = \omega_{26} r_2 = V_6;$$

для моментов: $M_{16} = M_{f16} = F_{y.6} r_2$; $M_{26} = M_{f26} = F_{y.6} r_2$ для относительного удлинения: $\epsilon_6 = F_{y.6} / (c_p l)$. Отличным от предыдущего случая в структурной схеме рис. 1, д является безразмерный коэффициент $k_* = F_{y.6} / (c_p l)$. Специфической особенностью упругого звена второго рода является характер демпфирования колебаний упругой полосы за счет воздействия на вход звена $1/(T_c p)$ сигнала $k_* = F_{y.6}(p) \times \omega_2(p)$. При линеаризации (рис. 1, е) часть структурной схемы, обведенная пунктиром, приводится к апериодическому звену с параметрами $T_F = l/V_{20}$; $k_F = (l c_p V_6) / (V_{10} P_{y.6})$, зависящими от начальных значений линейных скоростей V_{10} и V_{20} . Начальное значение натяжения F_{y0} обычно мало влияет на параметры схемы, так как $1 + k_F \bar{F}_{y0} \approx 1$.

Описанные структурные схемы дают возможность легко включать в них нелинейности, свойства упруго-вязкой передачи и составляют часть про-

общих нормированных детализированных структурных схем электромеханических систем управления. Такая структурная схема системы регулирования положения, построенной по принципам подчиненного управления, представлена на рис. 2. Контур, внутренний по отношению к контуру положения, может рассматриваться как система регулирования скорости. Нелинейный объект управления с упругостью первого рода, обведенный на рис. 2 пунктиром, представляет собой двухмассовую систему с сосредоточенным зазором и вязким и сухим трением. В электрической части системы учтены ограничение регулятора скорости и нелинейность тиристорного преобразователя.

Для исследования влияния упругих связей на динамику линеаризованной системы регулирования и введения в рассмотрение таких параметров упруго-вязкой передачи, как частота собственных колебаний и показатель затухания, целесообразно таким образом провести структурные преобразования системы «двигатель-механизм», чтобы в преобразованной схеме каждый контур имел собственный объект регулирования, передаточная функция которого отражала бы влияние упругости на этот контур. Эти передаточные функции имеют вид:

для контура тока

$$W_{01}(p) = T_{мp} \frac{W_1(p)/W_2(p)}{1 + \rho_{я.ц} T_{мp} (T_{я.ц} p + 1) W_1(p)/W_2(p)};$$

для контура скорости

$$W_{0\omega}(p) = W_2(p) / [T_{мp} W_1(p)],$$

где

$$W_1(p) = T_y^2 p^2 + 2\xi_{12} T_y p + 1; W_2(p) = \gamma T_y^2 p^2 + 2\xi_2 \sqrt{\gamma} T_y p + 1;$$

$T_{м} = T_{м1} + T_{м2}$; $\rho_{я.ц}$, $T_{я.ц}$ — относительное сопротивление и постоянная времени якорной цепи; $\gamma = T_{м} / T_{м1}$ — коэффициент соотношения масс;

$$T_y = \sqrt{T_c T_{м1} T_{м2} / T_{м}}$$

— постоянная времени упругости; ξ_{12} , ξ_2 — коэффи-

Скорость механизма связана со скоростью двигателя передаточной функцией $(T_{ap}+1)/W_2(p)$.

Анализ преобразованной структурной схемы показывает, что существуют соотношения параметров, при которых влиянием упругости на работу электропривода можно пренебречь [Л. 2]. В общем случае, когда условия пренебрежения упругостью не выполняются, осуществить настройку регуляторов, как в жесткой системе, невозможно. Обычно наличие упругости приводит к необходимости снижать быстродействие. Если в жесткой системе предельное быстродействие определялось суммой малых постоянных времени $T_{\mu\omega}$, то в системе с упругостью оно зависит от постоянной времени упругих колебаний.

При определенных соотношениях параметров возможно эффективное демпфирование колебаний исполнительного вала только за счет соответствующего выбора коэффициента передачи пропорционального регулятора скорости $k_{p.c}$. Этот вопрос может быть рассмотрен на основе представления о системе подчиненного регулирования, как о частном случае системы с управлением по полному вектору состояния (рис. 3, а).

Если пренебречь влиянием обратной связи по э. д. с. двигателя на контур тока, что связано с реализацией его высокого быстродействия, то можно рассматривать уравнение объекта, включающего замкнутый токовый контур, описываемый в первом приближении как $W_{I3}(p)=1/(T_{I3}p+1)$, и двухмассовый упруго-вязкий механизм:

$$\dot{x}=Ax+B\dot{u},$$

где при пренебрежении механическим демпфированием

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{x3}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_{M1}} & 0 & -\frac{1}{T_{M1}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_c} & 0 & -\frac{1}{T_c} \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_{M2}} & 0 \end{bmatrix};$$

$$B = [B_u B_m] = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_{I3}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{M2}} \end{bmatrix}; \quad x = \begin{bmatrix} \Delta i_{\text{я}} \\ \Delta \omega_1 \\ \Delta M_y \\ \Delta \omega_2 \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} \Delta u_y \\ \Delta M_c \end{bmatrix}.$$

Матричная передаточная функция по управлению для системы, замкнутой по полному вектору состояния, имеет вид:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\text{я}} \\ \Delta \omega_1 \\ \Delta M_y \\ \Delta \omega_2 \end{bmatrix} = \frac{\Delta u_y}{T_{I3} T_{M1} T_c T_{M2} \det [pI - A + B_u k]} \begin{bmatrix} T_{M2} p (T_y^2 p^2 + 1) \\ \gamma T_y^2 p + 1 \\ T_{M2} p \\ 1 \end{bmatrix},$$

где $T_y^2 = T_{M1} T_c T_{M2} / T_{M2}$; $\gamma T_y^2 = T_{M2} T_c$; $T_M = T_{M1} + T_{M2}$; $k = [k_1 k_2 k_3 k_4]$; I — единичная матрица.

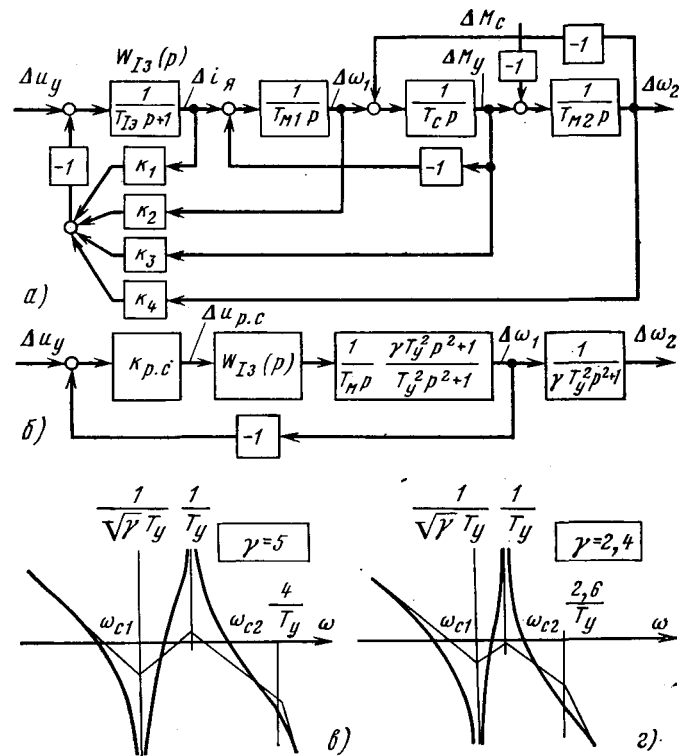


Рис. 3. Структурные схемы системы.

а — управление по полному вектору состояния; б — подчиненное регулирование; в, г — к определению допустимого значения $T_{\mu\omega}$.

Очевидно, характер изменения скорости исполнительного вала $\Delta \omega_2$ однозначно определяется распределением корней характеристического уравнения системы. Стандартное распределение корней [Л. 3].

$$\det [pI - A + B_u k] = H(p)$$

при $H(p) = p^4 + a\omega_0 p^3 + b\omega_0^2 p^2 + c\omega_0^3 p + \omega_0^4$ будет обеспечено при коэффициентах обратных связей:

$$k_1 = aT_{I3}\omega_0 - 1;$$

$$k_2 = \frac{T_{I3} T_{M1}}{T_y^2} [b(\omega_0 T_y)^2 - 1];$$

$$k_3 = \frac{T_{I3} T_M T_c}{T_y^2} \left[\frac{c}{a} (\omega_0 T_y)^2 - 1 \right] a\omega_0 T_y;$$

$$k_4 = \frac{T_{I3} T_M T_c T_{M2}}{T_y^4} \left\{ (\omega_0 T_y)^4 - \frac{1}{\gamma} [b(\omega_0 T_y)^2 - 1] \right\}.$$

В системе подчиненного регулирования за счет связи по току якоря образован токовый контур, и введение дополнительной связи не требуется ($k_1 = 0$). Кроме того, отсутствуют связи по упругому моменту и скорости исполнительного органа ($k_3 = k_4 = 0$). Ограничиваясь рассмотрением стандартных форм Баттерворта ($a=c=1,6$; $b=3,4$) и биномиальной ($a=c=4$; $b=6$), можно из выражения для k_3 получить зависимость возможного быстродействия системы, определяемого значением ω_0 , от постоянной времени упругости

$$\omega_0 = \frac{1}{T_y}. \quad (1)$$

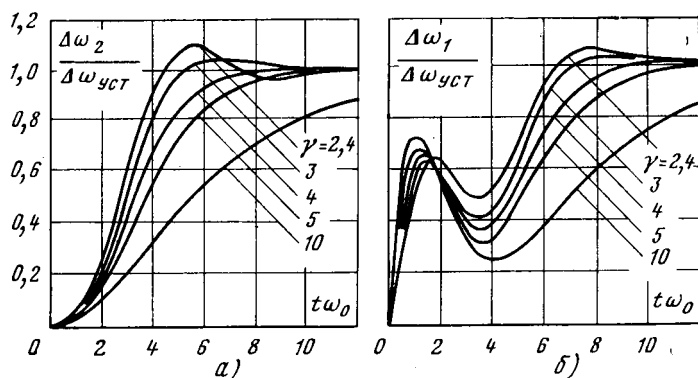


Рис. 4. Реакция системы на скачок управления при разных значениях γ .

С учетом этого из выражения $k_1=0$ определяется требуемое соотношение между T_{Ia} и T_y :

$$T_{Ia} = \frac{1}{a\omega_0} = \frac{T_y}{a}. \quad (2)$$

Из формулы для k_4 можно определить коэффициент соотношения масс, при котором может быть реализовано заданное распределение корней:

$$\gamma = b - 1. \quad (3)$$

Так, процесс изменения скорости, соответствующий распределению корней по Баттерворту, может быть получен при $\gamma=2,4$, а биномиальному — при $\gamma=5$ (рис. 4). При этом должно выполняться условие (2). Если звено с коэффициентом k_2 перенести в прямой канал, то k_2 может рассматриваться как коэффициент пропорционального регулятора скорости $k_{p.c.}$, определяемый с учетом (1) и (3) формулой

$$\bar{k}_{p.c.} = k_2 = \frac{T_{xs}T_{m1}}{T_y^2} \gamma. \quad (4)$$

Логарифмические амплитудные частотные характеристики разомкнутого контура скорости (рис. 3,б), соответствующие передаточной функции

$$W_\omega(p) = \bar{k}_{p.c.} \frac{\gamma T_y^2 p^2 + 1}{T_{mp}(T_y^2 p^2 + 1) \left(\frac{T_y}{a} p + 1 \right)},$$

для биномиальной формы и формы Баттерворта приведены соответственно на рис. 3,в и г. Запас по фазе на частоте ω_{c2} в обоих случаях превышает 60° . Очевидно, переходные процессы в системе с реальным токовым контуром и фильтром на тахогенераторе будут близки к процессам, соответствующим стандартному распределению корней, если суммарная малая постоянная времени контура скорости будет удовлетворять условию:

$$T_{\mu\omega} = 2T_{\mu x} + T_{\tau,г} \leq \frac{T_y}{a}. \quad (5)$$

Формулой (4) можно воспользоваться и при значениях γ , отличных от 2,4 и 5, аппроксимируя зависимость $a=f(\gamma)$ прямой линией:

$$a = 0,54\gamma + 1,3,$$

проходящей через точки с координатами $a=2,6$; $\gamma=2,4$ и $a=4$; $\gamma=5$. Тогда при каждом значении γ можно определить a , а затем $k_{p.c.}$ и допустимое значение $T_{\mu\omega}$. Реакция системы на скачок Δu_y при разных γ показана на рис. 4.

Часто в механизмах с большим γ условие (5) не выполняется, тогда при рассмотренной настройке контур скорости будет неустойчив и придется снижать быстродействие либо просто уменьшением $k_{p.c.}$, либо применением ПИ-регулятора с ограничением коэффициента усиления в статике. При значениях $\gamma > 10$ целесообразно введение обратной связи по производной от ω_1 или снижение быстродействия контура тока.

При значениях $\gamma=1 \div 3$ в [Л. 2] рекомендуется введение обратных связей по производной от скорости исполнительного вала или разности скоростей ($\omega_1 - \omega_2$). Если верхней границей рассматриваемого диапазона считать $\gamma=2,4$, то описанную методику можно применить к этим системам следующим образом. Введение обратной связи $T_{o.c.}p\Delta\omega_2$ на вход контура тока с точки зрения управляющего воздействия эквивалентно введению сигнала по упругому моменту при отсутствии жесткой связи по ω_2 . Полагая $k_1=k_4=0$ и считая, что изменение $\Delta\omega_2$ при скачке управления должно соответствовать распределению по Баттерворту, значение ω_0 при данных γ и T_y надо определить в результате решения уравнения

$$(\omega_0 T_y)^4 - \frac{3,4}{\gamma} (\omega_0 T_y)^2 + \frac{1}{\gamma} = 0$$

как

$$\omega_0 = \frac{1}{T_y} \sqrt{\frac{3,4 + \sqrt{3,4^2 - 4\gamma}}{2\gamma}}. \quad (6)$$

После этого, считая, что фильтры на датчиках скоростей ω_1 и ω_2 одинаковы, можно определить границу реализуемости связи:

$$T_{\mu\omega} \leq \frac{1}{2,6\omega_0}. \quad (7)$$

Необходимое значение коэффициента регулятора скорости будет

$$k_{p.c.} = k_2 = \frac{\omega_0 T_{m1}}{2,6 (\omega_0 T_y)^2} [3,4 (\omega_0 T_y)^2 - 1].$$

Поскольку $T_{o.c.}p\Delta\omega_2 = \frac{T_{o.c.}}{T_{m2}} \Delta M_y$, то должно выполняться равенство $T_{o.c.}/T_{m2} = k_3$, откуда с учетом выражения (2)

$$T_{o.c.} = T_m [(\omega_0 T_y)^2 - 1].$$

Процесс изменения $\Delta\omega_2$ при управлении определяется кривой $\gamma=2,4$ при ω_0 в соответствии с (6).

Определяя матричную передаточную функцию по возмущению в соответствии с выражением

$$x = (pI - A + B_u k)^{-1} B_m \Delta M_c,$$

где $k = [0 \ k_2 \ 0 \ k_3 T_{m2} p]$ можно записать в нормированном виде:

$$\begin{aligned} & \frac{\Delta\omega_1}{\Delta M_c} \frac{T_{m2}}{T_y} = \\ & = \frac{2,6\gamma[(\omega_0 T_y)^2 - 1] p^2 - \frac{\gamma - 1}{\gamma\omega_0 T_y} p - 2,6 \frac{\gamma - 1}{\gamma(\omega_0 T_y)}}{H(p) \omega_0 T_y}; \\ & \frac{\Delta\omega_2}{\Delta M_c} \frac{T_{m2}}{T_y} = \end{aligned}$$

$$= \frac{p^2_* + 2,6p^2_* + \left[\frac{\gamma - 1}{\gamma (\omega_0 T_y)^2} - \gamma (\omega_0 T_y)^2 \right] p_* + 2,6 \frac{\gamma - 1}{\gamma (\omega_0 T_y)}}{H(p_*) \omega_0 T_y},$$

где $H(p)$ записывается при $a=c=2,6$; $b=3,4$; $p_* = p/\omega_0$.

Поскольку значения $\omega_0 T_y$ однозначно связаны с γ , могут быть построены нормированные кривые, характеризующие реакцию на скачок ΔM_c при разных значениях коэффициента соотношения масс (рис. 5, а).

Если условие (7) не выполняется, можно попытаться реализовать обратную связь по разности скоростей, когда регулятор описывается выражением

$$k = [k_1 k_2 + k_5 0 - k_5].$$

Записывая при этом $\det[pI - A + B_k k] = H(p)$, можно определить необходимые значения

$$k_{p,c} = k_2 = \frac{T_m}{2,6 T_y}$$

и коэффициента обратной связи по разности скоростей при введении ее на вход контура тока

$$k_{o,c} = k_5 = [3,4 - (1 + \gamma)] \frac{\omega_0 T_m}{2,6}.$$

Быстродействие системы характеризуется выражением (1). Нормированные переходные процессы по возмущению приведены на рис. 5, б.

Чем ближе γ к единице, тем больший эффект дает применение связи по производной по сравнению со связью по разности скоростей, однако тем более жесткие требования предъявляются к значению суммарной малой постоянной времени контура скорости. Кроме того, надо учесть, что при введении сигнала по разности скоростей не требуется дифференцировать сигнал датчика скорости. Это определяет достаточно широкое распространение такого способа коррекции. При $\gamma > 1$ может быть использован ПИ-регулятор скорости для уменьшения статической ошибки.

В качестве примера на рис. 6 приведены переходные процессы в контуре скорости следящего электропривода радиотелескопа. Вследствие применения редуктора с весьма высоким передаточным числом момент инерции двигателя много больше момента инерции механизма. При отсутствии связей колебания зеркала демпфируются лишь за счет внутренних сил трения и не влияют на характер изменения скорости двигателя, что характерно для привода с $\gamma \approx 1$ (рис. 6, а). Поскольку условие (7) не выполняется, ввести обратную связь по производной расчетной глубины не удастся, не удастся добиться и плавного движения зеркала (рис. 6, б). Обратная связь по разности скоростей двигателя и зеркала, введенная с расчетной глубиной, обеспечивает плавное движение выходной координаты (рис. 6, в).

Для целей анализа и синтеза нелинейных систем с несколькими нелинейностями разработан приближенный частотный метод, основанный на гармонической линеаризации нелинейностей и применении логарифмического критерия устойчивости в форме, предложенной проф. А. А. Вавиловым. Метод использует в качестве основной расчетной схемы

цепочечную структуру, содержащую как разделенные линейными фильтрами безынерционные нелинейные элементы (в том числе вносящие фазовый сдвиг), так и эквивалентные инерционные нелинейные звенья, которыми могут быть представлены содержащие нелинейности внутренние контуры системы.

Анализ на ЦВМ резонансных свойств нелинейной двухмассовой системы с быстродействующим контуром показал, что при выполнении условия $T_{я,ц}/T_y \gg 1$ демпфирующим действием обратной связи по э. д. с. двигателя можно пренебречь. При этом условии получены расчетные формулы настроечных параметров нелинейных унифицированных контуров, обеспечивающие создание «эквивалентного запаса по модулю», рассчитываемого по принятому значению показателя колебательности M .

Для системы регулирования скорости рассмотрены два случая:

а) при $\lambda_{кр} \omega_{12} > T_{\mu\omega}^{-1}$; $\bar{\beta}_{p,c} \leq k_{н.с} \bar{\beta}_{p,c}^{опт}$; $\tau_{p,c} \geq k_{н.с}^{-1} \tau_{p,c}^{опт}$,

$$\text{где } k_{н.с} = \lambda_{кр}^2 \frac{2\xi_\varepsilon (\lambda_{кр}) a_c T_{\mu\omega}^2 \omega_{12}^2 M}{(\gamma - 1)(M + 1)} < 1;$$

б) при $\lambda_{кр} \omega_{12} < T_{\mu\omega}^{-1}$; $\bar{\beta}_{p,c} < k_{н.с} \bar{\beta}_{p,c}^{опт}$; $\tau_{p,c} \geq k_{н.с}^{-1} \tau_{p,c}^{опт}$,

$$\text{где } k_{н.с} = \lambda_{кр} \frac{2\xi_\varepsilon (\lambda_{кр}) a_c T_{\mu\omega} \omega_{12} M}{(\gamma - 1)(M + 1)} < 1.$$

Величина $\lambda_{кр}$ находится по условию практической устойчивости, допускающему автоколебания с ограниченной амплитудой:

$$\lambda_{кр} = \sqrt{\frac{\bar{A}_{\mu \text{ доп}} - 1}{\bar{A}_{\mu \text{ доп}}}},$$

где

$$\bar{A}_{\mu \text{ доп}} = \frac{\bar{M}_{12 \text{ доп}} M_{ном} \gamma}{\delta J_1 \omega_{02}^2 (\gamma - 1)} + 1;$$

$\bar{M}_{12 \text{ доп}}$ — допускаемая амплитуда в относительных единицах колебаний упругого момента.

Для системы регулирования положения также рассмотрены два случая:

а) при $\lambda_{кр} \omega_{02} > T_{\mu\phi}^{-1}$; $\bar{\beta}_{p,п} \leq k_{н.п} \bar{\beta}_{p,п}^{опт}$; $\tau_{p,п} \geq k_{н.п}^{-1} \tau_{p,п}^{опт}$,

где $k_{н.п} = \lambda_{кр}^2 2\xi'_\varepsilon (\lambda_{кр}) a_\pi T_{\mu\phi}^2 \omega_{02}^2 \frac{M}{M + 1} < 1$;

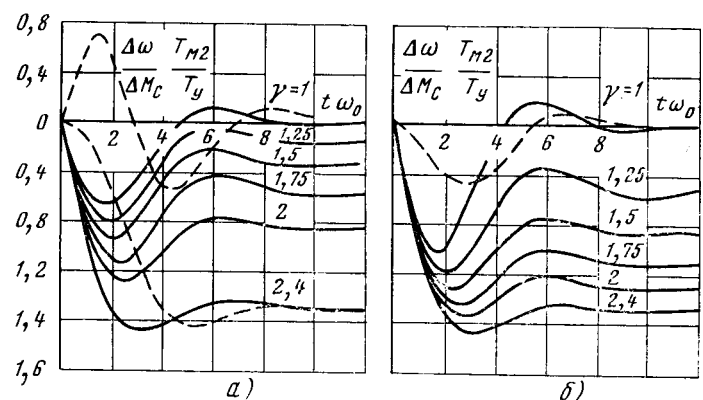


Рис. 5. Реакция системы на скачок момента нагрузки:

— скорость исполнительного вала; ---- скорость двигателя.

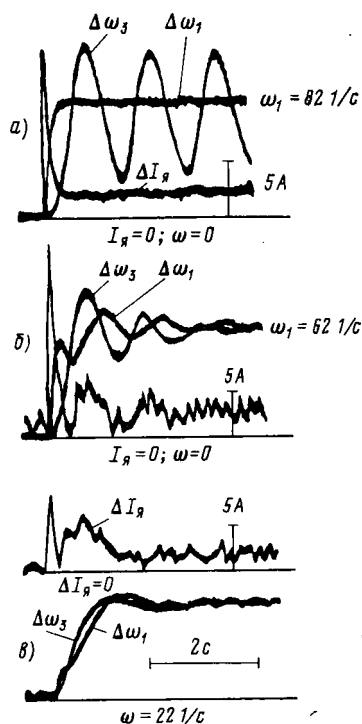


Рис. 6. Переходные процессы в системе управления электроприводом радиотелескопа.

лирования момента без введения дополнительных корректирующих средств не позволяет получить требуемые динамические и статические характеристики. Методика комплексного исследования и синтеза взаимосвязанных систем электропривода стенда включала: построение адекватной математической модели путем сравнения экспериментальных переходных и частотных характеристик с соответствующими характеристиками модели; синтез локальных систем регулирования скорости и момента; оценку взаимосвязи локальных систем; синтез многосвязной системы.

Синтез автономных систем осуществлялся путем введения корректирующих перекрестных связей между регуляторами. Параметры этих связей определялись из условия получения диагональности передаточной матрицы замкнутой системы электропривода. Необходимая степень приближения реальных компенсирующих связей к идеальным и степень автономности оценивались с помощью интегральных и частотных критериев взаимосвязи. Экспериментальные исследования, проведенные для стенда, у которого система регулирования момента выполнена как унифицированная с прямым измерением упругого момента с помощью датчика, показали эффективность коррекции по реальной второй производной упругого момента, введенной на вход регулятора тока. Данная коррекция позволила уменьшить время регулирования (по сравнению с унифицированной системой без коррекции) с 5 до 0,5—0,6 с и этим обеспечить выполнение требований к испытательным стендам.

Аналогичная методика применялась в процессе оптимизации системы электропривода продольно-резательного станка с индивидуальными тиристорными преобразователями. Эта взаимосвязанная через упругие звенья первого и второго рода система регулирования натяжения включает две регулируемые переменные — скорость перемотки полотна и его натяжение. Синтез всей многосвязной системы 25-го порядка осуществлялся на ЦВМ Минск-22М с помощью многофакторного активного планируемого эксперимента с применением дробных реплик и использованием при детерминированных воздействиях симплекс-планирования. Предварительный этап оптимизации локальных систем управления позволил получить априорные сведения об объекте исследования, выбрать исходный уровень исследуемой системы и определить пределы варьируемых параметров исходя из условий устойчивости и физической реализуемости.

В качестве критерия оптимальности принят обобщенный интегральный критерий для двух основных регулируемых координат: скорости перемотки картонного полотна и его напряжения ΔF_y :

$$I_{\bar{\omega}} = \int_0^{\infty} [(\Delta \bar{U}_{z.c} - \Delta \bar{\omega}_d)^2 + \gamma' \Delta \bar{\omega}_d^2] dt;$$

$$I_{\bar{F}} = \int_0^{\infty} [(\Delta \bar{U}_{z.n} - \Delta \bar{F}_y)^2 + \gamma'' \Delta \bar{F}_y^2] dt,$$

где γ'_1 и γ''_1 — весовые коэффициенты, определяемые с помощью уравнения Эйлера — Пуассона по желаемому виду переходного процесса.

б) при $\lambda_{кр} \omega_{02} < T_{\mu\phi}^{-1}$; $\bar{\beta}_{r.n} \leq k_{n.n} \bar{\beta}_{r.n}^{опт}$; $\tau_{r.n} > k_{n.n}^{-1} \tau_{r.n}^{опт}$,

где $k_{n.n} = \lambda_{кр} 2\xi'_{\omega} (\lambda_{кр}) a_n T_{\mu\phi}^2 \omega_{02} \frac{M}{M+1} < 1$.

При этом необходимое для расчета настроек значение $\lambda_{кр}$ находится по условию асимптотической либо практической устойчивости.

С целью расширения области устойчивости нелинейной системы при сохранении удовлетворительной динамики процессов управления может быть применено двухканальное нелинейное корректирующее устройство с одним входом, в котором использован нелинейный алгоритм, позволяющий формировать независимо амплитудный и фазовый в заданном частотном диапазоне. При разработке устройства, предназначенного для включения последовательно с контурным регулятором, были сохранены принципы унификации и подчиненного регулирования.

Рассмотренные выше оценки влияния упругих звеньев и критерии настройки были проверены в натурных условиях и применительно к системе многодвигательного электропривода испытательных стендов механических трансмиссий вертолетов, разработанного ВНИИэлектроприводом. Эти стенды должны обеспечивать воспроизведение циклограмм нагрузок, возникающих в трансмиссии во время полета, для которых время нарастания момента не должно быть более 0,3 с при перерегулировании менее 15% и точности поддержания момента около 1% [Л. 4]. Они состоят из системы регулирования скорости и системы регулирования момента, которые взаимосвязаны через упруго-диссипативную трансмиссию и якорные цепи. Параметры упругого звена первого рода: $\gamma=1,1$; $\omega_{12}=11-13$ с⁻¹; $\xi=5 \cdot 10^{-2} \pm 5 \cdot 10^{-3}$.

Экспериментальные и теоретические исследования показали, что унифицированная система регу-

Для нахождения зависимости функционалов от значений варьируемых параметров желательно располагать линейными уравнениями регрессии. Эксперимент по оптимизации тиристорного электропривода продольно-резательного станка позволил существенно улучшить динамику системы и качество намотки рулонов, еще раз подтвердил правильность приведенных в статье теоретических оценок влияния упругих звеньев и рекомендуемых критериев настройки регуляторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Борцов Ю. А. Обобщенные структурно-топологические методы исследования динамики промышленных систем электропривода: Дис. на степень д-ра техн. наук. Л., 1973. В надзаг.: М-во высш. и средн. спец. оборудования РСФСР, ЛЭТИ.
2. Борцов Ю. А., Соколовский Г. Г. Тиристорные системы электропривода с упругими связями. — Л.: Энергия, 1979.
3. Кузовков Н. Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. — М.: Машиностроение, 1976.
4. Система регулирования нагрузки стандов для испытания трансмиссий вертолетов/ Борцов Ю. А., Иванов Г. М., Новиков В. И. и др. — ЭП. Электропривод, 1976, № 2 (46). [04.01.80]



УДК 621.314.632.018.782.3.001.24

Алгоритм анализа электрических схем с переменной структурой

ЖУЙКОВ В. Я., канд. техн. наук, КОРОТЕЕВ И. Е., СУЧИК В. Е., инженеры
Киевский политехнический институт

Процессы, происходящие в силовых цепях устройств преобразовательной техники, описываются дифференциальными уравнениями, вид которых определяется формой представления вентилей и других элементов схемы. Предположим, что вентили в схеме преобразовательного устройства представляются R , RL или RC -моделями с дискретно изменяющимися параметрами [Л. 1—3], а остальные элементы — линейными моделями. Если моменты переключения вентилей определяются только сигналами управления, то процессы в схеме преобразовательного устройства описываются системой дифференциальных уравнений с коэффициентами, изменяющимися в известные моменты времени. Для решения такой схемы необходимо учитывать все независимые переменные на всех исследуемых интервалах постоянства состояния вентилей.

Моделирование вентиля ключом с конечным или нулевым сопротивлением в открытом и бесконечно большим сопротивлением в закрытом состояниях позволяет представить преобразовательное устройство в виде электрической схемы с переменной структурой. При этом возможны случаи, когда схема преобразовательного устройства на некоторых интервалах постоянства состояния вентилей (постоянства структуры) распадается на отдельные части. Соответственно этому система дифференциальных уравнений схемы также распадается на отдельные, независимые на данном интервале (за исключением начальных условий) системы дифференциальных уравнений. Несмотря на то же число независимых переменных, что и в случае применения R -модели, процесс расчета упрощается за счет разделения системы дифференциальных уравнений высокого порядка на несколько систем более низкого порядка.

О перспективности подхода, основанного на представлении преобразовательных устройств электрическими схемами с переменной структурой, свидетельствуют результаты [Л. 3—6].

В статье описан алгоритм анализа переходных и установившихся электромагнитных процессов в преобразовательных устройствах, представляемых схемами с переменной структурой. Алгоритм основан на совместном применении методов структурных чисел [Л. 7], разностных уравнений [Л. 8], непрерывного и дискретного преобразований Лапласа. Результаты анализа получаются в виде временных функций. В отличие от метода базовых характеристик [Л. 4 и 13], который позволяет получать в аналитическом виде конечные результаты, описывающие электромагнитные процессы в схемах, имеющих на периоде работы только два интервала постоянства структуры, предлагаемый алгоритм дает возможность исследовать схемы с произвольным числом интервалов постоянства структуры. Применение метода структурных чисел приводит к тому, что изменению структуры при замыкании или размыкании одного или нескольких ключей (вентилей) соответствуют простые операции алгебраической и обратной производных над структурным числом схемы, составленным до коммутации вентилей. В результате алгоритм не содержит громоздких матричных преобразований, необходимых при использовании методик [Л. 5 и 6].

Исходными допущениями при анализе преобразовательных устройств являются следующие: элементы схемы преобразовательного устройства линейные; вентиль в открытом состоянии представляется конечным или нулевым сопротивлением, а в закрытом — бесконечно большим; порядок и моменты переключения вентилей считаются заранее известными.

Решение системы дифференциальных уравнений схемы на одном интервале постоянства ее структуры. Систему рационально решать в операторном виде. При составлении операторной схемы замещения начальные условия для напряжений емкостей $u_C(0)$ и токов индуктивностей $i_L(0)$ учитываются введением в соответствующие ветви схемы

независимых источников напряжения — $u_c(0)/p$ и $Li_L(0)$, положительное направление которых совпадает с положительным направлением тока в ветвях к моменту коммутации вентилей.

Пусть α_j — коды ветвей, содержащих независимые источники напряжения E_{α_j} ($j = \overline{1, a}$); β_j — коды ветвей, содержащих независимые источники тока J_{β_j} ($j = \overline{1, b}$); φ_j — коды ветвей, содержащих емкости C_{φ_j} и источники начальных условий — $u_{c\varphi_j}(0)/p$ ($j = \overline{1, g}$); φ_j — коды ветвей, содержащих индуктивности L_{φ_j} и источники начальных условий $L_{\varphi_j} i_{L\varphi_j}(0)$ ($j = \overline{1, h}$).

Операторные изображения напряжения $U_\gamma(p)$ и тока $I_\gamma(p)$ ветви γ можно записать в следующем виде:

$$U_\gamma(p) = \sum_{j=1}^g K_{\varphi_j\gamma}^U \frac{-u_{c\varphi_j}(0)}{p} + \sum_{j=1}^h K_{\varphi_j\gamma}^U L_{\varphi_j} i_{L\varphi_j}(0) + \sum_{j=1}^a K_{\alpha_j\gamma}^U E_{\alpha_j}(p) + z_\gamma \sum_{j=1}^b K_{\beta_j\gamma}^I J_{\beta_j}(p); \quad (1)$$

$$I_\gamma(p) = y_\gamma \sum_{j=1}^g K_{\varphi_j\gamma}^U \frac{-u_{c\varphi_j}(0)}{p} + y_\gamma \sum_{j=1}^h K_{\varphi_j\gamma}^U L_{\varphi_j} i_{L\varphi_j}(0) + y_\gamma \sum_{j=1}^a K_{\alpha_j\gamma}^U E_{\alpha_j}(p) + \sum_{j=1}^b K_{\beta_j\gamma}^I J_{\beta_j}(p), \quad (2)$$

где z_γ — операторное сопротивление ветви γ ; $y_\gamma = z_\gamma^{-1}$; $E_{\alpha_j}(p)$ и $J_{\beta_j}(p)$ — операторные изображения источников E_{α_j} и J_{β_j} ; $K_{\varphi_j\gamma}^U$ ($K_{\varphi_j\gamma}^U$, $K_{\alpha_j\gamma}^U$) — операторный коэффициент передачи по напряжению из ветви φ_j (α_j) к ветви γ ; $K_{\beta_j\gamma}^I$ — операторный коэффициент передачи по току из ветви β_j к ветви γ ; p — оператор Лапласа.

Соотношения для вычисления коэффициентов передачи по напряжению K^U и току K^I методом структурных чисел приведены в [Л. 7 и 9]. На рассматриваемом i -м интервале периода работы схемы эти коэффициенты вычисляются по структурному числу A_i , описывающему схему на данном интервале постоянства ее структуры.

Выражения (1) — (2) могут быть получены для напряжений и токов всех элементов схемы. В связи

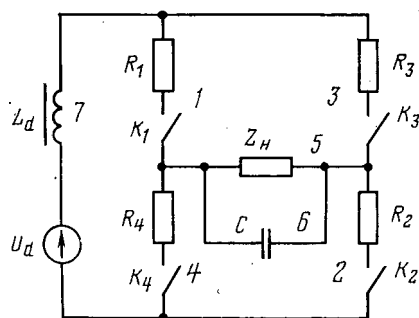


Рис. 1.

с тем, что переменные состояния несут достаточную информацию о процессах, происходящих в схеме преобразовательного устройства, целесообразно сформировать операторные изображения только переменных состояния: напряжений емкостей и токов индуктивностей. Такое операторное изображение решения системы дифференциальных уравнений схемы для переменных состояния представляет собой следующее матричное соотношение:

$$X_{in}(p) = D_i(p) x_{i-1}(n + \gamma_{i-1}) + G_i(p) E + H_i(p) J, \quad (3)$$

где $X_{in}(p)$ — вектор переменных состояния на i -м интервале постоянства структуры n -го периода работы схемы; $i = \overline{1, m}$; m — число интервалов постоянства структуры на периоде; $x_{i-1}(n + \gamma_{i-1})$ — вектор начальных условий переменных состояния для i -го интервала; $D_i(p)$, $G_i(p)$ и $H_i(p)$ — матрицы коэффициентов передачи на i -м интервале; E и J — векторы независимых источников напряжения и тока.

Решение систем дифференциальных уравнений схемы на всех интервалах постоянства ее структуры. Исходным состоянием схемы преобразовательного устройства считаем такое, когда все ключи замкнуты (состояние нерабочее). Тогда любое изменение структуры схемы характеризуется только размыканием ключей определенных групп, что соответствует алгебраической производной структурного числа A схемы в исходном состоянии при выборе однострочных структурных чисел по контурам

$$A_i = \frac{\partial A}{\partial \lambda_1 \partial \lambda_2 \dots \partial \lambda_i} \quad (4)$$

или обратной производной при выборе однострочных структурных чисел по узлам схемы

$$A_i = \frac{\partial A}{\partial \lambda_1 \partial \lambda_2 \dots \partial \lambda_i}, \quad (5)$$

где A_i — структурное число схемы на i -м интервале n -го периода; $\lambda_1, \dots, \lambda_i$ — коды ветвей с разомкнутыми на данном интервале ключами.

Например, определим структурное число однофазного инвертора тока (рис. 1) на первом ($i=1$) интервале постоянства структуры, когда разомкнуты ключи K_1 и K_2 , и на втором ($i=2$) интервале, когда разомкнуты ключи K_3 и K_4 . Структурное число A схемы в исходном состоянии выбираем по узлам

$$A = [1 \ 3 \ 7] [1 \ 4 \ 5 \ 6] [2 \ 4 \ 7] = \\ = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 3 & 3 & 3 & 3 & 4 & 4 \\ 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 3 & 3 & 4 & 4 & 5 & 6 & 3 & 3 & 3 & 4 & 5 & 6 & 4 & 4 & 4 & 5 & 6 & 5 & 6 \\ 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 4 & 7 & 5 & 6 & 7 & 7 & 4 & 5 & 6 & 7 & 7 & 5 & 6 & 7 & 7 & 7 & 7 \end{bmatrix},$$

тогда по (5) на первом интервале

$$A_1 = \frac{\partial^2 A}{\partial 1 \cdot \partial 2} = \begin{bmatrix} 3 & 3 & 3 & 3 & 3 & 4 & 4 \\ 4 & 4 & 4 & 5 & 6 & 5 & 6 \\ 5 & 6 & 7 & 7 & 7 & 7 & 7 \end{bmatrix};$$

на втором интервале периода

$$A_2 = \frac{\partial^2 A}{\partial 3 \cdot \partial 4} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 2 & 2 \\ 2 & 2 & 2 & 5 & 6 & 5 & 6 \\ 5 & 6 & 7 & 7 & 7 & 7 & 7 \end{bmatrix}.$$

Таким образом, метод структурных чисел позволяет эффективно формировать описание схемы на каждом интервале постоянства структуры в общем виде. Можно показать, что объем вычислений при этом меньше, чем при использовании матричных методов, например, [Л. 5].

Система дифференциальных уравнений схемы на всех интервалах постоянства ее структуры решается следующим образом: 1. Формируется структурное число A схемы в исходном состоянии. 2. Определяются коды ветвей с вентилями, выключенными на первом ($i=1$) интервале. 3. Вычисляется A_i по (4) или (5). 4. Находятся коэффициенты передачи K^U и K^I и формируется матричное соотношение (3). 5. Если $i=i+1 \leq m$, то осуществляется переход к следующему интервалу: определяются коды ветвей с выключенными вентилями и продолжают вычисления с п. 3. Если $i=i+1 > m$, то вычисления заканчиваются.

Составление единых уравнений электромагнитных процессов. После нахождения решений систем уравнений переменных состояния на всех интервалах n -го периода начальные условия каждого i -го интервала $x_{i-1}(n+\gamma_{i-1})$ следует привести к начальным условиям периода $x(n)$ и определить функцию изменения $x(n)$ в зависимости от номера n . Для этого перейдем во временную область с приведенным временем $\bar{t}=t/T$ (T — длительность периода работы), применив обратное преобразование Лапласа к каждому из элементов матриц $D_i(p)$, $G_i(p)$ и $H_i(p)$, тогда (3) во временной области:

$$x_i(n, \varepsilon) = D_i(\varepsilon) x_{i-1}(n + \gamma_{i-1}) + G_i(\varepsilon) E + H_i(\varepsilon) J, \quad (6)$$

где n — целая часть \bar{t} ; $\varepsilon = \bar{t} - n$; $\gamma_{i-1} = \bar{t}_{i-1} - n$; \bar{t}_{i-1} — приведенное время начала i -го интервала n -го периода. Время ε на i -м интервале n -го периода изменяется в пределах $\gamma_{i-1} \leq \varepsilon \leq \gamma_i$.

Вектор начальных условий i -го интервала выбирается как последнее значение переменных состояния на предыдущем ($i-1$)-м интервале:

$$x_{i-1}(n + \gamma_{i-1}) = x_{i-1}(n, \varepsilon)_{\varepsilon=\gamma_{i-1}},$$

при этом γ_0 соответствует началу n -го периода ($\gamma_0=0$), а $x_0(n+\gamma_0)=x(n)$.

Методом математической индукции можно показать, что выражение (6), в котором начальные условия $x_{i-1}(n+\gamma_{i-1})$ приведены к начальным условиям $x(n)$, можно получить следующим образом:

$$x_i(n, \varepsilon) = D_i(\varepsilon) \left[\prod_{j=1}^{i-1} D_{i-j}(\gamma_{i-j}) \right] x(n) + \left\{ D_i(\varepsilon) \sum_{k=1}^{i-1} \left[\prod_{j=1}^{i-k-1} D_{i-j}(\gamma_{i-j}) \right] G_k'(\gamma_k) + G_i(\varepsilon) \right\} E + \left\{ D_i(\varepsilon) \sum_{k=1}^{i-1} \left[\prod_{j=1}^{i-k-1} D_{i-j}(\gamma_{i-j}) \right] H_k(\gamma_k) + H_i(\varepsilon) \right\} J, \quad (7)$$

где $D_{i-j}(\gamma_{i-j}) = D_{i-j}(\varepsilon)_{\varepsilon=\gamma_{i-j}}$, аналогично $G_k(\gamma_k)$ и $H_k(\gamma_k)$. Если $i-1=0$ или $i-k-1=0$, то

$$\prod_{j=1}^0 (...) = 1, \quad \sum_{j=1}^0 (...) = 0, \text{ и выражение (7) совпадает}$$

с (6). Соотношение (7) отражает схему рекурсивного приведения начальных условий, в результате которого в решение системы уравнений (6) входят одни и те же начальные условия. Представим (7) в свернутом виде:

$$x_i(n, \varepsilon) = \tilde{D}_i(\varepsilon) x(n) + \tilde{G}_i(\varepsilon) E + \tilde{H}_i(\varepsilon) J, \quad (8)$$

где матрицы $\tilde{D}_i(\varepsilon)$, $\tilde{G}_i(\varepsilon)$ и $\tilde{H}_i(\varepsilon)$ определяются из (7).

Для определения $x(n)$ как функции номера периода n составим и решим систему разностных уравнений для начальных условий двух смежных периодов $x(n)$ и $x(n+1)$. Для этого вычислим (8) при $i=m$, $\varepsilon=\gamma_m$ и, обозначив $x_m(n+1)=x(n+1)$, получим:

$$x(n+1) = \tilde{D}_m(\gamma_m) x(n) + \tilde{G}_m(\gamma_m) E + \tilde{H}_m(\gamma_m) J \quad (9)$$

Решение (9) проводим с помощью z -преобразования. Учитывая, что

$$z \{ I x(n+1) \} = z I x(z); \quad z \{ \tilde{D}_m(\gamma_m) x(n) \} = \tilde{D}_m(\gamma_m) x(z);$$

$$z \{ \tilde{G}_m(\gamma_m) E + \tilde{H}_m(\gamma_m) J \} = \frac{z}{z-1} \{ \tilde{G}_m(\gamma_m) E + \tilde{H}_m(\gamma_m) J \},$$

где I — единичная матрица; z — изображение решения системы (9) имеет вид:

$$x(z) = \frac{z}{z-1} [zI - \tilde{D}_m(\gamma_m)]^{-1} \{ \tilde{G}_m(\gamma_m) E + \tilde{H}_m(\gamma_m) J \}, \quad (10)$$

где $[zI - \tilde{D}_m(\gamma_m)]^{-1}$ — матрица, обратная матрице $[zI - \tilde{D}_m(\gamma_m)]$.

При использовании выражения (10) необходимо учитывать, что период напряжения (тока) независимых источников должен совпадать с периодом T работы схемы.

Оригинал $x(z)$ имеет следующий вид:

$$x(n) = \tilde{S}(n) [\tilde{G}_m(\gamma_m) E + \tilde{H}_m(\gamma_m) J], \quad (11)$$

где $\tilde{S}(n)$ вычисляется применением обратного z -преобразования к каждому из элементов матрицы

$$\frac{z}{z-1} [zI - \tilde{D}_m(\gamma_m)]^{-1}.$$

Подставляя (11) в (8), окончательно получаем:

$$x_i(n, \varepsilon) = [\tilde{D}_i(\varepsilon) \tilde{S}(n) \tilde{G}_m(\gamma_m) + \tilde{G}_i(\varepsilon)] E + [\tilde{D}_i(\varepsilon) \tilde{S}(n) \tilde{H}_m(\gamma_m) + \tilde{H}_i(\varepsilon)] J. \quad (12)$$

Совокупность решений систем уравнений (12) для всех интервалов периода описывает электромагнитные процессы в схеме преобразовательного устройства в любой момент времени (как в переходном, так и в установившемся режимах работы).

Пример. Рассмотрим анализ электромагнитных процессов в схеме импульсного преобразователя напряжения [Л. 10]. Его принципиальная схема в общем виде и операторная схема замещения для исходного состояния представлены на рис. 2 и 3, где K — ключ, периодические коммутирующий цепь источ-

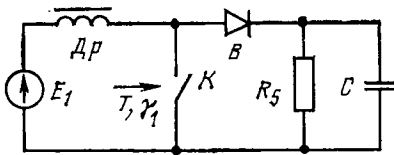


Рис. 2.

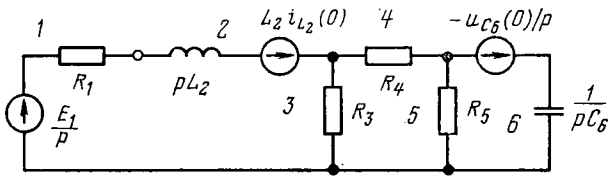


Рис. 3.

ника питания E_1 (операторное изображение $E_1(p) = E_1/p$) с периодом T и скважностью γ_1 ; R_1 и pL_2 — активное и операторное индуктивное сопротивления дросселя DP ; R_3 — сопротивление ключа K в замкнутом состоянии; R_4 — сопротивление открытого вентиля B ; R_5 — сопротивление нагрузки; $1/pC_6$ — операторное сопротивление емкости C ; $L_2 i_{L_2}(0)$ и $-u_{C_6}(0)/p$ — параметры источников начальных условий.

Для рассматриваемой схемы преобразователя $g=1$, $h=1$, $a=1$, $b=0$. В соответствии с рис. 3 коды ветвей: $\psi_1=6$, $\varphi_1=2$, $\alpha_1=1$; операторные сопротивления ветвей: $z_2=pL_2$, $z_6=1/pC_6$. Представим $E_1(p) = W_1(p)E_1$, где $W_1(p) = 1/p$.

Структурное число схемы в исходном состоянии выбираем по контурам

$$A = [1 \ 2 \ 3] \ [3 \ 4 \ 5] \ [5 \ 6].$$

На первом интервале n -го периода работы ($0 \leq \varepsilon \leq \gamma_1$) ключ K разомкнут, а вентиль B замкнут. Структурное число A_1 схемы имеет вид:

$$A_1 = \frac{\partial A}{\partial 3} = [1 \ 2 \ 4 \ 5] \ [5 \ 6].$$

Так как источников тока в схеме нет, то слагаемое с вектором J во всех решениях отсутствует. Система (3) на первом интервале

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_{C_6, 1}(p) \\ I_{L_2, 1}(p) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{p} K_{66}^U & L_2 K_{26}^U \\ -\frac{y_2}{p} K_{62}^U & y_2 L_2 K_{22}^U \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{C_6}(n) \\ i_{L_2}(n) \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} W_1(p) K_{16}^U \\ y_2 W_1(p) K_{12}^U \end{bmatrix} E_1. \end{aligned}$$

Рассмотрим процесс вычислений коэффициентов данного выражения методом структурных чисел на примере расчета K_{12}^U и K_{26}^U :

$$K_{12}^U = \frac{\text{sim}_z \left(\frac{\partial A_1}{\partial 1}, \frac{\partial A_1}{\partial 2} \right)}{\det_z A_1} z_2;$$

$$K_{26}^U = \frac{\text{sim}_z \left(\frac{\partial A_1}{\partial 2}, \frac{\partial A_1}{\partial 6} \right)}{\det_z A_1} z_6,$$

где \det_z — детерминантная функция и $\text{sim}(\dots)$ — функция совпадения алгебры структурных чисел [Л. 7].

В соответствии с определением детерминантной функции $\det_z A_1 = \det_z \begin{bmatrix} 1 & 1 & 2 & 2 & 4 & 4 & 5 \\ 5 & 6 & 5 & 6 & 5 & 6 & 6 \end{bmatrix} = [p^2 C_6 L_2 R_5 + p C_6 R_5 (R_1 + R_4) + p L_2 + R_1 + R_4] / p C_6 = \Delta_1 / p C_6$.

Вычисляем алгебраические производные

$$\frac{\partial A_1}{\partial 1} = [5 \ 6]; \quad \frac{\partial A_1}{\partial 2} = [5 \ 6]; \quad \frac{\partial A_1}{\partial 6} = [1 \ 2 \ 4 \ 5]$$

и их конъюнкции

$$\frac{\partial A_1}{\partial 1} \cap \frac{\partial A_1}{\partial 2} = [5 \ 6]; \quad \frac{\partial A_1}{\partial 2} \cap \frac{\partial A_1}{\partial 6} = [5],$$

откуда, учитывая согласное направление ветвей схемы, можно записать по определению функции совпадения, что

$$\text{sim}_z \left(\frac{\partial A_1}{\partial 1}, \frac{\partial A_1}{\partial 2} \right) = \det_z [5 \ 6] = R_5 + 1/p C_6;$$

$$\text{sim}_z \left(\frac{\partial A_1}{\partial 2}, \frac{\partial A_1}{\partial 6} \right) = \det_z [5] = R_5.$$

Следовательно, после преобразований

$$K_{12}^U = \frac{p C_6 R_5 + 1}{\Delta_1} p L_2; \quad K_{26}^U = R_5 / \Delta_1.$$

Вычисление других коэффициентов проводится в такой же последовательности. Конечный вид системы (3) на первом интервале следующий:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_{C_6, 1}(p) \\ I_{L_2, 1}(p) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\Delta_1} [p C_6 L_2 R_5 + C_6 R_5 (R_1 + R_4)] & \frac{1}{\Delta_1} L_2 R_5 \\ -\frac{1}{\Delta_1} C_6 R_5 & \frac{1}{\Delta_1} L_2 (p C_6 R_5 + 1) \end{bmatrix} \times \\ &\times \begin{bmatrix} u_{C_6}(n) \\ i_{L_2}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{p \Delta_1} R_5 \\ \frac{1}{p \Delta_1} (p C_6 R_5 + 1) \end{bmatrix} E_1. \end{aligned} \quad (13)$$

Оригинал выражения (13)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{C_6, 1}(n, \varepsilon) \\ i_{L_2, 1}(n, \varepsilon) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_{11} e^{p_1 \varepsilon} + a_{12} e^{p_2 \varepsilon} & a_{21} e^{p_1 \varepsilon} + a_{22} e^{p_2 \varepsilon} \\ a_{31} e^{p_1 \varepsilon} + a_{32} e^{p_2 \varepsilon} & a_{41} e^{p_1 \varepsilon} + a_{42} e^{p_2 \varepsilon} \end{bmatrix} \times \\ &\times \begin{bmatrix} u_{C_6}(n) \\ i_{L_2}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_{50} + a_{51} e^{p_1 \varepsilon} + a_{52} e^{p_2 \varepsilon} \\ a_{60} + a_{61} e^{p_1 \varepsilon} + a_{62} e^{p_2 \varepsilon} \end{bmatrix} E_1, \end{aligned} \quad (14)$$

где $p_1 = p'_1 T$; $p_2 = p'_2 T$; p'_1 и p'_2 — корни $\Delta_1 = 0$.

На втором интервале n -го периода работы преобразователя ($\gamma_1 \leq \varepsilon \leq 1$) ключ K замкнут, а вентиль B закрыт. Так как схема распадается на две части, то их структурные числа A'_2 и A''_2 в соответствии с правилами деления графа [Л. 7] имеют вид:

$$A'_2 = [1 \ 2 \ 3]; \quad A''_2 = [5 \ 6],$$

а система (3):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_{C_6, 2}(p) \\ I_{L_2, 2}(p) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{C_6 R_5}{p C_6 R_5 + 1} & 0 \\ 0 & \frac{L_2}{p L_2 + R_1 + R_3} \end{bmatrix} \times \\ &\times \begin{bmatrix} u_{C_6}(n + \gamma_1) \\ i_{L_2}(n + \gamma_1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{p (p L_2 + R_1 + R_3)} \end{bmatrix} E_1 \end{aligned}$$

или во временной области

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{C_6, 2}(n, \varepsilon) \\ i_{L_2, 2}(n, \varepsilon) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} e^{p_3 (\varepsilon - \gamma_1)} 0 & \\ 0 & e^{p_4 (\varepsilon - \gamma_1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{C_6}(n + \gamma_1) \\ i_{L_2}(n + \gamma_1) \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{R_1 + R_3} (1 - e^{p_4 (\varepsilon - \gamma_1)}) \end{bmatrix} E_1, \end{aligned} \quad (15)$$

где $p_3 = -T/C_6 R_5$; $p_4 = -(R_1 + R_3) T/L_2$.

В результате приведения по (7) получаем из (14) и (15)

$$\begin{aligned} \left\| \begin{matrix} u_{C6, 2}(n, \varepsilon) \\ i_{L2, 2}(n, \varepsilon) \end{matrix} \right\| &= \left\| \begin{matrix} (a_{11}e^{P_1\gamma_1} + a_{12}e^{P_2\gamma_1}) e^{P_3(\varepsilon-\gamma_1)} \\ (a_{31}e^{P_1\gamma_1} + a_{32}e^{P_2\gamma_1}) e^{P_4(\varepsilon-\gamma_1)} \end{matrix} \right\| \rightarrow \\ &\rightarrow \left\| \begin{matrix} (a_{21}e^{P_1\gamma_1} + a_{22}e^{P_2\gamma_1}) e^{P_3(\varepsilon-\gamma_1)} \\ (a_{41}e^{P_1\gamma_1} + a_{42}e^{P_2\gamma_1}) e^{P_4(\varepsilon-\gamma_1)} \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} u_{C6}(n) \\ i_{L2}(n) \end{matrix} \right\| + \\ &+ \left\| \begin{matrix} (a_{50} + a_{51}e^{P_1\gamma_1} + a_{52}e^{P_2\gamma_1}) e^{P_3(\varepsilon-\gamma_1)} \\ (a_{60} + a_{61}e^{P_1\gamma_1} + a_{62}e^{P_2\gamma_1}) e^{P_4(\varepsilon-\gamma_1)} \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} 1 - e^{P_4(\varepsilon-\gamma_1)} \\ R_1 + R_3 \end{matrix} \right\| E_1, \end{aligned} \quad (16)$$

Для получения системы разностных уравнений вычислим (16) при $\varepsilon = \gamma_2 = 1$ и обозначим

$$\left\| \begin{matrix} u_{C6}(n+1) \\ i_{L2}(n+1) \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} d_1 & d_2 \\ d_3 & d_4 \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} u_{C6}(n) \\ i_{L2}(n) \end{matrix} \right\| + \left\| \begin{matrix} d_5 \\ d_6 \end{matrix} \right\| E_1; \quad (17)$$

изображение решения системы (17) в соответствии с (10):

$$\left\| \begin{matrix} u_{C6}(z) \\ i_{L2}(z) \end{matrix} \right\| = \frac{z}{z-1} \left\| \begin{matrix} \frac{z-d_4}{\Delta} & \frac{d_2}{\Delta} \\ \frac{d_3}{\Delta} & \frac{z-d_1}{\Delta} \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} d_5 \\ d_6 \end{matrix} \right\| E_1,$$

где $\Delta = z^2 - z(d_1 + d_4) + d_1d_4 - d_2d_3$, а его оригинал

$$\left\| \begin{matrix} u_{C6}(n) \\ i_{L2}(n) \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} f_1(n) & f_2(n) \\ f_3(n) & f_4(n) \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} d_5 \\ d_6 \end{matrix} \right\| E_1 = \left\| \begin{matrix} N_1(n) \\ N_2(n) \end{matrix} \right\| E_1.$$

Окончательно уравнения электромагнитных процессов в схеме преобразователя напряжения имеют вид: на первом интервале периода работы

$$\begin{aligned} \left\| \begin{matrix} u_{C6, 1}(n, \varepsilon) \\ i_{L2, 1}(n, \varepsilon) \end{matrix} \right\| &= \\ &= \left\| \begin{matrix} a_{50} + [a_{11}N_1(n) + a_{21}N_2(n) + a_{51}]e^{P_1\varepsilon} + \\ + [a_{12}N_1(n) + a_{22}N_2(n) + a_{52}]e^{P_2\varepsilon} \\ a_{60} + [a_{31}N_1(n) + a_{41}N_2(n) + a_{61}]e^{P_1\varepsilon} + \\ + [a_{32}N_1(n) + a_{42}N_2(n) + a_{62}]e^{P_2\varepsilon} \end{matrix} \right\| E_1; \end{aligned}$$

на втором интервале периода работы

$$\begin{aligned} \left\| \begin{matrix} u_{C6, 2}(n, \varepsilon) \\ i_{L2, 2}(n, \varepsilon) \end{matrix} \right\| &= \\ &= \left\| \begin{matrix} [(a_{11}e^{P_1\gamma_1} + a_{12}e^{P_2\gamma_1})N_1(n) + (a_{21}e^{P_1\gamma_1} + a_{22}e^{P_2\gamma_1})N_2(n) + \\ + a_{50} + a_{51}e^{P_1\gamma_1} + a_{52}e^{P_2\gamma_1}]e^{P_3(\varepsilon-\gamma_1)} \\ [(a_{31}e^{P_1\gamma_1} + a_{32}e^{P_2\gamma_1})N_1(n) + (a_{41}e^{P_1\gamma_1} + a_{42}e^{P_2\gamma_1})N_2(n) + \\ + a_{60} + a_{61}e^{P_1\gamma_1} + a_{62}e^{P_2\gamma_1}]e^{P_4(\varepsilon-\gamma_1)} + \frac{1 - e^{P_4(\varepsilon-\gamma_1)}}{R_1 + R_3} \end{matrix} \right\| E_1. \end{aligned}$$

Полученные единые уравнения описывают переходный и установившийся режимы работы импульсного преобразователя напряжения и являются функциями времени t , так как $t = (n + \varepsilon)T$. Кроме того, в эти уравнения в явном виде не входят начальные условия для переменных состояния.

При наличии в схеме преобразовательного устройства элементов, эквивалентная схема которых содержит управляемые (зависимые) источники напряжения или тока, для вычисления коэффициентов передачи K^U и K^I можно воспользоваться методом направленных структурных чисел [Л. 11] или методом обобщенных чисел [Л. 12]. Рассмотренный алгоритм анализа достаточно формализован, поэтому при анализе схем высокого порядка применение ЦВМ не вызывает трудностей.

Вывод. Метод структурных чисел позволяет установить наглядную связь между преобразованием структуры схемы и изменением ее описания, а также уменьшить объем вычислений при анализе схем. Применение непрерывного и дискретного преобразований Лапласа совместно с методом разностных уравнений и методом структурных чисел дает возможность получить единые уравнения для переходных и установившихся режимов работы преобразовательного устройства, в котором период напряжений (токов) независимых источников должен совпадать с периодом работы схемы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дижур Д. П. Метод моделирования на ЦВМ вентильных преобразовательных схем. — Изв. НИИПТ, 1970, вып. 16.
2. Михалевич Г. А., Макаров А. М., Быков Л. Н. Цифровое моделирование электромагнитных процессов в источнике асимметричного разнополярного тока для гальванической ванны. — Проблемы технической электродинамики, 1976, вып. 57.
3. Карпов В. А., Левченко В. В. Топологический метод формирования систем уравнений каскадно-мостового преобразователя для цифрового динамического моделирования. — Электричество, 1975, № 11.
4. Шаталов А. С. Базовые характеристики линейных систем с периодически изменяемой структурой. — Электричество, 1974, № 7.
5. Авакьянц С. Д., Пакидов А. П. Анализ переходных и установившихся электромагнитных процессов в вентильных преобразователях с применением теории графов и дискретного преобразования Лапласа. — В кн.: Такеути Т. Теория и применение вентильных цепей для регулирования двигателей. — Л.: Энергия, 1973.
6. Толстов Ю. Г. Автономные инверторы тока. — М.: Энергия, 1978.
7. Беллерт С., Возняцки Г. Анализ и синтез электрических цепей методом структурных чисел. — М.: Мир, 1972.
8. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. — М.: Физматгиз, 1963.
9. Тимонтеев В. М., Лисица В. Ф., Калниболотский Ю. М. Связь между матрицей схемы и ее топологической структурой. — Автоматика, 1967, № 6.
10. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Преобразовательная техника. — Киев: Вища школа, 1978.
11. Сигорский В. П., Калниболотский Ю. М. Матрично-топологический метод анализа электронных схем. — Электросвязь, 1968, № 12.
12. Трохименко Я. К. Метод обобщенных чисел и анализ линейных цепей. — М.: Советское радио, 1972.
13. Шаталов А. С. Блочная матричная форма расширенных уравнений состояния линейных электрических цепей. — Электричество, 1978, № 12.

[04.10.79]

Расчет распределения импульсных напряжений по элементам высоковольтного тиристорного вентиля

ТИМОШЕНКО А. Л., инж., ТОЛСТОВ Ю. Г., доктор техн. наук
Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

Высоковольтные тиристорные преобразовательные установки состоят в основном из большого числа последовательно и параллельно соединенных тиристоров. Экономичность преобразователя в первую очередь зависит от числа последовательно соединенных тиристоров.

В процессе работы на преобразователь воздействуют перенапряжения, вызванные нормальными рабочими коммутациями. Основная часть перенапряжений имеет импульсный характер: они характеризуются крутыми фронтами нарастания напряжения и могут эквивалентироваться при испытаниях стандартными испытательными волнами. Перенапряжения, возникающие при срабатывании защитных искровых разрядников (без ограничивающих резисторов), в также при перекрытии изоляции преобразователя, имеют форму срезанной испытательной волны.

При воздействии перенапряжений с крутыми фронтами на цепочку последовательно соединенных тиристоров напряжение и скорость его нарастания распределяются резко неравномерно по тиристорам, если не принять специальных мер по выравниванию распределения напряжения. В ряде случаев в таком выравнивании может и не быть никакой необходимости. Однако, для того чтобы решить вопрос о том, какие меры следует принять для обеспечения надежной работы тиристоров в высоковольтном преобразователе, необходимо рассчитать электромагнитный процесс в цепочке, состоящей из большого числа тиристорных ячеек, и оценить воздействие напряжений на каждый тиристор. Поэтому на этапе разработки распределению импульсных напряжений между тиристорными ячейками уделяется большое внимание.

Известны исследования, посвященные расчету распределения импульсных напряжений по последовательным элементам тиристорных преобразователей [Л. 1 и 2], в которых в основном рассмотрены упрощенные цепочечные схемы, состоящие из последовательно соединенных RC -цепей и поперечных конструктивных емкостей на землю. Эквивалентная же схема преобразователя может иметь гораздо более сложную структуру. В настоящее время высоковольтный преобразователь по конструктивно-технологическим соображениям принято строить по так называемому модульному принципу. Модуль представляет собой законченную конструктивную единицу, включающую в себя группу сило-

вых тиристоров с защитными цепями и системой распределения управляющих импульсов, насыщающийся дроссель, демпферную цепь и другие вспомогательные элементы. Такое построение схемы позволяет составлять из модулей преобразователь на требуемые напряжения и токи.

На рис. 1 представлена наиболее общая схема модуля, тиристорные ячейки которого имеют комбинированную защиту от перенапряжений. Каждый тиристор защищен RC -цепью и лавинными ограничителями: RC -цепь обеспечивает защиту тиристора от перенапряжений при их включении и выключении в номинальном рабочем режиме, а лавинные ограничители — в переходных и аварийных режимах. Для ограничения скорости нарастания тока (di/dt) от разряда емкости RC -цепи при включении тиристора в RC -цепь включена индуктивность $L = 30\text{—}50$ мкГ (обычно, это собственная индуктивность резистора R). Каждый тиристорный модуль снабжен делительной емкостью C_d и насыщающимся дросселем $НД$, ограничивающим значение di/dt от разряда конструктивных и делительной емкостей при включении тиристоров.

Для расчета распределения импульсных напряжений по элементам высоковольтного тиристорного вентиля (ВТВ) представим схему вентиля отрезком однородной линии с распределенными параметрами длиной l , один конец которой замкнут накоротко, а к другому приложен импульс напряжения. В этом случае определение тока и напряжения в линии в операторной форме сводится к решению системы уравнений

$$\left. \begin{aligned} -\frac{dU(x, p)}{dx} &= Z(p) I(x, p); \\ -\frac{dI(x, p)}{dx} &= \frac{U(x, p)}{Z'(p)} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

с граничными условиями

$$U(l, p) = 0, U(0, p) = U_0(p), \quad (2)$$

где $U_0(p)$ — изображение воздействующего на линию импульса напряжения; x — текущая координата вдоль линии; $Z(p)$ и $Z'(p)$ — изображения удельных продольного и поперечного сопротивлений линии.

Решение системы (1) при граничных условиях (2) имеет вид:

$$U(x, p) = U_0(p) \frac{\operatorname{sh} [v(l-x)]}{\operatorname{sh}(vl)}, \quad (3)$$

где

$$v^2 = \frac{Z(p)}{Z'(p)}. \quad (4)$$

Представление высоковольтного преобразователя отрезком однородной линии с распределенными параметрами не совсем корректно, поскольку на самом деле он является цепной линией с ограниченным количеством ячеек. Ячейки с достаточной степенью точности можно считать одинаковыми, и

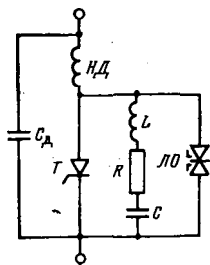


Рис. 1. Схема тиристорного модуля.
 T — силовые тиристоры; $НД$ — насыщающийся дроссель; R, L, C — параметры защитной индуктивной RC -цепи; $ЛО$ — лавинные ограничители; C_d — модульная длительная емкость.

каждая из них представляет собой электрическую цепь, изображенную на рис. 2.

Конечно полная эквивалентная схема тиристорного вентиля гораздо сложнее: она должна включать межмодульные взаимные емкости, и, кроме того, в схеме вентиля имеются нелинейные элементы (насыщающийся дроссель, тиристоры и лавинные ограничители). Расчеты и измерения показали, что для реальных ВТВ межмодульные емкости составляют 5—30 пФ, поэтому ими можно пренебречь. При воздействии волн с крутыми фронтами время воздействия фронта перенапряжения меньше времени полного перемагничивания насыщающегося дросселя, а емкостные токи, протекающие при этом через дроссель, меньше токов насыщения его магнитопровода. Вследствие этого при воздействии импульсных волн с крутыми фронтами дроссель работает на линейном участке своей характеристики и его можно заменить в схеме линейной индуктивностью.

Перенапряжения на тиристорах не превосходят неповторяющихся напряжений, а на лавинных ограничителях — напряжения лавинообразования, поэтому на этих участках их вольт-амперные характеристики можно считать линейными. Барьерные емкости $p\text{-}$ переходов являются функцией приложенного к ним напряжения, но учитывая, что каждый тиристор защищен RC -цепью с емкостью не менее 0,1 мкФ, что более чем на два порядка превышает барьерную емкость перехода, влияние изменения барьерной емкости на процессы несущественно. Приведенные допущения подтверждают правомерность замены реального ВТВ однородной линией (рис. 2) для существенного упрощения расчетов.

Известно [Л. 3], что операторное изображение напряжения в узле s цепной линии из N ячеек при замкнутом накоротко ее конце имеет вид

$$U(s, p) = U_0(p) \frac{\operatorname{sh} [\mu (N - s)]}{\operatorname{sh} (\mu N)}, \quad (5)$$

где

$$\operatorname{ch} \mu = 1 + \frac{Z_1(p)}{2Z'_1(p)}. \quad (6)$$

$Z_1(p)$ и $Z'_1(p)$ — изображение продольного и поперечного сопротивлений звена цепной линии. Нахождение оригинала по изображению (5) более сложно, чем нахождение оригинала по изображению (3), причем трудности возрастают с усложнением структуры ячейки.

Как правило, в высоковольтных тиристорных вентилях продольное сопротивление ячейки много меньше поперечного, т. е.

$$|Z_1(p)| |Z'_1(p)| \ll 1, \quad (7)$$

что объясняется тем, что продольные емкости тиристорного вентиля, включающие в себя емкости защитных цепей тиристоров и делительных или демпферных модульных цепей, на порядок и более больше конструктивных емкостей на землю элементов тиристорного вентиля. В реальных тиристорных вентилях емкости модулей на землю лежат в пределах 50—300 пФ, в то время как продольные емкости составляют 3 000—50 000 пФ. При выполнении условия (7) из (6) следует, что

$$\mu^2 \approx |Z_1(p)| / |Z'_1(p)|.$$

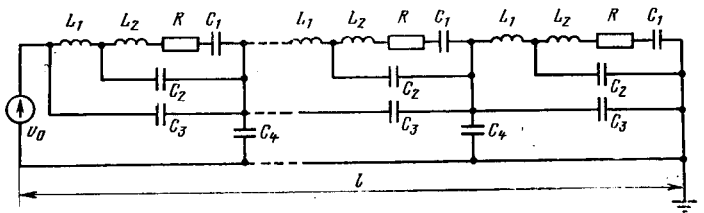


Рис. 2. Расчетная эквивалентная схема тиристорного вентиля. u_0 — воздействующая импульсная волна напряжения; L_1 — индуктивность дросселя насыщения; L_2, R, C_1 — параметры защитной RC -цепи; C_2 — собственная емкость тиристоров и лавинных ограничителей; C_3 — модульная делительная емкость; C_4 — емкость модуля на землю.

В этом случае формула (5) фактически сводится к формуле (3) и, следовательно, представление тиристорного вентиля в виде отрезка линии с распределенными параметрами правомерно. При расчете схемы рис. 2 получаем:

$$Z(p) = \frac{A_1 p^4 + A_2 p^3 + A_3 p^2 + A_4 p + A_5}{N_1 p^5 + N_2 p^4 + N_3 p^3 + N_4 p^2 + N_5 p}; \quad (8)$$

$$Z'(p) = \frac{1}{C_4 p}; \quad (9)$$

$$v = \sqrt{\frac{M(p)}{N(p)}}, \quad (10)$$

где

$$M(p) = M_1 p^4 + M_2 p^3 + M_3 p^2 + M_4 p + M_5; \quad (11)$$

$$N(p) = N_1 p^4 + N_2 p^3 + N_3 p^2 + N_4 p + N_5; \quad (12)$$

$$\left. \begin{aligned} M_i &= A_i C_4; \quad M_1 = C_1 C_2 C_4 L_1 L_2; \\ M_2 &= RC_1 C_2 C_4 L_1; \quad M_3 = [(C_1 + C_2) L_1 + C_1 L_2] C_4; \\ M_4 &= C_4; \quad N_1 = C_1 C_2 C_3 L_1 L_2; \\ N_2 &= RC_1 C_2 C_3 L_1; \quad N_3 = C_1 C_3 L_2 + C_1 C_2 L_2 + \\ &+ (C_1 + C_2) C_3 L_1; \quad N_4 = RC_1 C_3 + RC_1 C_2; \\ N_5 &= C_1 + C_2 + C_3. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Характер особых точек $U(x, p)$ неизвестен, поэтому при обратном преобразовании контур интегрирования выбираем таким, чтобы он охватывал все особые точки окружностями малого радиуса.

Обозначим $U(x, p) = U_0(p) \psi(p)$ и представим ее как сумму двух составляющих:

$$U(x, p) = U_1(x, p) + U_2(x, p), \quad (14)$$

где $U_1(x, p)$ охватывает особые точки, соответствующие полюсам функции приложенного воздействия $U_0(p)$, а $U_2(x, p)$ — все остальные особые точки $U(x, p)$.

Составляющая от особых точек $U(x, p)$, соответствующих полюсам воздействия $U_0(p)$, определяется через вычеты известной функции

$$U_1(x, t) = \sum_{p_i} \operatorname{res} [U_0(p_i) \psi(p_i) e^{p_i t}]. \quad (15)$$

Для нахождения составляющей от остальных особых точек $U(x, p)$ разложим $\psi(p)$ в окрестности особой точки p_{kn} в ряд Тейлора и пренебрежем членами разложения выше первой степени. Тогда в окрестности особой точки p_{kn}

$$\operatorname{sh} [v(p) l] = (-1)^k Z l \frac{dv}{dp}, \quad (16)$$

где

$$Z = p - p_{kn}.$$

Учитывая при этом, что согласно (10)

$$\frac{dv}{dp} = \frac{v \left[\frac{dM(p)}{dp} - v^2 \frac{dN(p)}{dp} \right]}{2M(p)} \quad (17)$$

и

$$v_k = j \frac{k\pi}{l}, \quad (18)$$

получаем, что в окрестности особой точки p_{kn} , являющейся корнем уравнения $\text{sh}[v(p)l] = 0$ или, что то же самое, уравнения

$$M(p) + \left(\frac{k\pi}{l} \right)^2 N(p) = 0, \quad (19)$$

$$\psi(p_{kn}) = \frac{2jM(p_{kn}) \sin \left(k\pi \frac{l-x}{l} \right)}{(-1)^k l Z v \left[\frac{dM(p_{kn})}{dp} - v^2 \frac{dN(p_{kn})}{dp} \right]}.$$

Положим $Z = re^{j\varphi}$, тогда

$$\begin{aligned} U_2(x, t) &= \frac{1}{2\pi j} \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \sum_k \sum_n U_0(p_{kn}) e^{p_{kn}t} \times \\ &\times \frac{2M(p_{kn}) \sin \left(k\pi \frac{l-x}{l} \right)}{(-1)^k k\pi \left[\frac{dM(p_{kn})}{dp} + \left(\frac{k\pi}{l} \right)^2 \frac{dN(p_{kn})}{dp} \right]} \times \\ &\times \int_0^{2\pi} \frac{jre^{j\varphi}}{re^{j\varphi}} d\varphi = \sum_k \sum_n U_0(p_{kn}) e^{p_{kn}t} \times \\ &\times \frac{2M(p_{kn}) \sin \left(k\pi \frac{l-x}{l} \right)}{(-1)^k k\pi \left[\frac{dM(p_{kn})}{dp} + \left(\frac{k\pi}{l} \right)^2 \frac{dN(p_{kn})}{dp} \right]}. \quad (20) \end{aligned}$$

Отметим, что функция $\psi(p)$ при $k=0$ особенностей не имеет. Кроме того, корни уравнения (19) не зависят от знака k , а каждому значению k соответствуют четыре корня этого уравнения вследствие того, что $M(p)$ и $N(p)$ являются полиномами четвертой степени. Поэтому при вычислении суммы в выражении (20) пределы для k и n следующие: $k=1, 2, 3, \dots, \infty$; $n=1, 2, 3, 4$.

Как ранее отмечалось, продольные емкости схемы на порядок и более превышают поперечные. Это приводит к тому, что коэффициенты M_i полинома $M(p)$ значительно меньше соответствующих коэффициентов N_i полинома $N(p)$. Таким образом, уравнение (19) сводится к уравнению $N(p)=0$. Следовательно, можно считать, что корни p_{kn} уравнения (19) не зависят от k и равны корням p_n уравнения $N(p)=0$. Тогда, учитывая (15), имеем:

$$\begin{aligned} U(x, t) &= \sum_{p_i} \text{res} [U_0(p_i) \psi(p_i) e^{p_i t}] + \\ &+ \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^4 U_0(p_n) M(p_n) e^{p_n t} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\pi y)}{(-1)^k k (R + k^2 s)}, \quad (21) \end{aligned}$$

где

$$\left. \begin{aligned} y &= \frac{l-x}{l}, \\ R &= \frac{dM(p_n)}{dp}; \\ s &= \left(\frac{\pi}{l} \right)^2 \frac{dN(p_n)}{dp}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

На этом задачу распределения импульсных перенапряжений по элементам тиристорного вентиля можно считать решенной, однако полученное выражение (21) громоздко и неудобно для анализа. Для облегчения анализа вычислим сумму $\sum_{k=1}^{\infty}$ знакопеременного ряда формулы (21). Для этого сначала проверим сходимость данного ряда. Ряд сходится, поскольку сходится его мажоранта [Л. 4]:

$$\int_1^{\infty} \frac{dm}{m(R + m^2 s)} = \frac{\ln \frac{R+s}{R}}{2R}.$$

Рассмотрим вспомогательную функцию комплексного переменного

$$f(w) = \frac{\sin(w\pi y)}{w(R + w^2 s) \sin(\pi w)} \quad (23)$$

и вычислим интеграл по контуру, охватывающему все особые точки данной функции. Это функция четная и аналитическая на всей комплексной плоскости, за исключением точек $w = \pm j\sqrt{R/s}$ и точек $w = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \infty$, расположенных на вещественной оси, а также точки $w=0$. Поэтому, с одной стороны, интеграл равен удвоенной искомой сумме (сумма вычетов по всем точкам $w = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \infty$ плюс вычеты в точках $w = \pm j\sqrt{R/s}$ и $w=0$). С другой стороны, этот интеграл равен нулю. Таким образом,

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\pi y)}{(-1)^k k (R + k^2 s)} &= \\ &= -\frac{1}{2} \left[\sum \text{res} \left(\pm j\sqrt{\frac{R}{s}} \right) + \text{res} [f(0)] \right]. \quad (24) \end{aligned}$$

Отмечая, что вычет функции $f(w)$ в нуле равен $\text{res}[f(0)] = y/R$, находим

$$\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\pi y)}{(-1)^k k (R + k^2 s)} = \frac{2\pi}{R} \left[\frac{\text{sh} \left(\pi y \sqrt{\frac{R}{s}} \right)}{\text{sh} \left(\pi \sqrt{\frac{R}{s}} \right)} - y \right]. \quad (25)$$

Подставив (25) в (21), получим выражение распределения напряжения вдоль линии в зависимости от времени и текущей координаты:

$$\begin{aligned} U(x, t) &= \sum_{p_i} \text{res} \left[U_0(p_i) \frac{\text{sh}[v(p_i)(l-x)]}{\text{sh}[v(p_i)l]} e^{p_i t} \right] + \\ &+ \sum_{n=1}^4 \frac{U_0(p_n) M(p_n)}{2M(p_n) \frac{dp}{dp}} \times \end{aligned}$$

$$\times \left\{ \frac{\operatorname{sh} \left[(l-x) \sqrt{\frac{dM(p_n)}{dp} : \frac{dN(p_n)}{dp}} \right]}{\operatorname{sh} \left[l \sqrt{\frac{dM(p_n)}{dp} : \frac{dN(p_n)}{dp}} \right]} - \frac{l-x}{l} \right\} e^{p_n t} \quad (26)$$

При качественном анализе полученного выражения следует отметить, что

1. Форма кривой напряжения в начале линии повторяет форму приложенного сигнала, а в конце линии равно нулю.

2. Выражение для расчета распределения напряжения вдоль линии имеет две составляющие. Причем, первая составляющая в общем случае не является вынужденной, а вторая свободной, как это может показаться на первый взгляд. Например, при воздействии на схему апериодического импульса второго порядка

$$U_0(t) = A(e^{-t/T_1} - e^{-t/T_2})$$

— волны ГИН, хорошо эквивалентирующей воздействующие импульсные перенапряжения, первая составляющая для времени $t=0$

$$U_1(x) = A \left\{ \frac{\operatorname{sh} \left[v \left(-\frac{1}{T_1} \right) (l-x) \right]}{\operatorname{sh} \left[v \left(-\frac{1}{T_1} \right) l \right]} - \frac{\operatorname{sh} \left[v \left(-\frac{1}{T_2} \right) (l-x) \right]}{\operatorname{sh} \left[v \left(-\frac{1}{T_2} \right) l \right]} \right\}$$

3. Распределение напряжения вдоль линии неравномерное и, кроме того, устанавливается по всем точкам линии неодновременно.

4. Корни p_i в первой составляющей напряжения определяются только функцией приложенного напряжения, а корни p_n во второй составляющей зависят от соотношения параметров исследуемой схемы тиристорного вентиля. При этом возможны три случая:

а) все корни действительные; в этом случае процесс установления напряжения в линии носит апериодический характер;

б) два корня действительные и два комплексно-сопряженные; процесс в линии носит апериодический характер с наложенной колебательной составляющей;

в) корни попарно комплексно-сопряженные; при этом в линии наблюдаются колебания напряжения с двумя частотами (амплитуды, частоты и степень затухания колебаний определяются соотношениями параметров схемы).

Пример. По полученным зависимостям проведен расчет распределения напряжения по модулям ВТВ на напряжение 130 кВ и средний ток 300 А. Вентиль состоит из 10 модулей, каждый из которых включает в себя 14 силовых тиристоров с защитными цепями и цепями управления, анодный реактор и модульную делительную емкость. Конструктивно модули в вентиле размещены в два слоя: по пять последовательно соединенных модулей в каждом слое. Емкость модулей верхнего слоя на землю составляет около 90 пФ, а нижнего — 120 пФ. Параметры ячейки модуля (по схеме рис. 2): $C_1 =$

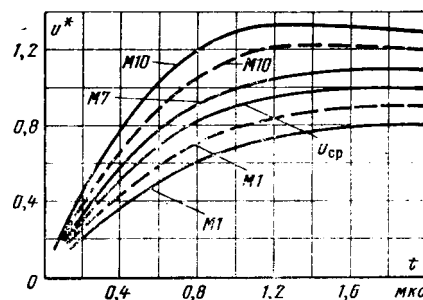


Рис. 3. Расчетное и экспериментальное распределения импульсной волны 1,5/40 мкс по модулям тиристорного вентиля.

$M1-M10$ — напряжения на модулях (нумерация модулей, начиная от нулевого потенциала); $U_{cp} = 0,1 U_0$ — среднее значение воздействующего на модуль импульсного напряжения: — расчет; — — — эксперимент.

$= 9 \cdot 10^{-9}$ Ф; $C_2 = 0,1 \cdot 10^{-9}$ Ф; $C_3 = 3 \cdot 10^{-9}$ Ф; $C_4 = 100 \cdot 10^{-12}$ Ф; $L_1 = 0,3 \cdot 10^{-3}$ Г; $L_2 = 7 \cdot 10^{-4}$ Г; $R = 1,3 \cdot 10^3$ Ом.

К схеме приложена волна ГИН 1,5/40 мкс, при этом $T_1 = 53 \cdot 10^{-6}$ с; $T_2 = 0,528 \cdot 10^{-6}$ с; $v(-1/T_1) = 0,06413$; $v(-1/T_2) = 0,125926$.

Корни для расчета второй составляющей напряжения: $p_1 = -0,5885 \cdot 10^{-6}$; $p_2 = -0,7611 \cdot 10^{-6}$; $p_{3,4} = -0,2538 \cdot 10^6 \pm \pm j0,5777 \cdot 10^7$.

Зависимость напряжения от времени и координаты линии (в относительных величинах):

$$u = 1,0571 \left\{ \frac{\operatorname{sh} [0,06413 (10-x)]}{\operatorname{sh} 0,6413} e^{-\frac{t}{53 \cdot 10^{-6}}} - \frac{\operatorname{sh} [0,126 (10-x)]}{\operatorname{sh} 1,26} e^{-\frac{t}{0,528 \cdot 10^{-6}}} \right\} +$$

$$+ 5,55 \left\{ \frac{\operatorname{sh} 0,1386 (10-x)}{\operatorname{sh} 1,386} - 1 + 0,1x \right\} e^{-0,5885 \cdot 10^6 t} -$$

$$- 3,95 \left\{ \frac{\operatorname{sh} [0,1459 (10-x)]}{\operatorname{sh} 1,459} - 1 + 0,1x \right\} e^{-0,7611 \cdot 10^6 t},$$

$$x = 1, 2, \dots, 10.$$

Колебательная составляющая (от комплексных корней) составила не более 2% от апериодической составляющей.

Для этого же тиристорного вентиля измерено распределение напряжения по модулям при воздействии на вентиль импульсных стандартных волн 1,5/40 мкс, формируемых генератором волн. Напряжение на модулях измерялось с помощью двух идентичных малоемкостных (< 15 пФ) делителей напряжения (пробников), входы которых подключаются к выводам модуля, а выходы — к дифференциальному усилителю осциллографа. Такая схема измерений дает хорошие результаты подавления так называемых синфазных помех.

На рис. 3 приведены расчетные и экспериментальные распределения напряжения по модулям. Неравномерность деления напряжения объясняется тем, что токи через поперечные емкости схемы загружают продольные сопротивления схемы тем больше, чем ближе они располагаются к источнику напряжения. Расхождение экспериментальных и расчетных значений составляет 10—15% и может быть объяснено следующими причинами:

1. Схема ВТВ представлена однородной линией. В действительности же емкость на землю первого — пятого модулей отличается от емкости шестого — десятого модулей. В расчетную схему введено усредненное значение этой емкости. Для более точного расчета схему данного ВТВ следует рассматривать как последовательное включение двух однородных линий с распределенными параметрами.

2. Насыщающийся дроссель эквивалентирован в расчетной схеме линейной индуктивностью. В расчетах принято значение индуктивности, соответствующее индуктивности дросселя в ненасыщенном состоянии при его работе на восходящей кривой петли гистерезиса (с большим значением магнитной проницаемости). При этом получается наибольшее значение индуктивности дросселя и, тем самым, расчеты определяют верхнюю границу неравномерности распределения напряжения. В ре-

Исследование эксплуатационно-технических ограничений потребляемой генераторами реактивной мощности

ТУЛЬЧИНСКИЙ Г. А.
Усть-Илимская ГЭС

Максимальному использованию возможностей генераторов в режимах недо возбуждения препятствуют два основных ограничивающих фактора: повышенный нагрев активной стали в зоне лобовых частей обмотки статора и снижение относительно нормативов запасов статической и динамической устойчивости, связанное с увеличением внутреннего угла генератора.

При вводе генераторов в эксплуатацию характеристики ограничителя минимального возбуждения (ОМВ) устанавливаются по данным завода-изготовителя, основанным на магнитных и тепловых расчетах торцевой зоны статора. В отношении второго фактора считается, что при наличии АРВ сильного действия с ОМВ предельный внутренний угол генератора не должен превышать 90° , а запас устойчивости по утяжеляемому параметру (реактивной мощности) может быть принят на уровне 20% [Л. 1].

На Усть-Илимской ГЭС проведены исследования и натурные испытания с целью сопоставить расчетные данные с экспериментальными и выявить, какое из указанных выше ограничений является определяющим, учитывая возможные в эксплуатации изменения схемы и режимных параметров.

В качестве аппарата исследования устойчивости и эффективности регулирования применялись частотные методы. Их преимущество заключается в возможности использования экспериментальных частотных характеристик, отражающих динамические свойства системы в режиме малых колебаний. Известны методы и критерии, позволяющие на основе анализа частотных характеристик оценить допустимость замыкания схемы регулирования, выявить влияние параметров регулятора на запас устойчивости системы, сравнивать варианты по качеству переходного процесса.

Электрическая схема испытаний приведена на рис. 1, а. Исследовались три схемы внешних соединений испытуемого генератора ИГ: схема I — работа ИГ на шины ГЭС (отключен выключатель 1В); схема II — работа ИГ на местный район (отключен выключатель 2В); схема III — выделение ИГ на ВЛ 1Л (отключены выключатели 1В, 3В, 4В). Все генераторы оснащены унифицированным АРВ сильного действия со стабилизацией по частоте. Подачей гармонического сигнала от генератора синусоидальных колебаний ГСК на вход суммирующего магнитного усилителя АРВ в каждом опыте определялись (рис. 1, б): $W_c(jv)$, $h_c(jv)$ — амплитудно-фазовая характеристика (а. ф. х.) объекта и регулятора по параметру стабилизации; $W_f(jv)$ — а. ф. х. общей части системы регулирования возбуждения; $W_n(jv)$ — «внешняя» а. ф. х. по

параметру ограничения; в качестве параметра Π исследовались реактивная мощность Q и внутренний угол δ .

Практический способ проверки запаса устойчивости с применением критерия Найквиста описан в [Л. 2]. Наличие нелинейного элемента-ограничителя усложняет проверку. Статическая характеристика ограничителя

$$i = \varphi(\Pi), \quad 0 \leq \varphi(\Pi) / \Pi \leq k$$

существенно нелинейна в области «вступления ОМВ в работу». Положение этой области на плоскости (φ, Π) зависит от режима работы генератора и выбранной настройки ОМВ. Поэтому представляет интерес определить ограничения, которые должны быть наложены на частотные характеристики, чтобы обеспечивалась устойчивость в целом при любых нелинейных характеристиках $\varphi(\Pi)$. Такую возможность предоставляет применение теоремы В. М. Попова [Л. 3]. Эта теорема устанавливает, что при устойчивости линейной части $W_n(jv)$ достаточным условием абсолютной устойчивости в угле является существование такого конечного действительного числа q , что при всех $v \geq 0$ выполняется неравенство

$$\operatorname{Re}[(1 + jqv)W_n(jv)] + 1/k > 0. \quad (1)$$

Теорема Попова допускает простую и наглядную геометрическую интерпретацию: годограф видоизмененной частотной характеристики

$$W^*(jv) = U + jV = \operatorname{Re} W_n(jv) + jv \operatorname{Im} W_n(jv)$$

должен целиком располагаться справа от прямой

$$U - qV + 1/k = 0,$$

проходящей через точку $(-1/k, j0)$. Характеристика $W^*(jv)$ легко может быть построена по а. ф. х. линейной части системы рис. 1, определенной в эксперименте. Для этого ординаты характеристики линейной части умножают на соответствующие значения v и через новые точки строят искомую характеристику. Пользуясь критерием В. М. Попова, по положению видоизмененной а. ф. х. можно установить, при каких максимальных значениях k система с ОМВ будет устойчива. Выполнение условия (1) проверялось в диапазоне частот от 0,8 до 1,2 Гц. Число точек, определяющих видоизмененную а. ф. х. в этом диапазоне частот, должно быть достаточно большим, что предъявляет соответствующие требования к точности установки частот ГСК и качеству обработки данных.

Для выявления предельных по устойчивости режимов задавалось ограничение коэффициента усиления ОМВ снизу, в качестве которого принималось его минимальное значение, обеспечивающее статизм характеристики ОМВ по напряже-

альных условиях насыщающийся дроссель в момент воздействия фронта импульсного перенапряжения работает на участках петли, соответствующих значительно меньшему значению магнитной проницаемости, т. е. индуктивность дросселя меньше принятой в расчетах, что благоприятно сказывается на равномерности распределения напряжения.

Выводы. 1. Высоковольтный тиристорный вентиль для расчета распределения импульсного напряжения по его элементам можно представить отрезком однородной линии с распределенными параметрами, при этом расчетные зависимости упрощаются по сравнению с зависимостями для однородной цепной линии. Это особенно существенно при сложной структуре тиристорной ячейки.

2. При рассмотрении наиболее общей схемы замещения тиристорного вентиля выявлена возможность появления колебаний в схеме при воздействии на нее импульсных перенапряжений.

3. По полученным зависимостям возможно рассчитывать распределение импульсных воздействий по элементам высоковольтного тиристорного вентиля, а также решать обратную задачу — рассчитывать параметры схемы для заданного распределения напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шульга Р. Н. Определение максимальных рабочих напряжений на вентилях одномотового и многомотового преобразователей. — ЭП. Преобразовательная техника, 1973, вып. 10/45.
2. Нечаев О. П., Федотов А. И. Методика выбора параметров анодного реактора и цепочек для защиты тиристорного вентиля. — Электротехника, 1979, № 3.
3. Конторович М. И. Операционное исчисление и процессы в электрических цепях. — М.: Наука, 1964.
4. Двайт Г. Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы. — М.: Наука, 1978.

нию на выводах генератора не более 10% (для принятой на момент эксперимента настройки АРВ):

$$\left. \begin{aligned} k &> 12 \text{ мкА/эл. град. при } P = \delta; \\ k &> 75 \text{ мкА/Мвар при } P = Q. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

На рис. 2 приведены экспериментальные видоизмененные а. ф. х. при $P=0,85$, $Q=0,12$ и различных схемах включения испытуемого генератора. В схемах I и II критерий Попова допускает практически неограниченный коэффициент усиления ОМВ, величина k ограничивается здесь лишь практической целесообразностью. В схеме III устойчивость обеспечивается только при $k < 15$ мкА/эл. град. или $k < 100$ мкА/Мвар.

Это обстоятельство имеет существенное значение, поскольку режимные условия, отраженные схемой III, могут существовать как длительно (например, в процессе формирования электрической схемы строящейся электростанции), так и эпизодически (в часы минимума нагрузок, в послеаварийных режимах, как следствие действия противоаварийной автоматики и т. п.).

Снимая характеристики при постепенном утяжелении режима недовозбуждения, можно определить поле значений $Q = f(P)$, допустимых по условиям (1) и (2). Предельная характеристика получена для схемы III. Она показана на рис. 3 (кривые 1 и 2). Как видно из этого рисунка, сколько-нибудь заметная разница сказывается лишь в области, близкой к номинальной активной мощности генератора.

Один из возможных способов сопоставления динамических свойств замкнутой системы регулирования при различных параметрах ограничения основан на применении аппарата теории чувствительности [Л. 2]. В данном случае структуры регулятора, отличающиеся выбором параметра ограничения P , сравнивались по степени влияния на их динамические свойства изменения режима объекта регулирования. Для рассматриваемой структурной схемы (рис. 1, б) а. ф. х. замкнутой системы можно представить в виде

$$\Phi(j\nu) = \frac{W_c(j\nu) W_n(j\nu)}{D(j\nu)},$$

где

$$D(j\nu) = 1 + k_c(j\nu) W_f(j\nu) W_c(j\nu) + \varphi(P) W_f(j\nu) W_c(j\nu) W_n(j\nu).$$

Логарифмическую функцию чувствительности а. ф. х. замкнутой системы к изменению какого-либо режимного параметра α запишем в виде

$$S(j\nu) = \frac{\partial \ln \Phi(j\nu)}{\partial \ln \alpha} = \frac{\partial \ln \Phi(j\nu)}{\partial \ln W_n(j\nu)} \frac{\partial \ln W_n(j\nu)}{\partial \ln \alpha}. \quad (3)$$

Первый сомножитель в (3) характеризует влияние звена с а. ф. х. $W_n(j\nu)$ на характеристику замкнутой схемы.

Его легко вычислить, располагая набором экспериментальных частотных характеристик:

$$\frac{\partial \ln \Phi(j\nu)}{\partial \ln W_n(j\nu)} = \frac{1 + k_c(j\nu) W_f(j\nu) W_c(j\nu)}{D(j\nu)}. \quad (4)$$

Второй сомножитель отражает влияние вариации режима на характеристику $W_n(j\nu)$ и определяется в результате дополнительного опыта.

Результаты исследования функции чувствительности показали, что во всех опытах при $P=Q$ чувствительность а. ф. х. замкнутой схемы к изменению параметров режима выше, чем при $P=\delta$, что говорит о неадекватности управления по Q и δ в смысле динамических свойств регулируемой системы в режиме ограничения минимального возбуждения.

Информация о функциях чувствительности позволяет также изменять настройку регулятора с целью увеличения запаса устойчивости. Как следует из выражения (4), уменьшения чувствительности к вариациям режима можно добиться целенаправленным изменением параметров звена с характеристикой $k_c(j\nu)$. Так, в схеме III при $P=0,85$, $Q=0,12$ была изменена настройка АРВ по каналу частоты — вместо обычных значений $k_0=3,9$, $k_1=4,4$ были выставлены коэффициенты $k_0=2,6$, $k_1=-1,6$. Видоизмененная а. ф. х. для этого случая показана на рис. 2 (характеристика 4). В данном случае перестройка коэффициентов АРВ в функции параметров схемы и режима с учетом сведений о чувствительности показателя качества приводит к эффекту, эквивалентному вводу избыточных элементов (производная ротора, производные внутреннего угла и т. п.).

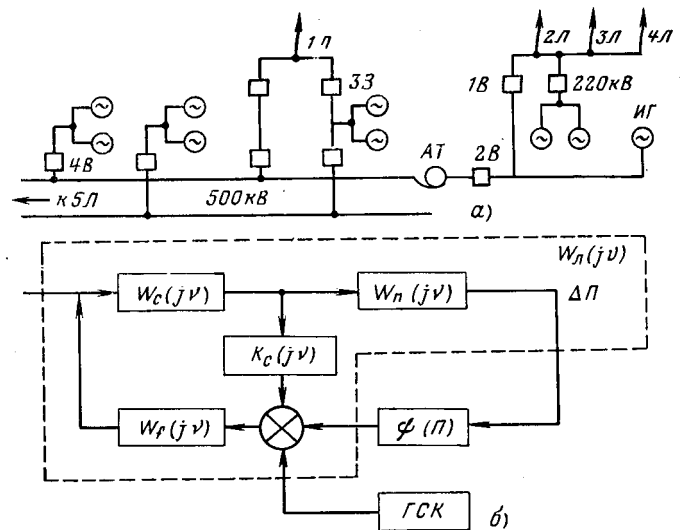


Рис. 1. Электрическая (а) и структурная (б) схемы испытаний.

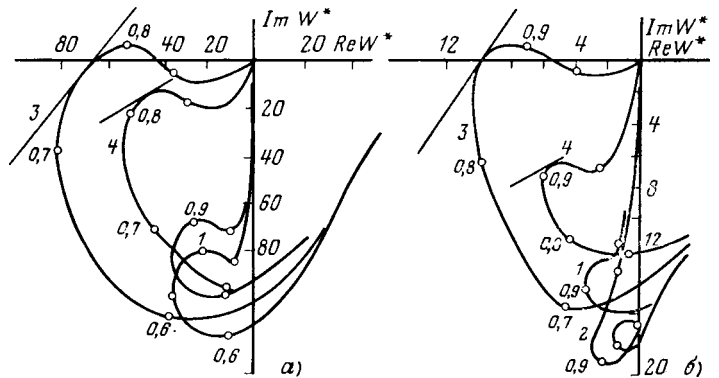


Рис. 2. Видоизмененные амплитудно-фазовые характеристики и прямые В. М. Попова [Л. 3].

а — $P=\delta$; б — $P=Q$; 1 — схема I; 2 — схема II; 3 — схема III; 4 — схема III, изменены коэффициенты АРВ.

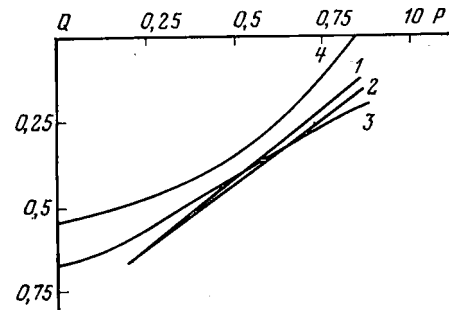


Рис. 3. Поле допустимых значений активной и реактивной мощностей при недовозбуждении.

1 — $P=Q$; 2 — $P=\delta$; 3 — по условиям нагрева; 4 — расчетная характеристика.

Полученную в результате исследования частотными методами предельную характеристику ограничителя необходимо сопоставить с областью режимов, допустимых по условиям нагрева.

Генератор Усть-Илимской ГЭС относится к высокоиспользуемым генераторам. Линейная нагрузка его равна 864 А/см, а индукция в воздушном зазоре — 7550 Гс. При таких высоких линейных и магнитных нагрузках можно ожидать значительной величины индукции полей рассеяния в торцевых зонах

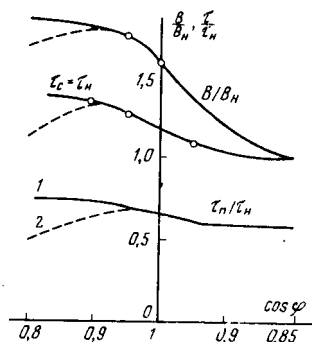


Рис. 4. Магнитные и тепловые характеристики генератора.

строены в относительных единицах зависимости от $\cos \varphi$; наибольших значений аксиальной составляющей магнитной индукции в крайних верхних пакетах стали B_a/B_n (кривая 1); максимальных превышений температур в сердечнике статора τ_c/τ_n (кривая 2); максимального превышения температур в нажимной плите τ_n/τ_n (кривая 3). В качестве базисных применены значения B_n и τ_n в номинальном режиме: $B_n = 2500$ Гс; $\tau_n = 72^\circ\text{C}$.

Температура сердечника статора приводится по данным датчиков, установленных в крайних пакетах, нагрев которых существенно превышает нагрев средних пакетов.

По результатам измерений на рис. 3 построена характеристика $Q=f(P)$ области допустимых режимов по условиям нагрева торцевой зоны (кривая 3). Здесь же нанесена расчетная предельная характеристика, заданная заводом (кривая 4). В данном случае можно говорить о том, что применяемая заводом методика расчета дает неоправданно большой запас

¹ В проведении испытаний участвовали специалисты ВНИИЭ и завода «Уралэлектротяжмаш».

УДК 621.316.925.2

Орган направления мощности нулевой последовательности для параллельных линий электропередачи

МАЛЫЙ А. С., канд. техн. наук
Брянск

С развитием сетей и ростом мощностей подстанций утяжеляются условия работы органов направления мощностей нулевой последовательности. Причиной этого является, с одной стороны, резкое снижение сопротивления нулевой последовательности на шинах крупных подстанций, а с другой — стремление повысить чувствительность направленных токовых защит нулевой последовательности для обеспечения дальнего резервирования отказов выключателей и устройств релейной защиты на смежных участках сети. Если для одиночных линий электропередачи проблема чувствительности органа направления мощности нулевой последовательности решается включением реле направления мощности по схеме с размыкающим контактом в зоне блокирования защиты [Л. 1], то для параллельных линий, для которых расчетным является режим каскадного отключения короткого замыкания (к. з.), чувствительность органа направления мощности, выполненного по этой схеме, резко падает [Л. 2] и во многих случаях остается недостаточной.

В мощных сетях эту проблему нельзя решить также путем повышения чувствительности реле направления мощности с поляризацией по напряжению. Ограничивающим фактором здесь выступает напряжение небаланса фильтра напряжения нулевой последовательности [Л. 2]. На крупных подстанциях с большим числом присоединений не может обеспечить необходимую чувствительность и реле мощности, у которого поляризующая обмотка включена на ток нулевой последователь-

ности одного из трансформаторов подстанции [Л. 3], так как в расчетном режиме в этом случае поляризующий ток оказывается почти на порядок меньше рабочего тока.

Одним из способов решения задачи является применение на параллельных линиях комбинированного органа направления мощности (рис. 1) [Л. 4], в котором используются два реле мощности, включенные по схеме с размыкающим контактом в зоне блокирования защиты — реле $1PM$ с поляризацией по напряжению и $2PM$ с токовой поляризацией, у которого поляризующая обмотка включена на геометрическую сумму токов нулевой последовательности параллельных линий. При к. з. на землю на параллельных линиях геометрическая сумма токов нулевой последовательности линий совпадает по фазе с током в поврежденной цепи и всегда направлена от шин в линию. Поэтому суммарный ток при этих повреждениях может использоваться в качестве поляризующего. Рабочая обмотка реле $2PM$ включается на ток защищаемой линии (рис. 2, а) или на геометрическую разность токов параллельных линий (рис. 2, б).

Полярность включения обмоток реле выбирается такой, чтобы в случае, когда ток в защищаемой неповрежденной цепи идет от линии к шинам и находится в противофазе с суммарным поляризующим током, реле срабатывало и блокировало защиту неповрежденной цепи. При внешних по отношению к параллельным линиям к. з. на землю ток в защищаемой линии и суммарный ток совпадают по фазе. В этих

по нагреву, что приводит к недоиспользованию возможностей потребления генераторами реактивной мощности. Так, при работе с ограничителем, настройка которого соответствует характеристике 1 рис. 3, максимальное превышение температуры в зоне крайних пакетов при $P=P_n$ составило $93,5^\circ\text{C}$, в то время как при заданном заводом ограничении подобный режим запрещался.

2. При выделении генератора на протяженную ВЛ 500 кВ коэффициент усиления ОМВ ограничивается условиями устойчивости в режиме «вступления ОМВ в работу», что требует ввода в структуру регулятора возбуждения дополнительных корректирующих звеньев.

3. Использование логарифмических функций чувствительности позволяет выявить необходимость дополнения регулятора избыточными (с точки зрения требований нормального режима) элементами.

4. Ввода избыточных элементов можно избежать за счет применения перестройки АРВ, осуществляемой по информации о возмущающих воздействиях и режиме объекта.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Файбисович В. А. Основные этапы внедрения режима недовозбуждения в действующей энергосистеме. — Электрические станции, 1978, № 6.
2. Тульчинский Г. А. Выбор настройки регуляторов возбуждения с использованием частотных функций чувствительности. — Труды СибНИИЭ, 1972, вып. 23. — М.: Энергия.
3. Айзерман М. А., Гантмахер Ф. Р. Абсолютная устойчивость регулируемых систем. — М.: Изд. АН СССР, 1963. [29.09.80]

условиях вращающий момент реле $2PM$, у которого рабочая обмотка включена на ток защищаемой линии (рис. 2, в), направлен в сторону размыкания контактов независимо от положения точки к. з. — в зоне блокирования или в зоне срабатывания защиты. В схеме, где рабочая обмотка реле $2PM$ включена на разность токов (рис. 2, а), для исключения излишних срабатываний реле при внешних по отношению к параллельным линиям к. з. на землю ток срабатывания этого реле должен отстраиваться от тока небаланса, протекающего в его рабочей обмотке в этом режиме. Таким образом, реле мощности $2PM$ в рассматриваемых схемах срабатывает только при к. з. на землю на параллельной линии, когда токи нулевой последовательности в поврежденной и параллельной неповрежденной цепях направлены противоположно. Это реле обеспечивает правильный выбор направления мощности при каскадных отключениях, когда реле $1PM$ с поляризацией по напряжению становится нечувствительным. В свою очередь реле $1PM$ надежно блокирует защиту при внешних по отношению к параллельным линиям к. з., когда реле мощности $2PM$ не работает. Таким образом, одно реле мощности исправляет недостатки другого, и оба реле удачно дополняют друг друга.

Проанализируем работу в этой схеме выпускаемого промышленностью реле направления мощности с токовой поляризацией типа РМП-272. Это реле выполнено по детекторной схеме [Л. 5], и в отличие от косинусных индукционных реле его вращающий момент M пропорционален не скалярному произведению токов в рабочей I_p и поляризующей I_n обмотках, а проекции вектора меньшего из этих токов I_m на больший. В реле имеется два исполнительных органа с характеристиками $M_1 = kI_m \cos \varphi$ и $M_2 = kI_m \cos(\varphi + 180^\circ)$.

На рис. 2 приведены различные варианты включения этого реле на параллельных линиях. По распределению токов в схеме замещения нулевой последовательности при каскадном отключении к. з. (рис. 3) для каждой схемы включения реле найдем, каким из токов (рабочим или поляризующим) определяется его чувствительность и как она изменяется в зависимости от места к. з. на линии.

Схема (рис. 2, а) обеспечивает максимальное использование чувствительности реле. В этой схеме две секции рабочей обмотки реле P_1 и P_2 соединены последовательно и включены на геометрическую разность токов параллельных линий, секции поляризующих обмоток Π_1 и Π_2 также соединены последовательно и включены на геометрическую сумму токов этих линий. Все рабочие и поляризующие секции обмоток имеют одинаковое число витков. Трансформаторы T_1 и T_2 служат для разделения токовых цепей защит линий. При каскадном отключении к. з., когда токи нулевой последовательности в параллельных линиях текут в противоположные стороны, чувствительность реле мощности определяется током в поляризующей обмотке реле I_n , так как в этом режиме он всегда меньше, чем ток в рабочей обмотке I_p .

Так как в органе направления мощности с размыкающим контактом в зоне блокирования защиты чувствительность реле мощности должна проверяться при токе срабатывания защиты, то для удобства анализа предположим, что при каскадном отключении независимо от места к. з. по неповрежденной параллельной цепи течет неизменный ток $I_{с.з.}$, равный уставке наиболее чувствительной направленной ступени защиты. Далее в режиме каскадного отключения найдем выражение для поляризующего тока I_n через ток срабатывания защиты и параметры ВЛ. Утроенное напряжение нулевой последовательности в точке А (рис. 3, б)

$$U_A = I''_c (x_n - nx_m + x''_c) = I_{с.з.} (x_n - nx_m + x''_c).$$

Поляризующий ток в схеме рис. 2, а

$$I_n = I'_c = \frac{U_A}{x'_c + nx_m} = I_{с.з.} \frac{x_n - nx_m + x''_c}{x'_c + nx_m}, \quad (1)$$

где в схеме замещения нулевой последовательности обозначено: x_n — сопротивление линии; x_m — сопротивление взаимной индукции между параллельными цепями; x'_c — сопротивление энергосистемы, примыкающей к подстанции, где установлена защита; x''_c — сопротивление энергосистемы, примыкающей к противоположному концу линии; n — относительное расстояние от подстанции, где установлена защита, до места к. з., отнесенное к длине линии; I'_c , I''_c — утроенные токи нулевой последовательности, подпитывающие точку к. з. от подстанций I и II.

Рис. 1. Схема оперативных цепей комбинированного органа направления мощности нулевой последовательности для параллельных линий.

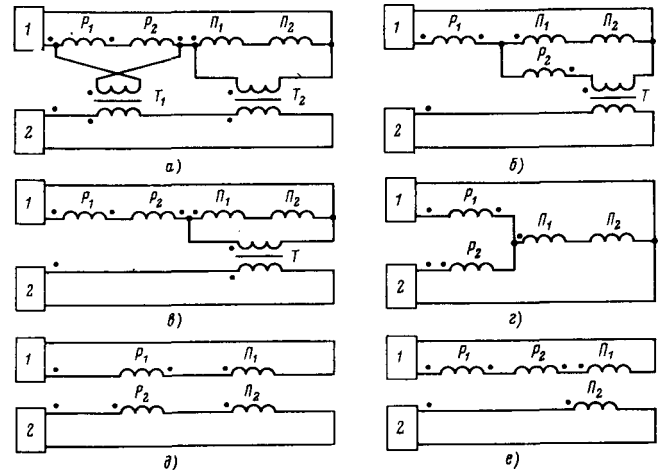
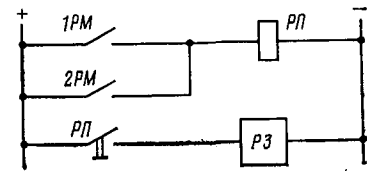


Рис. 2. Схемы включения реле РМП 272 на параллельных линиях.

1 и 2 — фильтры тока нулевой последовательности двух параллельных линий.

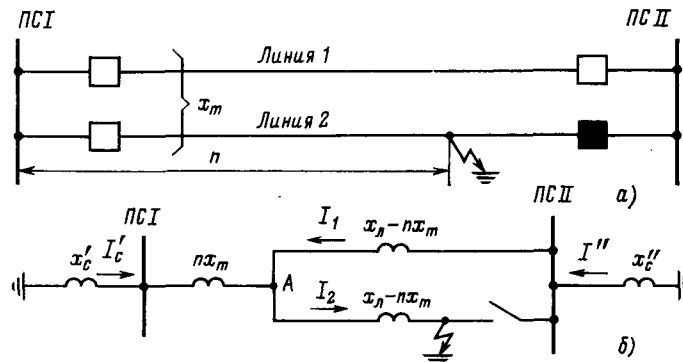


Рис. 3. Схема двухцепной линии при каскадном отключении к. з. на землю (а) и ее схема замещения нулевой последовательности (б).

Ток в рабочей обмотке реле

$$I_p = I'_c + I''_c = I_n + 2I_{с.з.} = I_{с.з.} \left(\frac{x_n - nx_m + x''_c}{x'_c + nx_m} + 2 \right). \quad (2)$$

Из выражений (1) и (2) видно, что расчетной точкой для вычисления чувствительности органа направления мощности нулевой последовательности является каскадное отключение к. з. в конце линии.

При данной схеме включения реле ток в его рабочей обмотке в К раз больше, чем в поляризующей,

$$K = 1 + \frac{2(x'_c + nx_m)}{x_n - nx_m + x''_c}. \quad (3)$$

Это создает благоприятные условия для отстройки рабочего тока срабатывания реле от токов небаланса, так как увеличение уставки рабочей обмотки в К раз по сравнению с уставкой поляризующей обмотки не изменяет чувствительность органа направления мощности. Регулировка уставок может быть выполнена изменением витков рабочей и поляризующей обмоток.

Для длинных параллельных линий, подключенных к мощным энергосистемам, обычно значения сопротивлений x'_c и x''_c оказываются примерно на порядок меньшими, чем x_n и

x_m . У таких линий $K=2,4 \div 6$, учитывая, что в зависимости от типа линий $x_d/x_m=1,4 \div 2,4$.

В схеме рис. 2,б изменено включение секций рабочей обмотки, что дало возможность исключить один согласующий трансформатор. Расчетный приведенный ток в рабочей обмотке реле в этой схеме в 2 раза меньше, чем в схеме рис. 2,а,

$$I_p = I_{c.3} \left[\frac{x_d - nx_m + x''_c}{2(x'_c + nx_m)} + 1 \right]. \quad (4)$$

Чтобы выяснить, какой из токов I_p или I_n определяет чувствительность этой схемы, найдем точку n_0 , при к. з. в которой расчетные токи в рабочей I_p и поляризующей I_n обмотках равны между собой, для чего приравняем правые части формул (1) и (4) и полученное уравнение решим относительно n :

$$n_0 = \frac{x_d + x''_c - 2x'_c}{3x_m}. \quad (5)$$

При отрицательных значениях n_0 чувствительность реле определяется расчетным током в его поляризующей обмотке. Если точка n_0 лежит на поврежденной линии $0 < n_0 < 1$, то чувствительность органа мощности от начала ВЛ до точки n_0 будет определяться током в рабочей обмотке реле, а от точки n_0 до конца ВЛ — током в поляризующей обмотке, и чувствительность схемы в расчетной точке в конце ВЛ остается такой же, что и у схемы рис. 2,а. Этому условию удовлетворяют большинство длинных линий, работающих в мощных энергосистемах. Но возможны случаи, когда на линиях с относительно слабой индуктивной связью, например на частично параллельных линиях, $n_0 > 1$, расчетным становится ток в рабочей обмотке реле, и в рассматриваемой схеме по сравнению со схемой рис. 2,а чувствительность органа направления мощности несколько снижается.

Если рабочая обмотка реле мощности включена на ток защищаемой линии (схема рис. 2,в), то равенство токов I_p и I_n наступит при к. з. на параллельной линии в точке n_0 , место которой определяется параметрами линии и сети

$$n_0 = \frac{x''_c + x_d - x'_c}{2x_m}. \quad (6)$$

Здесь также возможны два варианта. Первый, наиболее распространенный, когда $n_0 < 1$, и чувствительность в расчетной точке определяется током в поляризующей обмотке реле. В этом случае при неизменном токе в параллельной неповрежденной линии, где установлена рассматриваемая защита, чувствительность реле мощности при каскадном отключении будет расти с перемещением к. з. от конца ВЛ до точки n_0 , а затем от точки n_0 до начала ВЛ останется неизменной. Во втором случае, когда $n_0 > 1$, чувствительность реле направления мощности в рассматриваемом режиме при к. з. во всех точках линии будет определяться током в рабочей обмотке реле.

Для рассмотренных схем найдем выражения, определяющие граничные условия согласования по чувствительности органа направления мощности и токового органа защиты. В направленных защитах, где реле направления мощности включено по схеме с размыкающим контактом в зоне блокирования, для надежного исключения излишних срабатываний защиты, реле мощности при токе срабатывания защиты в расчетном режиме должно иметь коэффициент чувствительности $K_r \geq 1,5$.

Для схем, в которых чувствительность органа направления мощности определяется током в поляризующей обмотке реле, минимальная уставка согласованного с ним токового реле определяется выражением, которое получается при решении уравнения (1) относительно $I_{c.3}$ с учетом $n=1$ и $K_r=1,5$,

$$I_{c.3} \geq 1,5 I_m \frac{x'_c + x_m}{x_d - x_m + x''_c}, \quad (7)$$

где I_m — минимальный ток срабатывания детекторного реле направления мощности.

Если в схемах рис. 2,б и в чувствительность органа направления мощности определяется токами в рабочих обмотках реле, включенных на разность токов, то условие согласования, найденное из формулы (4), примет вид:

$$I_{c.3} \geq 3 I_m \frac{x'_c + x_m}{x_d + x_m + 2x'_c + x''_c}. \quad (8)$$

И, наконец, когда чувствительность органа направления мощности определяется током в рабочей обмотке реле, включенной на ток нулевой последовательности защищаемой линии (схема рис. 2,г), указанное согласование обеспечивается при условии, что

$$I_{c.3} \geq 1,5 I_m. \quad (9)$$

Анализ позволил наметить область применения различных схем включения детекторных реле направления мощности на параллельных линиях. Для ответственных линий, на которых производится без отключения защита, как правило, рекомендуется схема рис. 2,в с включением рабочей обмотки на ток защищаемой линии с установкой отдельных реле на каждую цепь. Важно отметить, что эта схема может применяться и на параллельных линиях, имеющих ответвления к подстанциям с заземленными нейтралью. На таких линиях включение рабочей обмотки на разность токов двух цепей недопустимо, так как при внешних по отношению к параллельным линиям к. з. в зоне срабатывания защиты разность токов нулевой последовательности не равна нулю, и реле направления мощности может излишне блокировать защиту одной из линий.

При включении рабочей обмотки на разность токов параллельных линий (схемы рис. 2,а, б и г) для защиты двух линий можно использовать одно реле направления мощности, но при этом ухудшается эксплуатационная гибкость и надежность защиты, особенно в схеме рис. 2,г, где электрически объединены токовые цепи двух ВЛ. Недостатком этих схем является и то, что в них ток срабатывания реле мощности необходимо отстраивать от тока небаланса при внешних к. з., что в ряде случаев потребует дополнительного заглубления защиты. Поэтому схемы с включением рабочей обмотки на разность токов параллельных ВЛ могут найти ограниченное применение, например, на ВЛ 110 кВ, у которых профилактическое восстановление защиты совмещается по времени с отключением линии. Учитывая, что при $n_0 < 1$ схемы рис. 2,а и б имеют одинаковую чувствительность, рекомендуется к внедрению более простая последняя схема.

Следует отметить, что для детекторных реле направления мощности с токовой поляризацией, предназначенных для установки на параллельных линиях, целесообразно предусмотреть специальную модификацию, в которой усилена изоляция между секциями рабочей и поляризующей обмоток, чтобы секции этих обмоток можно было включать в токовые цепи разных линий, и минимальный ток срабатывания поляризующей обмотки уменьшен вдвое по сравнению с током срабатывания рабочей обмотки. Такое реле можно было бы включать по более простым схемам (рис. 2,д и е), параметры которых по чувствительности и потреблению совпадают с параметрами схем рис. 2,б и в.

Пример. Параллельные ВЛ напряжением 220 кВ, объединяющие две энергосистемы, имеют следующие параметры: длина 150 км, провод АСУ-400, трос СТ-70. В схеме замещения нулевой последовательности $x_d=182$ Ом, $x_m=79$ Ом, $x'_c=3$ Ом, $x''_c=16$ Ом, коэффициенты трансформации трансформаторов тока $n_I=1000/5$, трансформаторов напряжения $n_U=220\,000/\sqrt{3}/100$.

Для различных схем органов направления мощности нулевой последовательности вычислим согласованные с ними по чувствительности минимальные уставки токовых органов направленных защит от к. з. на землю.

Схема с размыкающим контактом в зоне блокирования, выполненная на реле направления мощности с поляризацией по напряжению типа РБМ 178.

Расчетным режимом является каскадное отключение к. з. на землю в конце параллельной линии. В этом режиме подводящая к реле мощность при условии, что через защиту протекает ток $I_{c.3}$,

$$W = I_p U_p = I_{c.3} I'_c x'_c = \frac{I_{c.3}^2 x'_c (x_d - x_m + x''_c)}{x'_c + x_m}.$$

Запишем уравнение, определяющее условия согласования по чувствительности токового органа защиты с органом направления мощности, с учетом отстройки от напряжения небаланса [Л. 2]:

$$\frac{I_{c.3}^2 x'_c (x'_d - x_m + x''_c)}{x'_c + x_m} = I_{c.3} \Delta U n_U + W K_{ч.м} n_I n_U,$$

где ΔU — напряжение, отстроенное от напряжения небаланса фильтра напряжения нулевой последовательности; W — мини-

мальная мощность срабатывания реле направления мощности; $K_{ч.м}$ — минимальное допустимое значение коэффициента чувствительности реле направления мощности при токе срабатывания защиты $I_{с.з.}$.

Примем $\Delta U=1$ В, $K_{ч.м}=1,5$. Подставив остальные известные параметры и решив полученное уравнение, находим, что для рассматриваемой схемы по условию чувствительности органа направления мощности минимальное значение уставки защиты равно 590 А.

Схема с размыкающим контактом в зоне блокирования, выполненная на детекторном реле направления мощности типа РМП 272, у которого в качестве поляризующего используется суммарный ток нулевой последовательности параллельных линий. Минимальный вторичный ток срабатывания детекторного реле мощности типа РМП 272 $i_m=0,7$ А [Л. 7].

Если рабочая обмотка реле мощности включена на разность токов нулевой последовательности параллельных линий по схеме рис. 2,а, то минимальная уставка направленной защиты для этой схемы, вычисления по формуле (9), $I_{с.з.}=144$ А.

Проверим отстройку тока срабатывания рабочей обмотки реле мощности, включенной на разность токов, от токов небаланса при внешних двухфазных к. з. на землю. В нашем случае при внешнем двухфазном к. з. на землю по каждой цепи максимальное значение тока в поврежденных фазах $I_K=1230$ А. Для отстройки от токов небаланса, вычисленных согласно [Л. 7], уставка рабочей обмотки должна быть не менее 1,6 А. Для данных линий коэффициент K , вычисленный по формуле (3), равен 2,38. Следовательно, увеличение тока срабатывания рабочей обмотки реле до $i_m K=1,67$ А не изменит чувствительности органа направления мощности в целом, и после отстройки от токов небаланса она по-прежнему будет определяться током срабатывания поляризующей обмотки.

Для случая, когда рабочая обмотка реле мощности включена на разность токов параллельных линий по схеме рис. 2,б, выясним, каким из токов, рабочим или поляризующим, определяется чувствительность реле в этой схеме, для чего вычислим по формуле (5) значение $n_0=0,57$. Так как $n_0<1$, то в схеме рис. 2,б чувствительность реле мощности при каскадном отключении к. з. в конце ВЛ так же, как и в схеме рис. 2,а, определяется током в поляризующей обмотке, и для этой схемы минимальная уставка $I_{с.з.}=144$ А. В этой схеме так же, как и в схеме рис. 2,а, уставка рабочей обмотки реле

по условию отстройки от токов небаланса должна быть увеличена до 1,6 А.

Если рабочая обмотка реле включена на ток защищаемой линии по схеме рис. 2,в, по формуле (6) получим $n_0=1,23$. Так как $n_0>1$, то чувствительность реле мощности определяется током в его рабочей обмотке, и минимальная уставка направленной защиты вычислится по формуле (7): $I_{с.з.}=210$ А.

Рассмотрим схему с детекторным реле направления мощности, у которого поляризующая обмотка включена на ток нулевой последовательности одного из трансформаторов подстанции. К шинам 220 кВ, кроме рассматриваемых двух ВЛ, подключено еще 7 ВЛ и 7 трансформаторов с заземленными нейтралью. На всех присоединениях установлены трансформаторы тока с одинаковыми коэффициентами трансформации. В нашем случае в этой схеме в расчетном режиме каскадного отключения величина поляризующего тока оказывается примерно в 10 раз меньше, чем в рассмотренных схемах рис. 2, что приводит к соответствующему заглублению (примерно до 1500 А) минимальной уставки направленной защиты.

Из приведенного примера видно, что на рассматриваемой ВЛ 220 кВ дополнительное использование реле РМП 272, у которого поляризующая обмотка включена на сумму токов нулевой последовательности параллельных линий, позволяет повысить чувствительность направленной токовой защиты в 3—4 раза.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Павлов В. И. Орган направления мощности нулевой последовательности с размыкающим контактом в схемах защиты. — Электрические станции, 1967, № 12.
2. Малый А. С. О чувствительности органа направления мощности нулевой последовательности. — Электрические станции, 1978, № 12.
3. Руководящие указания по релейной защите. М.: Госэнергоиздат, 1961, вып. 2.
4. А. с. № 652641 (СССР). Орган направления мощности нулевой последовательности для параллельных линий / А. С. Малый. Оpubл. в Б. И., 1979, № 10.
5. Гельфанд Я. С. Релейная защита распределительных сетей. — М.: Энергия, 1975.
6. Какуевский Л. И., Смирнова Т. В. Справочник реле защиты и автоматики. — М.: Энергия, 1972.
7. Руководящие указания по релейной защите. — М.: Энергия, 1970, вып. 8.

[19.02.80]

УДК 621.3.064.4

Анализ времени гашения открытых электрических дуг

МАЙКОПАР А. С., канд. техн. наук
Москва

Оценка времени гашения открытых электрических дуг имеет практическое значение; особенно это важно для дуг подпитки при АПВ (из-за жестких требований к бестоковым паузам по устойчивости параллельной работы), для дуг на тросах (из-за возможного перерыва связи по тросам), для дуг в сетях с изолированной нейтралью и компенсированных сетях (из-за перенапряжений, обусловленных горением таких дуг). Во всех этих случаях стремятся сократить время гашения открытых дуг путем использования различных технических мероприятий.

Открытые электрические дуги, возникающие в установках высокого напряжения в результате перекрытий изоляции, сближения проводов, набросов на провода и т. п., имеют различный характер. Дуги короткого замыкания ограничиваются индуктивным сопротивлением сети при небольшой параллельной емкости. Дуга подпитки при АПВ и дуга при перекрытии изоляции грозозащитных тросов имеют емкостную составляющую, обусловленную напряжением неповрежденных фаз и междупазной емкостью, и магнитную составляющую за счет рабочего тока и взаимной индукции между фазами. Заземляющие дуги в сетях с незаземленной нейтралью в основном определяются емкостными связями, а в компенсированных сетях могут иметь активную и индуктивную составляющие.

Многочисленные отечественные и зарубежные исследования длительного времени обеспечивали практические потребности анализа гашения дуг в установках высокого напряжения; в частности, в [Л. 1] была получена обобщенная характеристика гашения открытой дуги и приведены ориентировочные данные о скорости и предельном удлинении открытых электрических дуг. Обобщенная характеристика может быть представлена выражением

$$U/I_{кр} = 1,06 + 10e^{-3,2 (lg I - 0,4)}, \quad (1)$$

где U — напряжение в межконтактном промежутке при отсутствии дуги, кВ (при отсутствии переходного процесса U — полное напряжение в межконтактном промежутке, а при восстановлении напряжения в форме биений под U следует подразумевать напряжение в первый полупериод биений); I — ток при металлическом замыкании межконтактного промежутка, А; $I_{кр}$ — критическая длина дуги, необходимая для гашения, м.

В выражении (1) первый член определяет условия гашения при весьма больших токах дуги, а второй характеризует облегчение этих условий и возрастание $U/I_{кр}$ с уменьшением тока дуги.

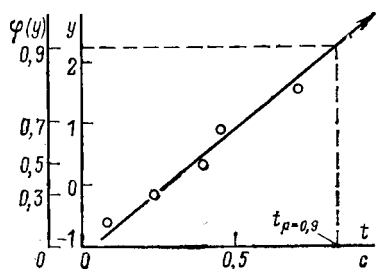


Рис. 1. Пример построения экстремальной характеристики времени гашения открытой электрической дуги по опытным данным.

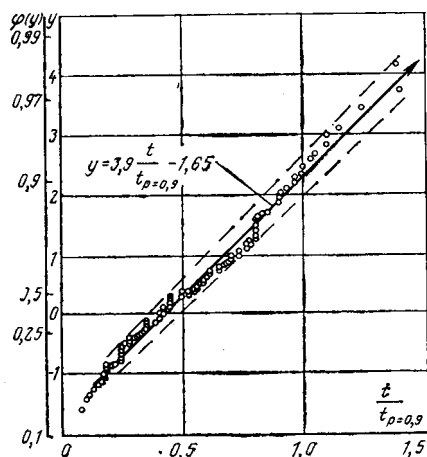


Рис. 2. Обобщенная экстремальная характеристика относительного времени гашения $t/t_{p=0.9}$ открытой электрической дуги в схемах, где имеется лишь индуктивность, ограничивающая ток дуги.

--- доверительные полосы $\pm 2\sigma$.

Однако возросшие требования к оценкам времени и вероятности гашения открытых дуг, а также увеличение объема экспериментального материала определили необходимость и возможность дальнейших уточнений. Начало было положено в [Л. 2] применением для оценки времени гашения дуги подпитки при ОАПВ на электропередачах 750 кВ статистики экстремальных значений [Л. 3]. Использование статистических методов здесь диктуется значительными разбросами времени гашения открытых электрических дуг, а требование высокой надежности гашения определяет необходимость ориентации на вероятности гашения, приближающиеся к единице. В этой экстремальной области в отличие от обычных статистик, применяемых в окрестности центральных значений с вероятностями от 0,15 до 0,85, должна быть использована статистика экстремальных значений.

На рис. 1 в экстремальных координатах представлены данные о времени гашения дуги в одной серии опытов, наглядно свидетельствующие о значительных разбросах экспериментальных времен гашения открытой электрической дуги. Построенная по этим данным экстремальная характеристика позволяет судить о вероятности гашения дуги как в области центральных значений, где расположены опытные точки в ограниченном их числе, так и за пределами центральной области в экстремуме, т. е. при вероятностях, превышающих 0,85, когда вместо обычных статистик следует оперировать статистикой экстремальных значений.

Однако ограниченность экспериментального материала и необходимость анализа разнообразных встречающихся на практике случаев определяют необходимость в обобщенных экстремальных распределениях, основанных на ряде экспериментальных серий. При таком подходе следует ввести безразмерные критерии в виде соотношений действительных времен гашения дуги при экспериментах и времен гашения с заданной вероятностью по экстремальным характеристикам соответствующей серии опытов; в последующем анализе в качестве последних принято экстремальное время гашения с вероятностью 0,9, т. е. $t_{p=0.9}$. В результате такой обработки экспериментальных данных о каждой серии опытов получаются вариационные ряды безразмерных значений $t/t_{p=0.9}$, позволяющие объединять несколько однородных серий опытов.

На рис. 2 в экстремальных координатах приведены экспериментальные данные о времени гашения открытой электрической дуг с индуктивным токоограничением по схеме рис. 3, а, когда в схеме имеется практически лишь индуктивное сопротивление, ограничивающее ток дуги; здесь имеются в виду дуги на лабораторных моделях и дуги при коротких замыканиях в электрических сетях. Гашение таких дуг происходит в результате их удлинения под воздействием конвекционных восходящих потоков воздуха, созданных самой дугой, при которых ток дуги постепенно ограничивается возрастающим сопротивлением дуги до критического состояния. Опытные данные на рис. 2, представленные также в первом столбце таблицы, относятся к разнообразным схемам с различным номинальным напряжением, током дуги и начальной ее длиной, а их совокупность может быть представлена обобщенной экстремальной эмпирической зависимостью:

$$y = 3,9 \frac{t}{t_{p=0,9}} - 1,65, \quad (2)$$

где y — приведенная переменная; переход от y к экстремальной вероятности $\phi(y)$ производится по специальным таблицам [Л. 3].

Экстремальная характеристика (2) позволяет при любой заданной вероятности определить $t/t_{p=0.9}$. Решение задачи получается в том случае, если определено $t_{p=0.9}$. Можно также вывести обобщенную зависимость, если для каждой серии опытов известны значения напряжения, тока и начальной длины дуги (см. таблицу), по которым, используя выражение (1), находятся критическая длина дуги $l_{кр}$ и соотношение $l_{кр}/l_0$. Соответствующие данные рис. 4 в виде точек и обобщенной зависимости 1 могут быть представлены эмпирической формулой

$$l_{кр}/l_0 = 5 - 4e^{-1,15t_{p=0,9}^{0,7}}, \quad (3)$$

где l_0 — первоначальная длина дуги, м.

В (3) при $t=0$ значение $l_{кр}/l_0$ получается равным единице; с увеличением t второй член формулы уменьшается, а предельная кратность удлинения получается равной пяти. Из (3) при известных l_0 и $l_{кр}$ вычисляется $t_{p=0.9}$, что в со-

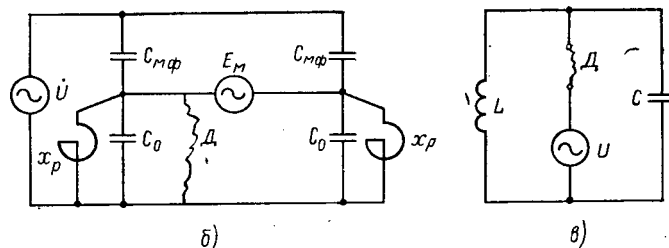
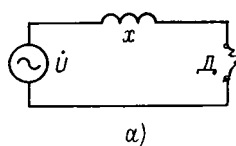


Рис. 3. Схемы замещения сети с открытой электрической дугой. а — схема с индуктивным токоограничением; б — схема ОАПВ (неповрежденные фазы объединены); в — схема с заземляющей дугой; Д — дуга; U — напряжение сети; x — токоограничивающее сопротивление; E_m — продольная э. д. с.; C_{mf} — междупазная емкость; C_0 — емкость на землю; x_p — сопротивление шунтирующего реактора; L и C — эквивалентные индуктивность и емкость.

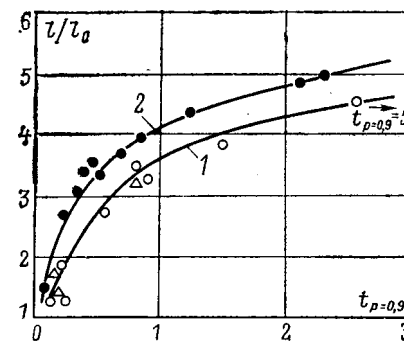


Рис. 4. Зависимость кратности удлинения открытой электрической дуги от экстремального времени гашения $t_{p=0.9}$. 1 — дуга с индуктивным токоограничением и заземляющая дуга; 2 — дуга подпитки при АПВ.

Характеристика дуги	Схема опытов	U_B , кВ	U'_B , кВ	I_n , А	I_0 , м	Число опытов	$t_{p=0,9}$, с	Литературный источник
Дуга с индуктивным токоограничением (рис. 3, а)	Модель 6,3 кВ	6,3	—	18	1,8	6	0,2	[Л. 1]
	То же	6,3	—	44	1,8	9	0,9	[Л. 1]
	Модель 33 кВ	1,9	—	70	1,4	12	0,25	[Л. 8]
	То же	4,0	—	140	1,4	56	0,52	[Л. 8]
	Сеть 110 кВ	67	—	3,7	2,0	12	0,9	[Л. 9]
	То же	67	—	250	15	4	1,0	[Л. 10]
	То же	67	—	500	15	12	1,5	[Л. 10]
	Сеть 132 кВ	77	—	7	6	5	5,0	[Л. 8]
Дуга подпитки (рис. 3, б)	Модель 6,3 кВ	6,3	—	5	1	5	1,3	[Л. 14]
	ВЛ 220 кВ	12	—	15	2	19	0,17	[Л. 11]
	То же	12	—	25	2	22	0,34	[Л. 11]
	ВЛ 220/400 кВ	12/25	—	35	2/4	11/4	0,65	[Л. 11]
	ВЛ 380—400 кВ	25	—	60	4	6	1,25	[Л. 11]
	ВЛ 230/400 кВ	12/25	—	90	2/4	1/3	2,1	[Л. 11]
	ВЛ 400 кВ	92	28	25	4	5	0,8	[Л. 11]
	То же	50	32	45	4	3	2,55	[Л. 11]
	ВЛ 500 кВ	600	50	20	4	4	0,3	[Л. 5]
	То же	160	47	25	4	6	0,45	[Л. 5, 12]
	ВЛ 750 кВ	37	22	9	6	3	0,14	[Л. 13]
	То же	170	38	40	6	6	0,48	[Л. 2]
Заземляющая дуга (рис. 3, в)	Изолированная нейтраль	8,6	—	2	0,3	7	0,15	[Л. 7]
	35	6	—	3,5	0,8	9	0,2	[Л. 7]
	Компенсированная нейтраль	35	7	10	0,8	5	0,8	[Л. 7]

вокупности со значением $t/t_p=0,9$ определяет действительное время гашения открытой дуги с заданной вероятностью.

При анализе гашения дуги подпитки при АПВ исходными данными являются ток подпитки и напряжение на конце отключенной фазы для линий без шунтирующих реакторов. При наличии шунтирующих реакторов после гашения дуги подпитки восстановление напряжения происходит в форме биений, обусловленных суммой напряжения промышленной частоты, наведенного неповрежденными фазами, и собственным свободным процессом. Согласно [Л. 4] в этом случае необходимо ориентироваться на напряжение в первый полупериод напряжения биений U'_B , представленного также в таблице. Соответствующая схема замещения, приведенная на рис. 3,б, в общем виде предусматривает наличие двух составляющих: от напряжения неповрежденных фаз и междуфазных емкостей и от рабочего тока неповрежденных фаз и взаимной индукции между фазами; поскольку опыты проводились на ненагруженных линиях, вторая составляющая здесь несущественна.

В некоторых случаях при развитии и гашении дуги подпитки на осциллограммах наблюдаются отклонения от плавного хода процесса, выражающиеся в спадах напряжения и бросках тока подпитки. Одной из причин этих явлений может быть отмеченный в [Л. 5], а потом и в [Л. 6] повторный электрический пробой промежутка при восстановлении напряжения после гашения дуги подпитки. Другой причиной согласно [Л. 2] может быть неустойчивость канала дуги с самопроизвольным спадом напряжения после его восстановления в форме биений на линиях с шунтирующими реакторами вслед за гашением дуги подпитки, причем из-за весьма малой постоянной времени процесса (менее 1 мс) это будет похоже на повторный пробой промежутка.

Результаты экстремального анализа времени гашения дуги подпитки для нескольких серий сетевых экспериментов, указанных в таблице и на рис. 5, свидетельствуют, что почти во всем диапазоне вероятностей, включая область экстремума, экстремальная характеристика для дуг подпитки практически совпадает с экстремальной характеристикой рис. 2 для дуги с индуктивным токоограничением. Лишь в начальной части при вероятностях менее 0,25 имеется участок с повышенными вероятностями гашения по сравнению с обобщенной экстремальной характеристикой, что может быть отнесено за счет отклонений от плавного хода процесса в развитии дуги подпитки, указанных выше. Однако практическое значение этой области для анализа времени гашения дуги подпитки крайне ограничено, поскольку требование высокой надежности гашения дуги подпитки при АПВ на линиях электропередачи опре-

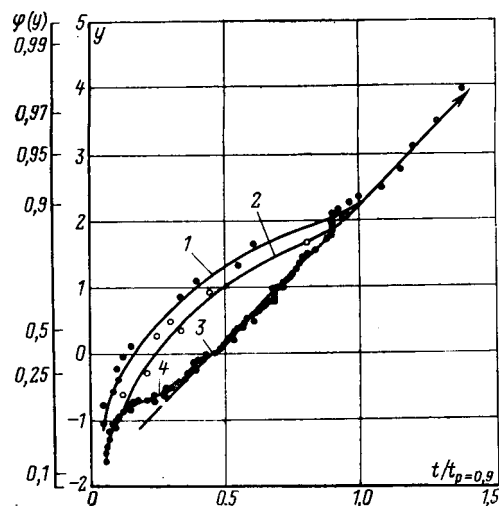


Рис. 5. Характеристики гашения заземляющих дуг и дуг подпитки.

Заземляющие дуги: 1 — при токе 2+3,5 А; 2 — при токе 10 А; 3 — обобщенная характеристика рис. 2; 4 — дуги подпитки.

деляет необходимость использования той основной части экстремальной характеристики, которая совпадает с экстремальной характеристикой рис. 2 для дуг с индуктивным токоограничением, гашение которых определяется их критической длиной.

Данные об относительном удалении дуг подпитки, представленные на рис. 2, свидетельствуют о более быстром возрастании кратности удлинения дуги подпитки (по сравнению с открытой дугой), характеризующей эмпирическим выражением:

$$l_{кр}/l_0 = 5,5 - 4,5e^{-1,15t_{p=0,9}^{0,7}} \quad (4)$$

Здесь предельная кратность удлинения и скорость удлинения больше, чем в выражении (3), что обусловлено более быстрым возрастанием длины дуги за счет усиления конвекционных восходящих потоков воздуха, создаваемых при АПВ не только самой дугой подпитки, но и предшествующей дугой короткого замыкания.

Результаты анализа времени гашения заземляющих дуг при исходных данных, указанных в таблице, представлены на рис. 5*. Они свидетельствуют о существенном отклонении характеристик времени гашения от обобщенной характеристики (2), что следует отнести за счет особого характера процесса «переменяющейся» дуги. Однако при вероятности 0,9, используемой в качестве ориентира в настоящей статье, характеристика рис. 5 совпадает с обобщенной характеристикой (2). Это относится как к дугам с токами 2–3,5 А, так и для токов около 10 А, причем, с увеличением тока наблюдается тенденция приближения характеристик к обобщенной характеристике рис. 2.

При анализе относительного удлинения заземляющих дуг учитывалось, что подобно дуге подпитки на линиях с шунтирующими реакторами восстановление напряжения происходит в форме биеений и расчетным является напряжение $U'_в$. Ограниченные данные этого анализа, представленные на рис. 4, свидетельствуют, что удлинение дуги здесь происходит так же, как и при открытых дугах, характеризуемых кривой 1 рис. 4.

Согласно рис. 4 предельная кратность удлинения дуг ориентировочно составляет 5–5,5, однако соответствующее этому время $t_{p=0,9}$ и предельная кратность экспериментально не подтверждены, так что при $t_{p=0,9} > 3$ с гашение дуг следует считать недостаточно надежным.

Выводы. 1. Вероятностные распределения времени гашения открытой электрической дуги в однопольных схемах могут быть представлены обобщенной экстремальной характеристикой соотношений действительного времени гашения и времени гашения с заданной экстремальной вероятностью, например, вероятностью 0,9.

2. Экстремальные характеристики открытой электрической дуги в схемах, имеющих лишь индуктивное сопротивление, ограничивающее ток дуги, и дуги подпитки при АПВ в широком диапазоне вероятностей, включая экстремум, практически совпадают. Экстремальные характеристики заземляющих дуг совпадают с обобщенной характеристикой времени гашения в экстремуме и определяют большие вероятности в области центральных значений, приближаясь к обобщенной характеристике по мере увеличения тока дуги.

3. Графически зависимости кратности удлинения дуги (по сравнению с первоначальной) от времени гашения с вероят-

ностью 0,9 для дуг подпитки при АПВ располагаются несколько выше, чем для открытых дуг в других схемах, а предельная кратность удлинения при времени 2,5–3 с оказывается менее 5.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Майкопар А. С. Гашение открытой электрической дуги. — Электричество, 1960, № 4, с. 65–69.
2. Майкопар А. С., Снитовская Г. З. Испытания АПВ на промышленной высоковольтной линии 750 кВ. — Электрические станции, 1977, № 2, с. 58–62.
3. Гумбель Э. Статистика экстремальных значений. — М. Мир, 1965.—450 с.
4. Майкопар А. С. О возможностях ОАПВ на электропередачах 500 кВ длиной до 500 км с шунтирующим реактором. — Электричество, 1964, № 7, с. 32–34.
5. Майкопар А. С., Снитовская Г. З. Испытания однофазного АПВ на электропередачах 500 кВ с шунтирующим реактором. — Электрические станции, 1968, № 3, с. 53–56.
6. Tomas R. Untersuchungen zur Brennsdauer secundäres Lichtbogen einpoliger Kurzunterbrechung. — ETZ-A, 1976, H. 2, S. 123–125.
7. Лихачев Ф. А. Замыкания на землю в сетях с изолированной нейтралью и с компенсацией емкостных токов. — М.: Энергия, 1971.—150 с.
8. Andrews F., Janes L., Andersson M. Interrupting ability of horn-gap switches. — Trans. AIEE, 1950, II, p. 1016–1027.
9. Залесский А. М. Электрическая дуга отключения. — М.: Госэнергоиздат, 1963.—265 с.
10. Бургсдорф В. В. Открытые электрические дуги большой мощности. — В кн.: Тр. научно-технической сессии по перенапряжениям. — М.: Госэнергоиздат, 1950, с. 69–103.
11. Майкопар А. С. Дуговые замыкания на линиях электропередачи. — М.: Энергия, 1965.—200 с.
12. Single phase automatic reclosing EHV Line/ Carlson L. e. a. — CIGRE, 1974, № 31-03.
13. Майкопар А. С., Снитовская Г. З. Испытания автоматического повторного включения на опытно-промышленной ВЛ 750 кВ. — Электрические станции, 1973, № 7, с. 61–63.
14. Майкопар А. С. Дуга подпитки при ликвидации замыканий на землю на линиях 400 кВ. — Труды ЦНИЭЛ, 1954, вып. 2, с. 100–126.

[22.11.79]



УДК 621.317.333.8:621.315.624.4.015.51

Электрическая прочность фарфоровых тарельчатых изоляторов при импульсном напряжении с крутым фронтом

КОЛКЕР Д. Г., инж., ПОКРОВСКИЙ С. Ф., канд. техн. наук,
БИДАШКО Г. Б., инж.

СКТБ по изоляторам и арматуре ВПО Союзэлектросети изоляция Минэнерго СССР

Несмотря на рост объема производства стеклянных подвесных изоляторов и появление в последние годы конструкций из композиционных полимерных материалов, фарфоровые тарельчатые изоляторы остаются широко распространенными элементами изоляции ВЛ различных классов напряжения [Л. 1]. Один из главных недостатков таких изоляторов — возможность появления дефектов в диэлектрике — приводит в процессе эксплуатации к полной потере электрической прочности. Природа этих дефектов различна: наряду с заводскими дефектами изоляторы могут повреждаться при транспортировке, монтаже, воздействии повышенных внешних механических нагрузок, резких перепадов температуры воздуха и т. д. [Л. 2]. Среди причин, приводящих к пробое фарфоровых изоляторов, может быть и кумулятивный эффект [Л. 3], т. е. последовательное накопление мелких разрушений, приводящее после определенного числа воздействующих импульсов напряжения к пробое диэлектрика. Согласно [Л. 4] роль кумулятивного эффекта особенно значительна при воздействии на фарфоровые изоляторы импульсов грозовых перенапряже-

ний с большой крутизной фронта (порядка мегавольта в микросекунду).

Вероятность появления таких перенапряжений для ВЛ 6–35 кВ, не снабженных грозозащитными тросами, очевидна: вследствие низкого уровня изоляции при прямом ударе молнии перекрытие может происходить уже на фронте волны. Однако и для ВЛ с более высоким номинальным напряжением также возможно воздействие на изоляцию импульсов грозовых перенапряжений с очень большой крутизной [Л. 5–6], что приводит к перекрытиям гирлянд изоляторов при предразрядных временах, существенно меньших 1 мкс [Л. 7].

Действующим ГОСТ 6490-75 [Л. 8] и стандартом МЭК (Публикация 383 [Л. 9]) для фарфоровых тарельчатых изоляторов предусматривается испытание импульсным напряжением с длительностью фронта $t_d = 1,2 \pm 0,36$ мкс и временем полуспада $t_n = 50 \pm 10$ мкс. Многолетняя практика проведения типовых испытаний в лаборатории высоковольтных исследований СКТБ по изоляторам и арматуре показывает, что даже при многократном воздействии разнополярных импульсов на-

пряжения с формой 1,2/50 электрический пробой изоляторов происходит редко и связан обычно с наличием в диэлектрике крупных структурных дефектов.

В статье излагаются результаты исследований электрической прочности одиночных фарфоровых тарельчатых изоляторов при приложении однополярных импульсов напряжения с крутизной 1800 кВ/мкс.

Испытываемые изоляторы. Испытывались два типа изоляторов: классической ребристой формы, в дальнейшем именуемый типом А (так называемый изолятор нормального исполнения), и изолятор типа Б — с удлиненным ребром на нижней поверхности (изолятор грязеотстойного исполнения). Толщина фарфора в головке изолятора типа А составляла 15 мм, у изолятора типа Б — 14 мм. Все изоляторы предварительно прошли массовые испытания в объеме, предусмотренном действующими стандартами. Кроме того, непосредственно перед импульсными испытаниями каждый изолятор проверялся на отсутствие трещин, сколов и других дефектов, связанных с транспортировкой.

Экспериментальная установка. Источником испытательных импульсов служил двухступенчатый ГИН, собранный по обычной каскадной схеме Маркса. Суммарное зарядное напряжение ГИН составляло 600 кВ при емкости в ударе 144 нФ.

Форма и амплитуда генерируемых импульсов регистрировались с помощью омического делителя напряжения и двухлучевого запоминающего осциллографа типа С8-2. Время реакции делителя (50 нс) и полоса пропускания осциллографа (7 МГц) обеспечили неискажающий контроль фронта импульса.

Конструкция делителя предусматривала подключение к низковольтному плечу трех дополнительных аттенуаторов, что позволяло изменять коэффициент деления от 1000 до 2500. Синхронизация срабатывания ГИН и запуска развертки осциллографа достигалась с помощью схемы, состоящей из генератора синхронизирующих импульсов, двух каналов задержки импульсов и генератора высоковольтных импульсов, запускающих триггерный разрядник первой ступени ГИН.

Методика эксперимента и обработка результатов. В предварительных опытах 50 изоляторов типа А разбивались на 5 партий по 10 штук в каждой. К каждому изолятору первой партии прикладывалось последовательно 40 импульсов напряжения положительной полярности с крутизной 1800 кВ/мкс и амплитудой 360—400 кВ. Для второй, третьей и четвертой партий количество приложенных импульсов равнялось соответственно 60, 80 и 100. Пятая партия была контрольной.

Момент пробоя изолятора фиксировался по отсутствию поверхностного перекрытия при подаче последующего импульса или по разрушению изолирующей детали. Оценка предполагаемого уменьшения электрической прочности изолятора из-за кумулятивного эффекта проводилась по следующей методике. Изоляторы, выдержавшие импульсные испытания без пробоя, и контрольные изоляторы пробивались в жидкой изоляционной среде с удельным объемным сопротивлением $10^6 \pm 10^8$ Ом·м по обычной методике, регламентированной стандартом МЭК [Л. 9] и ГОСТ 6490-75 [Л. 8].

При этом в качестве источника переменного напряжения частотой 50 Гц использовался испытательный трансформатор с номинальным напряжением 500 кВ и мощностью 1000 кВ·А. Определенные таким образом значения пробивных напряжений $U_{пр}$ исследуемых и контрольных изоляторов обрабатывались статистически и оценивались на принадлежность к единой генеральной совокупности по критерию Вилькоксона [Л. 10].

По аналогичной методике проводился расширенный эксперимент с изоляторами типа Б. Импульсным испытаниям подвергались две партии по 50 изоляторов. К изоляторам первой партии прикладывалось 20,

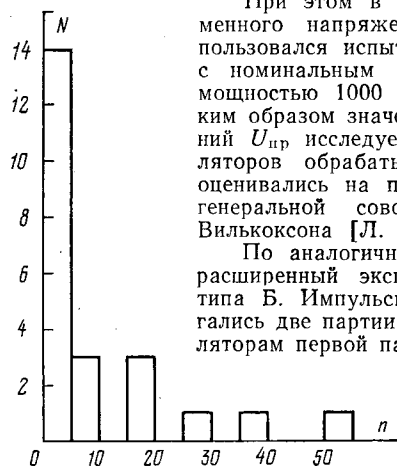
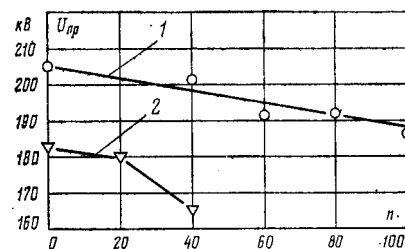


Рис. 1. Распределение числа пробитых изоляторов в зависимости от количества приложенных импульсов напряжения.

Рис. 2. Зависимость пробивного напряжения изоляторов в изоляционной среде с удельным объемным сопротивлением $10^6 \pm 10^8$ Ом·м от количества предварительно приложенных импульсов напряжения.

1 — изолятор типа А; 2 — изолятор типа Б.



а второй — 40 импульсов напряжения отрицательной полярности с крутизной 1800 кВ/мкс и амплитудой 360—400 кВ. Контрольная партия также состояла из 50 изоляторов.

Результаты опытов. Результаты испытаний изоляторов импульсным напряжением приведены в таблице, где также указаны данные испытаний на пробой в жидкой изоляционной среде с удельным объемным сопротивлением $10^6 \pm 10^8$ Ом·м изоляторов, выдержавших испытания импульсным напряжением без пробоя, а также контрольных изоляторов.

Всего при импульсных испытаниях пробивались 23 изолятора (4 изолятора типа А и 19 — типа Б), причем место прохождения канала пробоя для всех изоляторов связано с головкой и шейкой изолирующей детали. Кроме того, на тарелках некоторых изоляторов были отмечены радиальные трещины, исходящие из головки.

На рис. 1 показано распределение числа пробитых изоляторов N в зависимости от количества приложенных импульсов напряжения n . При $n \leq 10$ число пробитых изоляторов $N=17$, что составляет 74% общего числа пробитых изоляторов (23). Для $n \leq 20$ значение N возрастает до 20, т. е. до 87% общего числа пробитых изоляторов.

Тот факт, что для большинства изоляторов, выдержавших импульсные испытания без пробоя, количество приложенных импульсов было больше 20 (см. таблицу), позволил предположить, что наблюдавшийся электрический пробой связан с какими-то особенностями структуры диэлектрика пробитых изоляторов. Петрографический анализ подтвердил это предположение, выявив в местах пробоя такие структурные дефекты, как небольшое расслоение, повышенную пористость, скручивание массы. Вероятно, ужесточая параметры испытания, например увеличивая крутизну импульсного напряжения, можно будет достигнуть такой ситуации, когда для электрического пробоя изоляторов, содержащих структурные неоднородности, окажется достаточным воздействие лишь нескольких или даже одного импульса напряжения.

Количественную оценку гипотетического кумулятивного эффекта можно проиллюстрировать рис. 2, на котором показана зависимость значения пробивного напряжения $U_{пр}$ находящихся в жидкой изоляционной среде изоляторов, не пробившихся при импульсных испытаниях, от числа предварительно приложенных импульсов напряжения n (на графике значения $U_{пр}$ при $n=0$ соответствуют контрольным изоляторам). Из графика видно, что как для изоляторов типа А, так и для изоляторов типа Б отмечается некоторое снижение $U_{пр}$ с увеличением n . Для изоляторов типа А при $n=100$ это снижение составляет 7,6% значения $U_{пр}$ контрольных изоляторов, а для изоляторов типа Б — 9,8% при $n=40$.

Тип изолятора	Количество изоляторов в партии	Количество приложенных импульсов напряжения n	Количество изоляторов, пробившихся при импульсных испытаниях N	Пробивное напряжение изоляторов в изоляционной среде $U_{пр}$, кВ
А	10	100	2	186
	10	80	1	193
	10	60	—	192
	10	40	1	202
	10*	—	—	205
	50	40	11	165
Б	50	20	8	180
	50*	—	—	183

* Изоляторы контрольной партии.

Статистическая проверка гипотезы о принадлежности значений $U_{пр}$ исследуемых и контрольных изоляторов к одной генеральной совокупности дала следующие результаты. Для изоляторов типа А значения $U_{пр}$ для всех партий (т. е. при $n=40, 60, 80$ и 100 импульсов напряжения) объединяются со значениями $U_{пр}$ изоляторов контрольной группы. В случае изоляторов типа Б аналогичный результат получен для партии изоляторов с $n=20$ импульсов. Что касается партии изоляторов типа Б с $n=40$ импульсов, то значения $U_{пр}$ изоляторов этой партии не объединяются со значениями $U_{пр}$ изоляторов контрольной партии. Это позволяет считать гипотезу о проявлении в данном случае кумулятивного эффекта не противоречащей данным опыта.

Выводы. 1. При воздействии на фарфоровые тарельчатые изоляторы импульсного напряжения с большой крутизной происходит электрический пробой изоляторов, содержащих даже небольшие структурные дефекты.

2. Кумулятивный эффект в фарфоровых изоляторах при воздействии импульсов напряжения с крутизной 1800 кВ/мкс согласно данным испытаний может считаться незначительным: пробивные напряжения в изоляционной среде изоляторов, испытанных $20-100$ импульсами напряжения, снижаются не более чем на 10% .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Цимберов А. И. Линейные изоляторы. — М.: Энергия, 1976.—87 с.

2. Абрамов В. Д., Хомяков М. В. Эксплуатация изоляторов высокого напряжения. — М.: Энергия, 1976.—262 с.

3. Техника высоких напряжений/ Под ред. М. В. Костенко. — М.: Высшая школа, 1973.—487 с.

4. Валчев М. Г., Тошев П. Г., Тодорова А. К. Влияние крутизны аperiodических волн импульсных напряжений на внутреннее пробивное напряжение керамических диэлектриков с газовыми включениями. — РЖ Электротехника и энергетика, 1975, № 4, реф. 4Б211.

5. Костенко М. В. Атмосферные перенапряжения и грозоопасность высоковольтных установок. — М.: Госэнергоиздат, 1949.—333 с.

6. Долгинов А. И. Перенапряжения в электрических системах. — М. — Л.: Госэнергоиздат, 1962.—512 с.

7. Wiesinger J. Absinken der elektrischen Festigkeit von Funkenstrecken bei steilen Stoßspannungen. — Bull. Schweiz. elektrotechn. Vereins, 1967, Bd 58, № 3, S. 113—118.

8. ГОСТ 6490-75. Изоляторы фарфоровые линейные подвесные тарельчатые на напряжение свыше 1000 В.

9. Испытание керамических и стеклянных изоляторов для воздушных линий передачи на номинальное напряжение свыше 1000 В. Стандарт МЭК, Публикация 383, 1976.

10. Шторм Р. Теория вероятностей. Математическая статистика. Статистический контроль качества. — М.: Мир, 1979.—368 с.

[28.03.79]

УДК [621.315.32.027.2:621.315.617].001.24

Методы оценки свойств эмалированных проводов для электрических машин

БЕРНШТЕЙН Л. М., канд. техн. наук, БАСИН В. Е., доктор эконом. наук
Москва

В последние годы в электромашино- и аппаратостроении произведена замена проводов с волокнистой изоляцией проводами с эмалевой изоляцией. Однако методы испытания проводов существенного изменения не претерпели. В них не нашло отражения то обстоятельство, что эмалированные провода — типичные адгезионные соединения металлической подложки с пленкой полимерного покрытия, на свойства которых решающее влияние оказывает уровень адгезионной прочности, а также внутренние механические напряжения.

В качестве примера можно указать на способность эмалевых пленок к большим деформациям на проводе. Так, если в свободном состоянии пленка эмаль-лака имеет разрывное удлинение около 10% , то нанесенная на провод и соединенная с металлом адгезионными силами эта же пленка не разрушается при удлинении 50% . Эта необычно высокая способность к деформациям сравнительно жесткого полимера обусловлена его адгезионной связью с пластичной (медной) подложкой [Л. 1 и 2]. Если при этом в структуре макромолекул содержатся линейные фрагменты, то большие деформации могут сопровождаться ориентационными эффектами, приводящими к механическому и в ряде случаев к электрическому упрочнению [Л. 1 и 2].

Между эффектом механического упрочнения пленки эмаль-лаков и величиной адгезионной прочности обнаружена корреляция [Л. 1]. С другой стороны, долговечность адгезионного соединения $\tau_{ад}$ зависит в соответствии с термофлуктуационной концепцией, от уровня механических напряжений σ , в том числе внутренних $\sigma_{вк}$ [Л. 3]:

$$\tau_{ад} = \tau_0 e^{\frac{U - \gamma(\sigma + \sigma_{вк})}{KT}}, \quad (1)$$

где U — энергия активации процесса разрушения при отсутствии механических напряжений; γ — структурно-чувствительный коэффициент; K — константа Больцмана; T — температура; τ_0 — предэкспоненциальный множитель.

В соответствии с зависимостью (1) связь между долговечностью адгезионного соединения и величиной внутренних напряжений в ряде случаев имеет антибатарный характер. Эта

зависимость проявляется и при кратковременных испытаниях (рис. 1). Таким образом, очевидна необходимость определения адгезионной прочности и внутренних напряжений в системе «пленка эмаль-лака — металл».

Адгезионную прочность можно измерять различными методами.

Стандартно предусмотрено определение адгезионной прочности у проводов круглого сечения методом кручения [Л. 4], а в проводах прямоугольного сечения МЭК предложен метод растяжения образцов после кольцевого надреза. Адгезию можно оценивать и методом сдвига склеенных эпоксидным компаундом внахлестку двух отрезков провода прямоугольного сечения или вырыва из эпоксидного блока отрезков провода крупного сечения [Л. 5 и 6].

Величина адгезионной прочности в системе «пленка эмаль-лака — металл» подвержена влиянию различных факторов. К ним следует отнести, в первую очередь, деформацию, а также температуру и продолжительность ее воздействия.

Под действием напряжения наряду с развитием ориентационных эффектов в пленке эмаль-лака растет механическая напряженность. Зависимость адгезионной прочности от деформации провода оказывается достаточно сложной и в проводах различных марок проявляется по-разному. В тех случаях, когда преобладают ориентационные эффекты, электрическая и адгезионная прочность деформированного провода может оказаться выше чем недеформированного [Л. 2]. Иногда наблюдается даже некоторое повышение нагревостойкости растянутых эмалированных проводов по сравнению с нагревостойкостью нерастянутых [Л. 7] (табл. 1). В тех случаях, когда ориентационные эффекты выражены слабо или отсутствуют, растяжение приводит к снижению адгезионной и электрической прочности (рис. 2), а также нагревостойкости (табл. 1). Предпочтение следует отдать тем эмалированным проводам, у которых под действием растяжения не происходит ухудшения электрофизических характеристик.

Под действием температуры в пленках эмаль-лаков происходит не только химические (деструкция, структурирование), но и физические процессы, в частности, развиваются

Таблица 1
Влияние растяжения на нагревостойкость эмалированных проводов

Марка и диаметр провода	Относительное удлинение, %	Средний ресурс образцов, (ч) при температурах					Температура (°C), соответствующая ресурсу $T_{доп}$
		125°C	150°C	170°C	190°C	210°C	
ПЭВ-2, 1,81 мм	0	6009	1527	397	—	—	107
ПЭВ-2, 1,81 мм	15	4679	490	245	—	—	105
ПЭС-2, 1,62 мм	0	4852	474	137	—	—	109
ПЭС-2, 1,62 мм	15	2409	429	118	—	—	98
ПЭТВ-943, 1,62 мм	0	—	—	4026	738	267	148
ПЭТВ-943, 1,62 мм	15	—	—	1034	200	74	131
ПЭТВ-Р-35, 1,62 мм	0	—	—	12 761	3556	413	167
ПЭТВ-Р-35, 1,62 мм	15	—	—	168	84	75	68
ПЭТВ-РЛ-603, 1,62 мм	0	—	—	5479	899	133	158
ПЭТВ-РЛ-603, 1,62 мм	15	—	—	187	128	28	96
ПЭТ-155, 1,50 мм	0	—	—	—	13 395	4462	188
ПЭТ-155, 1,50 мм	15	—	—	—	25 536*	2264	749
ПЭФ-155, 1,62 мм	0	—	—	—	21 168*	2957	2279
ПЭФ-155, 1,62 мм	15	—	—	—	15 120	1848	1350
Провода на лаке	0	—	—	—	—	—	—
Constatol T928, 1,25 мм	0	—	—	11 571	4147	1616	160
То же	5	—	—	14 914	3359	1625	165
То же	10	—	—	10 479	2381	1482	156
То же	15	—	—	8600	3266	1344	154

* Нет 100%-ного выхода при низшей температуре.

релаксационные явления. Если при повышении температуры термические напряжения в пленках эмаль-лаков снижаются, то ориентационные могут меняться по зависимости, имеющей максимум.

Внутренние напряжения снижают, в соответствии с (1) потенциальный барьер разрушения адгезионного соединения. Долговечность адгезионного соединения снижается также с повышением температуры. В общем случае зависимость адгезионной прочности от продолжительности теплового старения оказывается весьма сложной (рис. 3) и возникает необходимость экспериментального исследования этой характеристики. Иногда даже кратковременная термическая обработка (нормализация) эмалированных проводов позволяет выявить существенное различие адгезионной прочности (рис. 4). Образцы, отличающиеся стабильностью адгезионной прочности в процессе нормализации, обладают также высокой стабильностью показателя эластичности и наоборот, у образцов, адгезионная прочность которых в процессе нормализации существенно снижается, нормализация приводит к существенному ухудшению эластичности.

Таблица 2
Изменение адгезии эмаль-пленок прямоугольных проводов в зависимости от температуры нормализации

Тип эмали, сечение провода, мм²	Расхождение пленки в месте нагрева после надреза и растяжения на 15%, мм			
	В исходном состоянии	После 24 ч выдержки при		
		170°C	190°C	210°C
Полиамидимидная, 1,4×3,55	2	—	27—30	27—30
Полиамидимидная, 1,0×3,55	0	—	Отслоение эмали по всей длине	
Полиэфиримидианурат- ный 1,45×4,1	4—18	Отслоение эмали по всей длине		
Полиэфирный 1,25× ×3,53	0	1—2	2—4	—
Полиэфиримидный 1,25×3,05	0	10—18	Отслоение эмали по всей длине	
Полиэфиримидный 1,25×3,53	2—5	Отслоение эмали по всей длине		
Полиэфиримидный 1,68×4,4	0—4	10—32	Отслоение эмали по всей длине	

Рис. 1. Зависимости относительных внутренних напряжений $\sigma_{вн}$ (1) и относительной адгезионной прочности A_n (2) в пленке полиэфиримидного эмаль-лака от продолжительности теплового старения τ при 180°C.

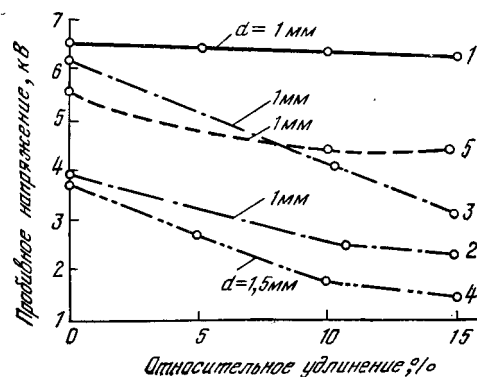
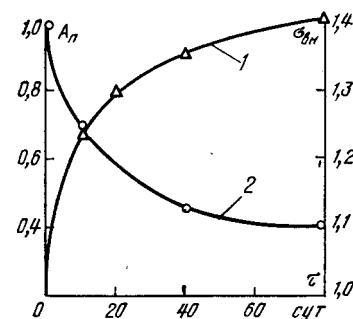


Рис. 2. Зависимость пробивного напряжения эмалированных проводов от степени деформации (напряжение подавалось на медную проволоку и дробь, в которую был помещен провод). 1 — фреоностойкие; 2 — полиэфиримидиануратные; 3 — полиамидимидные; 4 — полиэфиримидные; 5 — полиэфирные.

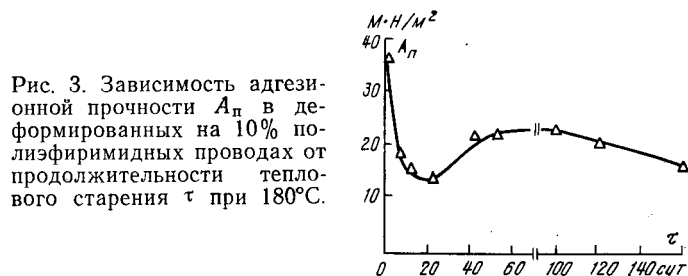


Рис. 3. Зависимость адгезионной прочности A_n в деформированных на 10% полиэфиримидных проводах от продолжительности теплового старения τ при 180°C.

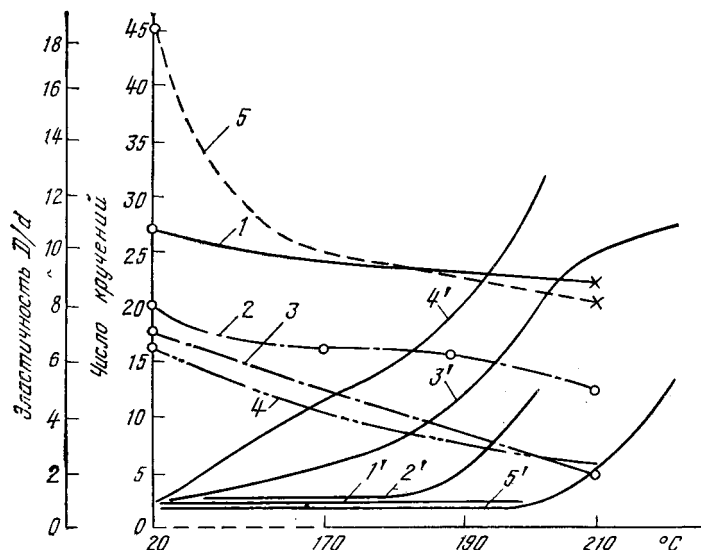


Рис. 4. Зависимости адгезионной прочности (1—5) и эластичности (1'—5') эмаль-пленок медных проводов от температуры нормализации (в течение 24 ч). Обозначения те же, что и на рис. 2.

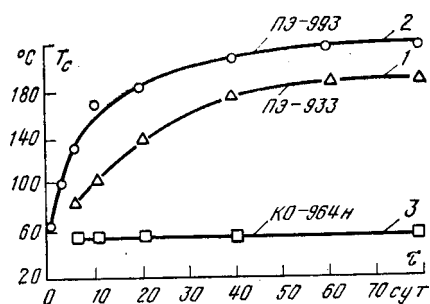


Рис. 5. Зависимость температуры стеклования T_g пленок составов ПЭ-933 (1), ПЭ-993 (2) и КО-964н (3) от продолжительности теплового старения τ при 180°C.

Отмеченная связь эластичности и адгезионной прочности — явление отнюдь не случайное. Эластичность определяется деформационно-прочностными свойствами пленок эмаль-лаков, которые, в свою очередь, тесно связаны с адгезионной прочностью. Без определенного уровня адгезионной прочности невозможна высокая деформируемость пленок эмаль-лаков, т. е. высокая эластичность. Нормализация может быть использована и для эмалированных проводов прямоугольного сечения. Если в исходном состоянии измерение адгезионной прочности часто не позволяет выявить различие между проводами разных марок, то после нормализации эти различия выявляются очень четко (табл. 2). Самое важное, что эти испытания отражают поведение проводов в реальной конструкции. Если ранее считалось, что изменение эластичности после выдержки проводов при повышенной температуре характеризует их нагревостойкость, то многочисленными исследованиями разных марок эмалированных проводов установлено, что данные об изменении эластичности после воздействия повышенных температур не коррелируются с нагревостойкостью. При определении термоэластичности фактически оценивается уровень адгезионной связи эмаль-пленки с металлом провода после воздействия на него температур, превышающих температуру стеклования пленки эмаль-лака.

Насколько тесна связь между эластичностью и адгезионной прочностью показал следующий опыт. На Московском электромеханическом заводе им. Владимира Ильича после намотки заготовок катушек («Лодочек») из эмалированных полиэфирным лаком прямоугольных проводов, их пропитки в лаке МЛ-92 и сушки в течение 0,5 ч при 130°C наблюдались случаи отслоения эмали от медной проволоки. Это происходило тогда, когда провода не соответствовали ГОСТ по термоэластичности после выдержки в течение 24 ч при 200°C. Определение эластичности эмаль-пленок к проволоке после нормализации при повышенной температуре необходимо ввести в контрольные испытания эмалированных проводов.

При исследовании новых типов эмалированных проводов (в скрутках) их нагревостойкость (температурные индексы) обычно определяют при трех-четырех температурах. Полученные результаты не могут служить достаточным ориентиром для применения проводов потому, что от пропитки обмоток значительно зависит нагревостойкость системы (табл. 3 и 4) [Л. 8], и в обмотке некоторые типы эмалированных проводов могут резко снизить сроки службы (табл. 3, 4). Испытание эмалированных проводов следует производить при параллельном определении сроков службы растянутых непропитанных и пропитанных проводов.

Одна из причин отрицательного влияния пропиточного состава на работоспособность эмалированных проводов заключается в высоких внутренних напряжениях, возникающих в пленках пропиточных составов в процессе старения [Л. 9].

Если температура стеклования T_g полимера превышает температуру старения, то релаксационные процессы в пленке пропиточного состава оказываются незавершенными, внутренние напряжения имеют достаточно высокий уровень и могут вызывать необратимые изменения в системе, например, нарушение адгезии пленки эмаль-лака к меди, растрескивание слоя пропиточного состава. Невысокий уровень температуры стеклования слоя пропиточного состава — положительный фактор, важный для работоспособности системы изоляции. Температурный индекс систем «эмалированный провод — пропиточный состав» оказывается выше именно в тех случаях, когда T_g слоя пропиточного состава невысока и стабильна в процессе теплового старения (см. рис. 5, табл. 3 и 4).

Таблица 3

Влияние пропитки различными составами и покрытия эмалями на нагревостойкость скруток из проводов диаметром 1,56 мм и с полиэфиримидной изоляцией

Марка состава	Марка покровной эмали	Средний ресурс образцов (в часах) при температуре			Температура (°C), соответствующая ресурсу T_{20000}
		170°C	190°C	210°C	
МГМ-8	—	5465	1933	881	145
ПЭ-933	—	13 163	2379	2412	160
ПЭ-933	ЭП-09Т	4274	2070	759	143
ПЭ-933	ЭП-91	5889	2540	1142	144
КП-34	—	14 448*	3884	1137	155
КП-34	ЭП-91	4294	2141	1031	131
КО-964н	—	26 900**	11 236	5144	180**
КО-916к	—	33 000**	11 868	4896	180**
КО-964н	КО-935	25 200*	11 592*	3114	174**
ПЭ-993	—	6720	1949	683	150
MER-200+МТГФА***	—	12 087	968	413	124
СУ200+НУ984***	—	1673	1000	287	122
СУ236+НУ984***	—	1427	1033	346	112

* — медянные значения;

** — ориентировочные данные (испытания не закончены);

*** — эпоксидные составы.

Таблица 4

Совместимость эмалированных проводов (в скрутках) с пропиточными лаками

Марка провода	Температурный индекс (°C), соответствующий ресурсу T_{20000} при пропитке лаками							
	Непропитан	МЛ-92	ПЭ-933	ПЭ-993	КП-34	КП-103	КО-916к	Эпоксидные смолы*
ПЭТВ-943	148	150	—	—	—	—	—	115—124
ПЭТВ-939	152	149	154	—	147	151	173	109—121
ПЭТВ-F-35	167	135	132	—	—	—	—	—
ПЭТВ-RL-603	158	93	143	—	—	—	—	—
ПЭТ-155	188	145	160	151	165	163	182	112—124
Constatol T928	160	—	—	—	—	—	124	—

* с ангидридными отвердителями.

Пропиточные составы, особенно сильно снижающие температурный индекс эмалированных проводов (табл. 4) или снижающие их ресурс (табл. 3), приводят к снижению адгезионной прочности на границе контакта пленки эмаль-лаков с проводом, в то время, как составы, не снижающие долговечность (например, кремнийорганические), не вызывают и снижения адгезионной прочности в указанной системе.

Выводы. 1. В связи с тем, что эмалированные провода представляют собой системы, компоненты которых связаны адгезионными силами, для их оценки следует ввести методики, характеризующие изменение адгезионной прочности под влиянием технологических и эксплуатационных воздействий на провода.

2. В стандарты на эмалированные провода необходимо ввести: а) определение их пробивного напряжения до и после растяжения; б) оценку адгезионной прочности после нормализации ($200 \pm 10^\circ\text{C}$ в течение 24 ч для проводов с температурным индексом 130—200°C).

3. Использованию новых типов эмалированных проводов должно предшествовать всестороннее изучение адгезионной прочности, внутренних напряжений, электрической прочности и их зависимостей от различных факторов.

4. Без получения данных о совместимости эмалированных проводов с пропиточными составами внедрение новых типов эмалированных проводов в производство не должно

осуществляться. Также не должны внедряться провода до получения данных о влиянии растягивающих деформаций на срок их службы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Басин В. Е. Об одном из эффектов упрочнения полимерных пленок. — Механика полимеров, 1976, № 1, с. 731—733.
2. Басин В. Е., Артемов Г. И. О механизме деформации эмалированных проводов различных марок. — Электротехника, 1978, № 8, с. 42—45.
3. Фрейдин А. С. Прочность и долговечность клеевых соединений. 1971.—156 с.
4. ГОСТ 14340. 2-69. Провода эмалированные круглые. Метод испытания на адгезию.

5. Басин В. Е., Андреев Т. Н., Артемов Г. И. Новый метод измерения адгезии электроизоляционных материалов. ЭП. Электротехнические материалы, 1973, вып. 7, с. 11—12.

6. Басин В. Е., Артемова Г. И. Метод измерения адгезионной прочности эмалированных проводов прямоугольного сечения. ЭП. Кабельная техника. 1980, вып. 4 (182), с. 1—2.

7. Бернштейн Л. М. Сушка, пропитка и компаундирование обмоток электрических машин. — М.: Энергия, 1967.—240 с.

8. Бернштейн Л. М. Изоляции электрических машин общепромышленного применения. — М.: Энергия, 1971—368 с.

9. Юасин В. Е., Артемова Г. И. Влияние внутренних напряжений на долговечность системы эмаль-провод — пропиточный лак. — ЭП. Электротехнич. материалы 1973, вып. 6, с. 4—5.

[04.04.80]

УДК 621.314.26.001.57

Динамическая модель вентильного преобразователя с обобщенной одноканальной системой управления

НАТАЛКИН А. В., канд. техн. наук

Москва

Анализ принципов построения одноканальных систем импульсно-фазового управления вентильными преобразователями (ВП) и их динамических свойств [Л. 1—5] показывает, что при исследовании устойчивости замкнутых систем регулирования с определенными допущениями (например, режим непрерывного тока без учета явления коммутации) ВП может быть представлен в виде совокупности линейных импульсных элементов. Характер представления ВП зависит от принципа организации его системы управления. Для системы с вертикальным принципом управления ВП представляется в виде одного импульсного звена [Л. 1], для систем с несколькими каналами управления (например, для систем интегрального типа) — в виде нескольких импульсных звеньев [Л. 2 и 4]. Так как в системах с вертикальным принципом управления формирование импульсов управления синхронизируется некоторым опорным напряжением (связанным, например, с питающей сетью), то эти системы называют иногда синхронными системами.

Системы интегрального типа чаще всего называют асинхронными, так как они в ряде случаев не имеют жесткой синхронизации с опорным напряжением. Однако в асинхронных системах управление ВП может быть организовано по нескольким каналам. Периодические пульсации, поступающие на различные каналы, могут выполнять роль синхронизации систем управления [Л. 3 и 5]. Это обстоятельство указывает на то, что к анализу динамических свойств ВП можно подойти с более общих позиций, чем это делалось до сих пор, т. е. систему управления ВП можно рассматривать как систему с несколькими каналами управления, на отдельные входы которых может подаваться соответствующим образом сформированная система опорных напряжений, а на другие — управляющий сигнал и сигнал регулируемой величины. В состав такой системы может входить звено интегрального, пропорционального или какого-нибудь другого типа.

Структура обобщенной системы управления ВП приведена на рис. 1. В этой структуре на вход узла сравнения нуль-органа НО подается разность напряжений u_{c1} и напряжения с выхода звена с импульсной переходной характеристикой $g(t)$. В момент равенства этих напряжений нуль-орган срабатывает, на выходе задающего генератора ЗГ появляется импульс, который переключает кольцевую пересчетную схему КПС и поступает на соответствующий вентиль ВП. Одновременно с переключением пересчетной схемы происходит замыкание ключа К и напряжение на выходе звена с характеристикой $g(t)$ мгновенно изменяется до напряжения u_{c2} , которое может также являться управляющим напряжением системы управления.

Если напряжение u_{c1} представляет собой систему опорных напряжений, напряжение u_{c2} равно напряжению u_{c1} ,

а в цепи тока $i_{вх}$ установлено пропорциональное звено, то данная структура вырождается в структуру системы с вертикальным принципом управления, управляемой по каналу $i_{вх}$ [Л. 1]. При $u_{c2}=0$ и интегральном звене в цепи $i_{вх}$ структура вырождается в структуру, рассмотренную в [Л. 2].

При $u_{c1}=u_{c2}+\text{const}$, интегральное звено в цепи $i_{вх}$ и подаче управляющего сигнала по цепям $i_{вх}$, u_{c1} и соответственно u_{c2} структура вырождается в структуру асинхронной системы управления со свойствами ПИ-регулятора [Л. 3 и 4] и т. д. Таким образом, в том понимании, о котором шла речь выше, структура рис. 1 охватывает широкий класс систем управления ВП и может служить базовой структурой, из которой соответствующей организацией сигналов управления могут быть получены динамические модели различных систем управления.

При малых отклонениях сигналов от установившихся значений и представлении выходного напряжения ВП в виде симметричной стационарной составляющей и импульсной составляющей [Л. 1] можно построить динамическую модель ВП с обобщенной структурой управления. В соответствии с рис. 2, иллюстрирующей работу системы управления, может быть найдена связь между отклонениями входных сигналов и параметрами импульсной составляющей выходного напряжения. Заметим, что в общем случае сигналы, поступающие на входы системы управления, могут представлять собой кривые с периодом, равным периоду пульсации выходного напряжения.

В установившемся режиме для моментов срабатывания нуль-органа 0, T, ..., kT, ...

$$u_{c1}[(k+1)T] - u_{c2}(kT) = u_g[(k+1)T] - u_g(kT), \quad (1)$$

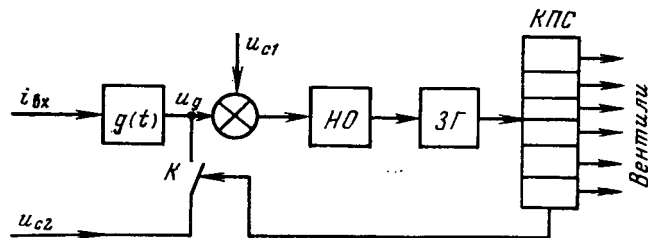


Рис. 1. Структура обобщенной системы управления вентильным преобразователем.

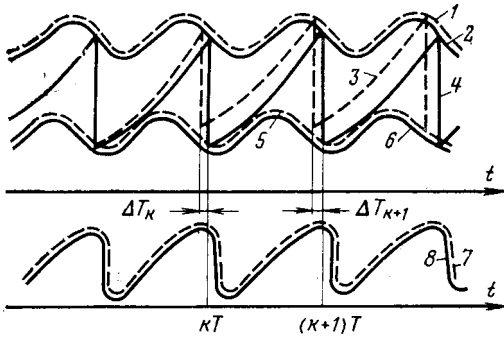


Рис. 2. Диаграмма работы обобщенной системы управления вентильного преобразователя.

1 — $u_{c1}(t) + \Delta u_{c1}(t)$; 2 — $u_{c1}(t)$; 3 — $u_g(t) + \Delta u_g(t)$; 4 — $u_g(t)$; 5 — $u_{c2}(t) + \Delta u_{c2}(t)$; 6 — $u_{c2}(t)$; 7 — $i_{BX}(t) + \Delta i_{BX}(t)$; 8 — $i_{BX}(t)$.

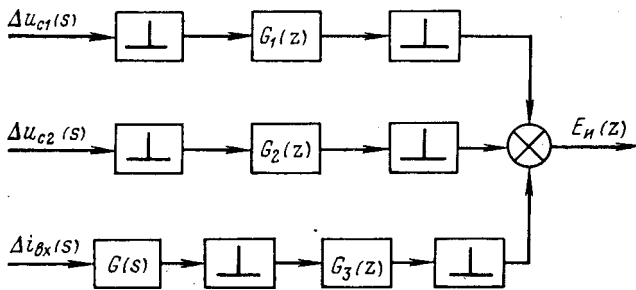


Рис. 3. Динамическая модель вентильного преобразователя с обобщенной системой управления.

где

$$u_g(t) = \frac{d}{dt} \int_0^t h(t-\tau) i_{BX}(\tau) d\tau; \quad g(t) = \frac{dh(t)}{dt}.$$

В переходном режиме для малых отклонений сигналов на входах системы управления $\Delta i_{BX}(t)$, $\Delta u_{c1}(t)$, $\Delta u_{c2}(t)$ можно записать:

$$\Delta u_{c1}[(k+1)T + \Delta T_{k+1}] + u_{c1}[(k+1)T + \Delta T_{k+1}] - \Delta u_{c2}(kT + \Delta T_k) - u_{c2}(kT + \Delta T_k) = \Delta u_g[(k+1)T + \Delta T_{k+1}] + u_g[(k+1)T + \Delta T_{k+1}] - \Delta u_g(kT + \Delta T_k) - u_g(kT + \Delta T_k). \quad (2)$$

Полагая, что существуют и непрерывны производные

$$\begin{aligned} u'_{c1}[(k+1)T] &= u'_{c1}(kT) = u'_{c1}; \\ u'_{c2}[(k+1)T] &= u'_{c2}(kT) = u'_{c2}; \\ u'_g[(k+1)T] &= u'_g(kT) = u'_g, \end{aligned}$$

и вычитая (1) из (2) с точностью до малых второго порядка, находим:

$$\begin{aligned} \Delta u_{c1}[(k+1)T] + \Delta T_{k+1} u'_{c1} - \Delta u_{c2}(kT) - \Delta T_k u'_{c2} = \\ = \Delta u_g[(k+1)T] - \Delta u_g(kT) + (\Delta T_{k+1} - \Delta T_k) u'_g, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\Delta u_g(t) = \frac{d}{dt} \int_0^t h(t-\tau) \Delta i_{BX}(\tau) d\tau.$

Как указано в [Л. 2], непрерывности производных u'_{c1} , u'_{c2} , u'_g в случае, если они имеют конечные разрывы в моменты срабатывания нуля-органа, можно добиться, вводя апериодическое звено $\frac{1}{\tau s + 1}$ при $\tau \rightarrow 0$. С одной стороны,

такое звено приводит к сглаживанию сигнала в соответствующем канале при любом $\tau \neq 0$, хотя при $\tau = 0$ данное звено превращается в передающее, с другой стороны, вследствие инерционности данного звена при разрывном характере производных в моменты срабатывания нуля-органа системы управления фиксируются значения этих производных в моменты срабатывания «слева» при $\tau \rightarrow 0$. Таким образом, в об-

щем случае независимо от того, разрывны или непрерывны в моменты срабатывания нуля-органа производные в уравнении (3) необходимо подставлять значения этих производных, определяемых в моменты $kT=0$. Это следует и из физических соображений, поскольку отклонения от моментов срабатывания определяются режимом, предшествующим моментам срабатывания нуля-органа системы управления, т. е. производными стационарных сигналов «слева».

Подвергнув выражение (3) z-преобразованию с учетом того, что $\Delta T_0=0$, $\Delta u_{c1}(0)=0$, $\Delta u_g(0)=0$, найдем

$$\Delta T(z) = - \frac{(z-1) [G(s) \Delta i_{BX}(s)]^* - z \Delta u'_{c1}(s) + \Delta u'_{c2}(s)}{(z-1) u'_g - z u'_{c1} + u'_{c2}},$$

т. е. z-преобразование для импульсной составляющей $E_H(t)$ выходного напряжения преобразователя приобретает вид:

$$E_H(z) = E \frac{(z-1) [G(s) \Delta i_{BX}(s)]^* - z \Delta u'_{c1}(s) + \Delta u'_{c2}(s)}{(z-1) u'_g - z u'_{c1} + u'_{c2}}, \quad (4)$$

где $E = 2U_{mf} \sin \frac{\pi}{m} \sin \alpha$ — амплитуда импульсной составляющей

выходного напряжения, $G(s)$ — изображение импульсной переходной характеристики $g(t)$.

Выражение (4) дает возможность построить динамическую модель вентильного преобразователя с обобщенной системой управления. В соответствии с этим выражением вентильный преобразователь представляется в виде структурной схемы с тремя каналами управления и несколькими синхронно работающими импульсными ключами в каждом канале, между которыми включены передаточные функции $G_1(z)$, $G_2(z)$, $G_3(z)$ (рис. 3), определяемые по выражениям:

$$G_1(z) = -E \frac{z}{(z-1) u'_g - z u'_{c1} + u'_{c2}};$$

$$G_2(z) = E \frac{1}{(z-1) u'_g - z u'_{c1} + u'_{c2}};$$

$$G_3(z) = E \frac{z-1}{(z-1) u'_g - z u'_{c1} + u'_{c2}}.$$

Регулирование импульсной составляющей выходного напряжения может осуществляться по всем трем каналам управления. Анализ выражения (4) и структуры рис. 3 показывает, что если

$$u_{c1}(t) = u_{c2}(t) = u_c(t); \quad \Delta u_{c1} = \Delta u_{c2} = 0$$

и эти напряжения выполняют функцию опорных напряжений системы управления, то выражение (4) упрощается:

$$E_H(z) = E \frac{[G(s) \Delta i_{BX}(s)]^*}{u'_g - u'_c}. \quad (5)$$

Это выражение и отвечающая ему динамическая модель соответствуют динамической модели системы управления с вертикальным принципом, в цепи управления которой установлено звено с передаточной функцией $G(s)$. При отсутствии периодических пульсаций во входном сигнале ($u_g=0$) выражение (5) приобретает вид:

$$E_H(z) = - \frac{E}{u'_c} [G(s) \Delta i_{BX}(s)]^* \quad (6)$$

и, следовательно, коэффициент, учитывающий изменение коэффициента усиления ВП в зависимости от формы входного сигнала, может быть найден делением (5) на (6):

$$F = \frac{1}{1 - \frac{u'_g}{u'_c}},$$

Коэффициент F , называемый фактором пульсаций, при

$$\begin{aligned} u_c(t) &= \cos[\alpha + \omega(t - kT)]; \\ u'_c(kT) &= u'_c = -\omega \sin \alpha \end{aligned}$$

приводится к виду, указанному в [Л. 1].

Аналогичным образом из обобщенной модели могут быть получены динамические модели других систем управления. Например, при

$$u_{c1} = u_{c2} + \text{const}; \quad u'_{c1} = u'_{c2} = -u'_c;$$

$$\Delta u_{c1} = \Delta u_{c2} = -\Delta u_y; \quad \Delta i_{bx} = \frac{\Delta u_y}{R}; \quad G(s) = \frac{1}{cs}$$

получаем модель преобразователя с асинхронной системой управления, обладающей свойствами ПИ-регулятора (рис. 4), рассмотренную в [Л. 3 и 4]. Коэффициент усиления вентильного преобразователя здесь определяется отношением

$$\frac{E}{u'_g + u'_c}.$$

Так как сигнал управления при этом формируется таким образом, что

$$u'_g = (u_0 + u_c)/T_1,$$

где $T_1 = RC$, а при отсутствии пульсаций $u'_g = u_0/T_1$, то в данном случае фактор пульсаций

$$F = \frac{1}{1 + \frac{u_c}{u_0} + \frac{u'_c T_1}{u_0}}.$$

$$\text{При } u_{c2} = 0; \quad G(s) = \frac{1}{cs}$$

получаем модель, приведенную в [Л. 2, рис. 3], соответствующую модели ВП с асинхронной системой и двумя каналами управления. Если в этой структуре по цепи i_{bx} поступает сигнал, пропорциональный разности выходного напряжения u_d и напряжения с выхода неуправляемого выпрямителя с числом фаз, равным числу фаз ВП, а управление осуществляется по цепи u_{c1} , причем $u'_c = 0$ относительно управляющего воздействия по цепи u_{c1} можем получить систему, обладающую аналогично системе с вертикальным принципом максимальным быстродействием. Такая структура с учетом организации входных сигналов согласно [Л. 5] для импульсной составляющей представлена на рис. 5а. Для этой схемы

$$G_1(z) = \frac{E}{u'_g} \frac{z}{z-1}; \quad G(s) = \frac{1}{cs}; \quad G_\Phi(s) = \frac{1}{R(\tau s + 1)}.$$

($\tau \rightarrow 0$)

Поскольку в этой структуре производная $u'_g(kT)$ имеет конечные разрывы, то в этом канале установлено апериодическое звено $\frac{1}{\tau s + 1}$ при $\tau \rightarrow 0$, которое учтено в передаточной функции G_Φ цепи обратной связи по выходному напряжению. Согласно этой структуре можно записать:

$$E_H(z) = \Delta u_y(s) * G_1(z) - \frac{E}{u'_g} [G(s) G_\Phi(s)] * E_H(z),$$

где $\Delta u_y = -\Delta u'_{c1}$.

Из приведенного уравнения следует, что выражение для импульсной составляющей приобретает вид

$$E_H(z) = \frac{E}{u'_g} \frac{z \Delta u_y^*(s)}{z + E/T_1 u'_g - 1} = G_0(z) \Delta u_y^*(s), \quad (7)$$

т. е. структура рис. 5а относительно управляющего воздействия Δu_y может быть преобразована в структуру, приведенную на рис. 5б, причем из выражения (7) видно, что данная структура обладает максимальным быстродействием, если $E = T_1 u'_g$. Для данной структуры

$$G_0(z) = \frac{E}{u'_g} \frac{z}{z + E/T_1 u'_g - 1}.$$

При той организации входного сигнала по цепи i_{bx} , какая указана в [Л. 5], это условие выполняется только при изменении угла управления в диапазоне $0 < \alpha < \frac{2\pi}{m}$.

При скачкообразном изменении сигнала Δu_y характер изменения переходного процесса определяется корнями знаме-

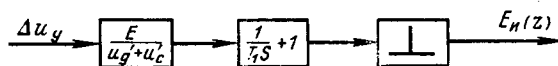


Рис. 4. Динамическая модель вентильного преобразователя с асинхронной системой управления пропорционально-интегрального типа.

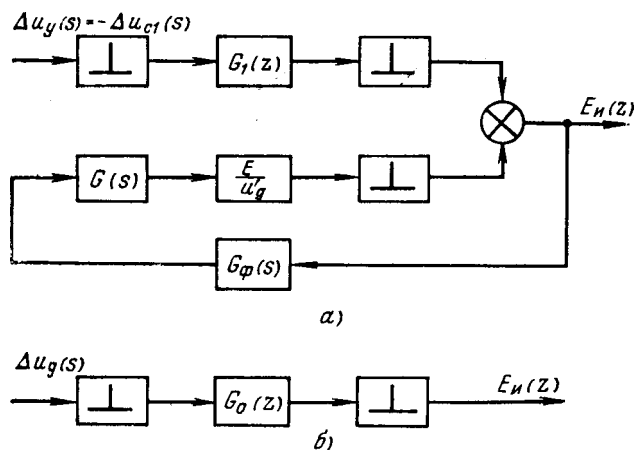


Рис. 5. Динамическая модель вентильного преобразователя с отрицательной обратной связью по выходному напряжению в цепи i_{bx} и с интегральным звеном в этой цепи.

нателя выражения (7). В силу того, что на интервале $n \frac{2\pi}{m} < \alpha < (n+1) \frac{2\pi}{m}$ ($n = 1, \dots, \frac{m}{2} - 1$)

$$u'_g = \frac{u_{mf}}{T_1} \left\{ \cos \left[\alpha - (1+2n) \frac{\pi}{m} \right] - \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) \right\}$$

корни знаменателя (7) приобретают вид

$$z = \frac{\sin \frac{n\pi}{m} \sin \left[\alpha - (1+n) \frac{\pi}{m} \right]}{\sin \left[(n+1) \frac{\pi}{m} \right] \sin \left(\alpha - n \frac{\pi}{m} \right)},$$

что совпадает с результатом, полученным в [Л. 5] методом линеаризации разностных уравнений.

Таким образом, приведенные примеры показывают, что предлагаемая динамическая модель ВП с обобщенной структурой системы управления охватывает широкий класс ВП с различными типами систем управления, из которой могут быть получены динамические модели ВП с конкретными типами структур систем управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шипило В. П. Исследование процессов в замкнутых вентильных системах методом z -преобразования. — Электричество, 1969, № 11, с. 63—68.
2. Наталкин А. В., Колоколкин А. М. Применение метода z -преобразования для анализа замкнутых вентильных систем с асинхронной одноканальной системой управления. — Электричество, 1976, № 10, с. 54—59.
3. Поздеев А. Д. Динамические модели асинхронных систем импульсно-фазового управления выпрямителями при малых отклонениях. — ЭП. Электропривод, 1975, вып. 9, с. 6—10.
4. Поздеев А. Д. Динамические свойства вентильных преобразователей с асинхронными системами импульсно-фазового управления. — Электротехника, 1977, № 9, с. 11—15.
5. Придатков А. Г., Исхаков А. С. Устойчивость вентильных преобразователей с системой управления интегрального типа. — Электричество, 1977, № 10, с. 39—44.

[11.06.80]

Анализ работы преобразователей тока с магнитодиэлектрическим магнитопроводом

МАХАЙЛОВ В. В., канд. техн. наук, ПРОУС В. Р., инж.

Новочеркасск

Использование защитных трансформаторов тока (ТТ) с замкнутыми стальными магнитопроводами в автономных низковольтных электроэнергетических системах встречает затруднение. Это связано с жесткими массо-габаритными ограничениями при установке ТТ в распределительные щиты, расстояние между шинпроводами соседних фаз, а также между шинпроводами и корпусом в которых, как правило, составляет 3—5 см. Кроме того, в таких энергосистемах возможны достаточно большие кратности токов короткого замыкания (16—20), при которых ТТ работают с большими токовыми погрешностями. Уменьшение габаритов ТТ приводит к увеличению погрешности их работы и, как следствие, определяет снижение чувствительности устройств релейной защиты.

В данной статье проведен анализ работы преобразователей тока шинного типа с магнитопроводами из магнитодиэлектрика на основе порошка карбонильного железа Р-10. Магнитопроводы таких преобразователей, называемых ниже магнитодиэлектрическими преобразователями тока (МПТ), изготавливаются по методике, изложенной в [Л. 1]. Основные преимущества МПТ по сравнению с ТТ заключаются в следующем: проще конструкция, обеспечивающая минимальные габариты и вес; проще технология изготовления магнитопроводов холодным прессованием; магнитные характеристики при массовом производстве обладают большей стабильностью.

Магнитные характеристики. Материал магнитопроводов МПТ находится в мелкодисперсном состоянии. Благодаря тому, что отдельные зерна карбонильного порошка покрыты электроизоляционным материалом, магнитопроводы обладают высоким удельным сопротивлением и малыми потерями из-за вихревых токов. Вследствие этого характеристики МПТ подобны характеристикам ТТ с распределенным зазором. Однако ТТ с распределенным зазором изготовить с высокой воспроизводимостью характеристик образцов сложнее, чем МПТ.

Предельная петля гистерезиса материала магнитопровода МПТ существенно уже, чем предельная петля гистерезиса электротехнических сталей. Остаточная индукция B_r и коэрцитивная сила H_c соответственно равны 0,0174 Т и 1385 А/м. На рис. 1 приведена основная кривая намагничивания $B_0(H)$ магнитодиэлектрика на основе карбонального порошка Р-10, полученная на нелинейном участке с помощью вибрационного магнитометра.

На этом же рисунке приведены составляющие основной кривой намагничивания: индукция пустоты $\mu_0 H$ и намагниченность магнитодиэлектрика $\mu_0 I$, где μ_0 — магнитная постоянная. С увеличением напряженности магнитного поля намагниченность стремится к своему предельному значению $I_s = 1162$ кА/м, которой соответствует индукция насыщения $B_s = 1,46$ Т.

Для сравнения характеристик магнитодиэлектриков и электротехнических сталей удобно пользоваться базисной напряженностью магнитного поля H_0 , которой соответствует значение индукции $0,5B_s$ [Л. 2]. Значение базисной напряженности магнитного поля магнитодиэлектрика на основе карбонильного порошка Р-10 в 700 раз больше, чем у электротехнической стали 1512 (Э42).

Таким образом, насыщение магнитодиэлектриков на основе карбонильных порошков наступает при напряженности магнитного поля, существенно больших, чем у электротехнических сталей.

Основную кривую намагничивания магнитодиэлектриков на основе карбонильных порошков аппроксимируют формулой [Л. 3]:

$$B = \frac{H}{\alpha + \gamma |H|}, \quad (1)$$

где α и γ — коэффициенты аппроксимации.

С учетом принятых размерностей координат на рис. 1 для материала магнитопровода МПТ $\alpha = 65,1$ и $\gamma = 0,331$.

До напряженностей магнитного поля $H \leq 200$ кА/м аппроксимирующая кривая практически совпадает с кривой намагничивания материала (см. рис. 1). При дальнейшем увеличении напряженности поля наблюдается расхождение кривых, однако в целом погрешность аппроксимации не превышает 4%, что приблизительно совпадает с погрешностью получения экспериментальной кривой $B_0(H)$.

Режим работы. Выходное сопротивление МПТ обычно значительно меньше сопротивления входных цепей устройств релейной защиты вследствие малой начальной магнитной проницаемости его магнитопровода. Входная величина МПТ — ток I_1 , выходная — напряжение U_2 на выводах вторичной обмотки, т. е. преобразователь работает в режиме трансреактора с коэффициентом преобразования $k_n = U_2/I_1$. Номинальное значение коэффициента преобразования определяется при номинальном первичном токе и разомкнутой вторичной обмотке, напряжение на которой при этом считается номинальным. При условии, что магнитопровод МПТ имеет форму узкого тороида, а витки вторичной обмотки нанесены по всей длине магнитопровода равномерно, работа преобразователя с достаточной точностью определяется системой уравнений, соответствующей Г-образной схеме замещения,

$$\left. \begin{aligned} i'_1 &= i'_0 + i_2; \\ B &= F(H); \\ \omega_2 S \frac{dB}{dt} &= i_2 (r_2 + r_n) = u_2 (1 + r_2/r_n), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

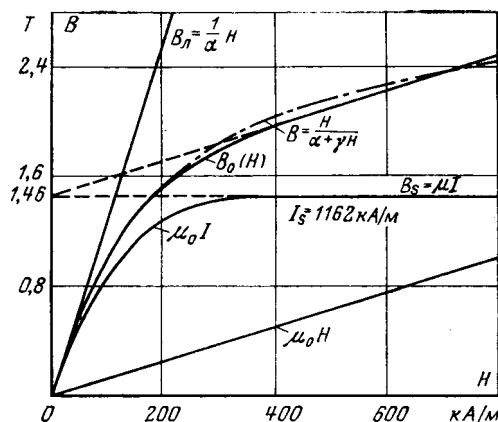


Рис. 1. Основные характеристики индукции и намагниченности магнитодиэлектрика на основе порошка карбонильного железа Р-10.

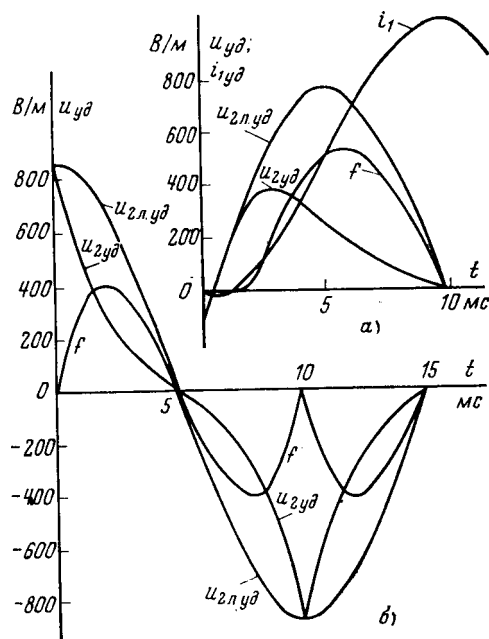


Рис. 2. Кривые мгновенных значений выходных напряжений МПТ и ЛПТ при $I_{1муд}=180$ кА/м; $T_1=0,02$ с; $\omega=314$ рад/с. а — $\Psi_i=0$; б — $\Psi_i=90^\circ$.

где i'_1, i'_0 — приведенные ко вторичной обмотке первичный ток и ток намагничивания; i_2, u_2 — вторичный ток и выходное напряжение; w_2 — число витков вторичной обмотки; S — сечение магнитопровода; r_2, r_n — активные сопротивления вторичной обмотки и нагрузки соответственно.

Анализ формы выходного сигнала. Зависимость выходного напряжения МПТ от времени получим для первичного тока, изменяющегося по закону:

$$i_1 = I_{1m} \left[\cos \Psi_i \exp \left(-\frac{t}{T_1} \right) - \cos (\omega t + \Psi_i) \right] = I_{1m} Q, \quad (3)$$

где I_{1m} — амплитуда периодической составляющей первичного тока; T_1 — постоянная времени затухания аperiodической составляющей первичного тока; Ψ_i — начальная фаза; ω — угловая частота.

Подставляя (1) и (3) в систему (2), после несложных преобразований для режима холостого хода преобразователя в относительных единицах [Л. 4] получим:

$$u_{2уд} = \frac{I_{1муд} \alpha \theta}{(\alpha + \gamma I_{1муд} |Q|)^2}, \quad (4)$$

где

$$\theta = \frac{dQ}{dt} = -\frac{1}{T_1} \cos \Psi_i \exp \left(-\frac{t}{T_1} \right) + \omega \sin (\omega t + \Psi_i).$$

Погрешность МПТ, обусловленная нелинейностью характеристики намагничивания, определяется по отношению к линейному во всем диапазоне первичных токов преобразователю — линейному преобразователю тока (ЛПТ). При этом необходимо, чтобы при $H \rightarrow 0$ значения индукций МПТ и ЛПТ были равны. Такое определение погрешности МПТ целесообразно прежде всего при анализе работы многоплечевой дифференциальной защиты [Л. 5].

Выходное напряжение ЛПТ в режиме холостого хода

$$u_{2л} = \frac{w_{2л} S_l}{l_{0л}} \mu_0 \frac{di_1}{dt}, \quad (5)$$

где $w_{2л}$ — число витков вторичной обмотки; S_l и $l_{0л}$ — сечение и средняя магнитная длина магнитопровода.

При равенстве индукций МПТ и ЛПТ и $H \rightarrow 0$ для ненагруженных датчиков можно записать

$$\frac{\mu_n}{\mu_0} = \frac{w_{2л} S_l l_0}{w_{2л} S_n l_n} \quad (6)$$

где μ_n — начальная магнитная проницаемость магнитопровода МПТ; l_0 — его средняя магнитная длина.

С учетом удобства практической реализации ЛПТ с магнитопроводом из немагнитного материала целесообразно принять

$$w_{2л} = w_2, \quad l_{0л} = l_0, \quad S_l = \frac{\mu_n S}{\mu_0}. \quad (7)$$

Подставляя (7) в (5), получаем

$$u_{2л} = \frac{w_2 S}{l_0} \mu_n \frac{di_1}{dt}.$$

Для определения μ_n необходимо вычислить

$$\lim_{H \rightarrow 0} \frac{dB}{dH} = \mu_n.$$

С учетом (1)

$$\lim_{H \rightarrow 0} \frac{\alpha}{\alpha^2 + 2\gamma H + \gamma^2 H^2} = \frac{1}{\alpha} = \mu_n.$$

Таким образом, индукция линейного преобразователя изменяется в соответствии с уравнением $B_l = \frac{1}{\alpha} H$ (см. рис. 1), а его выходное напряжение в относительных единицах

$$u_{2л.уд} = \frac{I_{1муд} \theta}{\alpha}. \quad (8)$$

Абсолютная мгновенная погрешность МПТ определяется разностью выражений (8) и (4):

$$f = I_{1муд} \theta \left[\frac{1}{\alpha} - \frac{\alpha}{(\alpha - \gamma I_{1муд} |Q|)^2} \right]. \quad (9)$$

На рис. 2, а и б приведены кривые мгновенных значений выходных напряжений МПТ и ЛПТ и абсолютной мгновенной погрешности МПТ, рассчитанные соответственно по выражениям (4), (8) и (9) для значений $\Psi_i=0$ и 90° . На рис. 2, а, кроме того, приведена кривая мгновенного относительного первичного тока $i_{уд}$. Напряжения ЛПТ и МПТ в режиме с максимальной аperiodической составляющей первичного тока в течение некоторого времени с начала процесса совпадают (см. рис. 2, а), причем время совпадения определяется кратностью нуля. Далее происходит расхождение кривых из-за насыщения магнитопровода МПТ. В соответствии с этим изменяется кривая его мгновенной абсолютной погрешности f .

Режим включения с начальной фазой $\Psi_i=90^\circ$ (см. рис. 2, б) сопровождается скачкообразным увеличением выходных напряжений ЛПТ и МПТ до амплитудного значения, которое определяется по формуле, вытекающей из (4) или (8) при $\omega t=0$

$$U_{2мод} = \frac{\omega I_{1муд}}{\alpha} \quad (10)$$

Кривая мгновенной погрешности в установившемся режиме имеет характерную двухгорбую форму с нулевым значением в моменты достижения выходных напряжений обоих преобразователей амплитудных значений, т. е. в моменты перехода первичного тока через нуль. Амплитудное значение выходного сигнала МПТ в установившемся режиме должно являться задающим параметром при выборе элементов входных цепей устройств защиты и автоматики по условию допустимых максимальных напряжений.

Выходное напряжение МПТ опережает первичный ток при любой начальной фазе, что в принципе позволяет повысить быстроту действия защитных устройств по сравнению с устройствами, работающими в сочетании с трансформаторами тока с замкнутыми стальными магнитопроводами. Абсолютная мгновенная погрешность в первый момент короткого замыкания равна нулю и поэтому не влияет на время срабатывания дифференциальной защиты с торможением.

Угловую погрешность МПТ следует определять как разность моментов перехода напряжений ЛПТ и МПТ через нуль. При разомкнутых вторичных обмотках обоих преобразователей угловая погрешность близка к нулю как в установившемся, так и переходном режимах. Результаты приведенного

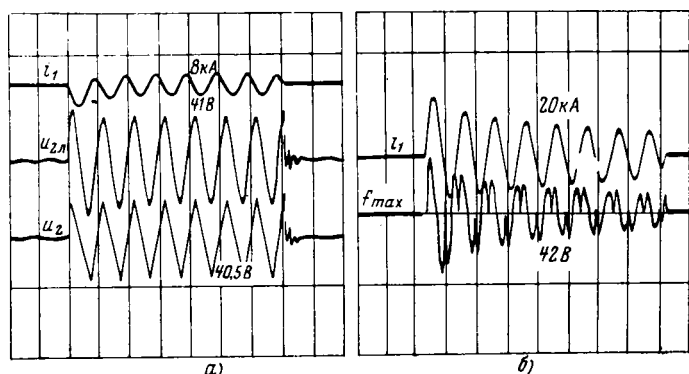


Рис. 3. Осциллограммы выходных сигналов ЛПТ и МПТ (а) и абсолютной погрешности МПТ (б)

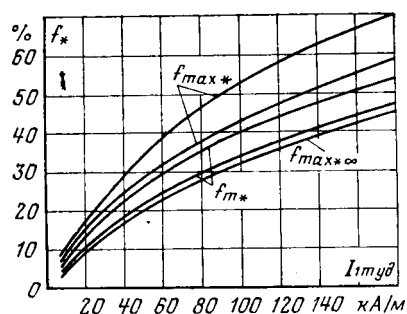


Рис. 4. Графики максимальной и амплитудной погрешности МПТ в переходном режиме $f_{\max*}$ и f_{m*} (верхние кривые для $T_1=0,1$ с, нижние — для $T_1=0,02$ с) и максимальной погрешности $f_{\max*\infty}$ в установившемся режиме.

анализа формы выходного сигнала МПТ достаточно хорошо согласуются с экспериментальными данными. На рис. 3,а представлены осциллограммы выходных сигналов ЛПТ и МПТ при одинаковом первичном токе и активной нагрузке во вторичной цепи каждого из датчиков 20 кОм. Кратность периодической составляющей первичного тока равна 2,27. Достаточно отчетливо видно отличие форм выходных напряжений ЛПТ и МПТ при приблизительно одинаковых амплитудах. На рис. 3,б представлена осциллограмма напряжения, определяющего абсолютную мгновенную погрешность МПТ. Осциллограмма получена как суммарный сигнал при встречном включении ЛПТ и МПТ при протекании по их первичной обмотке одного и того же тока. Аналогичные осциллограммы были получены также на образцах МПТ прямоугольной формы, т. е. плотно облегчающих токоведущую шину прямоугольного сечения. Экспериментальные данные, полученные на образцах МПТ как тороидальной, так и прямоугольной формы совпадают с расчетными с погрешностью, не превышающей 10%.

Относительная погрешность МПТ. Напряжение линейного преобразователя в переходном режиме с максимальной аperiodической составляющей первичного тока достигает амплитудного значения U_{2mL} через четверть периода номинальной частоты с начала процесса. Амплитуда напряжения МПТ U_{2m} в этом режиме меньше амплитуды напряжения ЛПТ за этот же промежуток времени и может быть охарактеризована относительной амплитудной погрешностью

$$f_{m*} = \frac{U_{2mL} - U_{2m}}{U_{2m\infty}} 100\%. \quad (11)$$

В установившемся режиме, очевидно, $U_{2mL} = U_{2m} = U_{2m\infty}$ и $f_{m*} = 0$ при любой кратности первичного тока.

При разработке устройств многоплечевой дифференциальной защиты с МПТ [Л. 5], реагирующими на мгновенные значения входных сигналов, необходимо производить оценку максимального значения сигнала небаланса при внешних замыканиях. Для этого следует определять относительную максимальную погрешность МПТ следующим выражением:

$$f_{\max*} = \frac{\max |u_2 - u_{2L}|}{U_{2m\infty}} 100\%. \quad (12)$$

Погрешности МПТ достигают наибольших значений в переходных режимах с максимальной аperiodической составляющей первичного тока. С учетом этого на рис. 3 приведены графики рассмотренных выше погрешностей МПТ за первый полупериод переходного режима, полученные расчетом на ЦВМ с использованием выражений (4), (8) — (12). Здесь же приведена кривая максимальной погрешности МПТ в установившемся режиме $f_{\max*\infty}$.

Увеличение постоянной времени затухания аperiodической составляющей первичного тока приводит к росту погрешности МПТ. С увеличением первичного тока скорость нарастания погрешности МПТ во всех режимах уменьшается, что благоприятно сказывается на работе устройств дифференциальной защиты с торможением. Использование МПТ для работы в сочетании с токоизмерительными устройствами автоматики целесообразно, если в качестве рабочего параметра использовать амплитуду выходного напряжения установившегося режима. В этом случае точность работы таких устройств может быть достаточно высокой.

Следует также отметить, что дифференциальную защиту на основе МПТ целесообразно строить по схеме разнесения напряжений с последовательным соединением вторичных обмоток датчиков. Преимуществом такой защиты является невозможность ложного срабатывания при обрыве соединительных кабелей преобразователей тока с реле. Это позволяет не отстраивать защиту от сигнала небаланса в случае обрыва соединительного кабеля преобразователя, установленного на наиболее мощном присоединении и обеспечить таким образом чувствительность ниже номинального тока. Этого не удастся достичь в устройствах дифференциальной защиты на циркуляции токов.

Выводы. 1. Применение магнитоэлектриков на основе карбонильных порошков в качестве материала магнитопроводов первичных преобразователей тока устройств релейной защиты и автоматики обеспечивает им минимальные массо-габаритные характеристики.

2. Преобразователь тока с магнитоэлектрическим магнитопроводом перспективен для использования в устройствах дифференциальной защиты с высокими быстродействием и чувствительностью.

3. Для повышения точности работы токоизмерительные устройства автоматики с МПТ следует выполнять реагирующими на амплитуду выходного напряжения установившегося режима.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ 13610-68. Железо карбонильное радиотехническое.
2. Дроздов А. Д. Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите. — М.: Энергия, 1965. — 240 с.
3. Рабкин Л. П. Высокочастотные ферромагнетики. — М.: Физматгиз, 1960. — 528 с.
4. Сирота И. М. Переходные режимы работы трансформаторов тока. — Киев: Изд. АН УССР, 1961. — 191 с.
5. А. с. 626463 (СССР). Устройство для дифференциальной защиты сборных шин/ В. В. Михайлов, Е. М. Ульяничский, В. Р. Проус, А. С. Дордий. — Оpubл. в Б. И., 1978, № 36. [15.08.80]

Выбор стратегии экспериментального исследования коммутационных перенапряжений в электрических сетях

МНУХИН А. Г., канд. техн. наук, КОНЕВСКИЙ Б. И., инж.

В настоящее время в связи с применением новых средств ограничения перенапряжений и новых видов электрической изоляции проводятся широкие исследования коммутационных перенапряжений в электрических сетях различных классов напряжений. Причем, как в нашей стране, так и за рубежом нет единого мнения относительно необходимого объема экспериментов и наиболее целесообразных схем для исследования. Так, одни авторы проводят анализ на основе 7—10 опытов или 20—30 фазоосциллограмм [Л. 1], у других объем исходных экспериментальных данных составляет десятки тысяч опытов [Л. 2]. Таким образом, объем экспериментов в каждом случае определяется исключительно возможностями исследователя, а полученные данные практически несопоставимы.

Кроме того, разноречивы мнения о том, возможно ли объединять выборки данных, полученных в трех фазах, в одну группу или же вообще допустимо вести регистрацию перенапряжений не во всех фазах [Л. 3 и 4]. Полученные значения перенапряжений оцениваются, как правило, с помощью закона их распределения. При этом, имея количественную оценку явления в целом, невозможно определить основные факторы, оказывающие влияние на переходный процесс; и оценить влияние каждого. Ранее делалась попытка оценить влияние угла коммутаций на уровень перенапряжений с помощью регрессионной зависимости [Л. 5], однако при этом такие факторы, как неодновременность коммутации контактов, длительность переходного процесса и ряд других, не учитывались.

Предлагаемая стратегия исследования коммутационных перенапряжений в высоковольтных и распределительных сетях должна выбираться таким образом, чтобы обеспечивались определение необходимого объема эксперимента, позволяющего дать объективную оценку рассматриваемому явлению, и выбор математического аппарата позволяющего дать количественную оценку влияния наиболее существенных случайных факторов.

Так как исследуемые явления носят статистический характер, наиболее подходящим здесь является метод регрессионного анализа. При этом кратности перенапряжений, зависящие от большого числа случайных величин, могут сами рассматриваться как случайные величины. Пассивный эксперимент с последующей обработкой его результатов статистическими методами наиболее целесообразен, так как при этом не нарушается нормальный ход исследуемого процесса.

В рассматриваемом случае анализируются данные, полученные на полной модели шахтной кабельной сети напряжением 6 кВ/1140 В. Ввиду того, что исследуемые величины подчиняются нормальному закону [Л. 6], необходимое число измерений для получения результатов с ошибкой не более 0,1 и надежностью 0,8 составляет 170 [Л. 7]. Рекомендации, изложенные в [Л. 7], проверялись применительно к выбору числа опытов для случая исследования перенапряжений в электрических сетях. Действительно, при увеличении числа опытов от 60 до 170 доверительный интервал, характеризующий точность модели (при описании процесса с помощью уравнений регрессии), сужается примерно в 2 раза и становится равным 0,65 U_n , что вполне приемлемо для практических расчетов. Изложенное положение также проверялось исследованием поведения критерия Фишера (существенности уравнения). Указанному диапазону изменения количества опытов соответствует изменение критерия Фишера от 0,74 до 9,21 (при $F_{таб}=3,15$, обеспечивающим существенность модели). Максимальные же значения перенапряжений, определенные из уравнений, построенных по 105 и 170 точкам, отличаются примерно на 13%.

Таким образом, проведенные расчеты показывают, что построенные на основе 170 экспериментальных точек модели по точности и надежности вполне приемлемы для практического применения.

Предыдущими исследованиями [Л. 8] было показано, что с достаточной для практики точностью статистическая связь между входными параметрами процесса и величиной перенапряжений может быть описана с помощью уравнения регрессии. Следовательно, задавшись видом уравнения, необходимо найти способ отбора наиболее существенных факторов, а также определить возможность объединения выборок по трем

фазам в одну генеральную совокупность, так как в противном случае целесообразно строить модели по наиболее тяжелой фазе или максимальному значению перенапряжений в трех фазах.

Учитывая синусоидальный закон изменения мгновенного значения напряжения сети в зависимости от угла коммутации, а также неравномерное движение контактной системы коммутационного аппарата, наряду с линейными уравнениями рассматривались уравнения вида:

$$y_p = a_1 \varphi_k + b_1 \exp(\Delta t) + C_1; \quad (1)$$

$$y_p = a_2 \cos \varphi_k + b_2 \Delta t + C_2; \quad (2)$$

$$y_p = \exp(a_3 \varphi_k + b_3 \Delta t + C_3); \quad (3)$$

$$y_p = \exp[a_4 \cos \varphi_k + b_4 \exp(\Delta t) + C_4]; \quad (4)$$

где y_p — расчетное значение выходного фактора; φ_k — угол коммутации; Δt — неодновременность коммутации контактов.

Уравнения вида (1)—(4) совместно с линейным применялись для описания переходного процесса, возникающего при отключении ненагруженной подстанции ТСШВП-630/6/1,2 со стороны высшего напряжения. Оценка качества полученных моделей производилась по описанной далее методике, причем предварительно производилась линеаризация нелинейных моделей путем замены переменных.

Последующий анализ позволил установить, что статистическая модель на базе уравнения (3) наиболее точно соответствует опытным данным. Однако расчеты показали, что представляющие основной интерес максимальные значения перенапряжений, определенные при соответствующих значениях входных факторов и полученные с помощью уравнения (3) и линейной модели, практически совпадают (различные составляло всего 3,4 и 1,6% для сторон 6 кВ и 1140 В соответственно). В связи с изложенным, а также с возможностью линеаризации широкого круга нелинейных уравнений дальнейшее изложение, без потери общности, ведется применительно к линейным уравнениям.

Описываемая ниже обработка экспериментальных данных ввиду ее значительного объема выполнялась с помощью ЦВМ «Минск-32». При расчетах принимались следующие допущения:

1. Выходной фактор y является линейной функцией входных факторов или их нелинейных функций, и поэтому теоретически в опыте должно было бы наблюдаться

$$y_p = a_0 + \sum a_i x_i, \quad (5)$$

где y_p — расчетное (теоретическое) значение выходного фактора.

Отличие экспериментального y_p от расчетного значения возникает из-за аддитивной случайной составляющей ξ , т. е.

$$y_p = y_p + \xi. \quad (6)$$

Природу ξ можно объяснить не полным учетом всех практически воздействующих на y_p факторов, а ограничением только n важнейшими. Поэтому о величине ξ делают обычно еще два следующих важных допущения.

2. Величина ξ является нормально распределенной случайной величиной с нулевым средним и постоянной дисперсией.

3. Если рассматривать значения y_p , которые соответствуют случайному набору x_i , то ξ и y_p являются независимыми.

Приняв эти допущения, получим для определения a_i ($i=1, \dots, n$), вычислительную схему, известную в литературе как «метод наименьших квадратов» или «метод линейной регрессии» [Л. 9]. Эта вычислительная схема сводится к построению системы нормальных уравнений, коэффициенты которых зависят от опытных значений x_i , а правые части — как от опытных x_i , так и от y_p . Решая эту систему, находим значения a_i ($i=1, \dots, n$) и a_0 . Уравнение, определяемое видом (5) и найденными коэффициентами a_i , отличается от прочих урав-

нений вида (5) тем, что величина $\sum_{i=1}^n (y_{pi} - y_{ai})^2$ для него

наименьшая. Однако при реализации этой вычислительной схемы на ЦВМ возникает ряд трудностей [Л. 10], которые сводятся к тому, что упомянутая выше система становится

Таблица 1

Критерии	Формулы	Примечания
<p>k — число независимых факторов модели;</p> <p>\bar{x}, \bar{y} — среднее значение факторов;</p> <p>n — число испытаний;</p> <p>r_{ij}, r_{iy} — коэффициент корреляции между i-м и j-м факторами;</p> <p>r_{ij}^{-1} — элемент матрицы, обратной к корреляционной;</p> <p>β_j — бета-веса;</p> <p>$S_j (S_y)$ — стандартные отклонения факторов;</p> <p>b_i — коэффициенты регрессии</p>	<p>входные факторы: $x_{ml} \left. \begin{matrix} m = 1, \dots, n; \\ \text{выходной фактор: } v_m \end{matrix} \right\} l = 1, \dots, k;$</p> $\frac{\sum_{m=1}^n (x_{mi} - \bar{x}_i) (x_{mj} - \bar{x}_j)}{\sqrt{\sum_{m=1}^n (x_{mi} - \bar{x}_i)^2 \sum_{m=1}^n (x_{mj} - \bar{x}_j)^2}};$ $\beta_j = \sum_{i=1}^k r_{iy} r_{ij}^{-1};$ $S_j = \frac{1}{\sqrt{n-1}} \sqrt{\sum_{i=1}^n (x_{ji} - \bar{x}_j)^2};$ $b_j = \beta_j \frac{S_y}{S_j}, j = 1, \dots, k$	Расчет коэффициентов моделей, использующихся при прогнозе
<p>R — коэффициент множественной корреляции;</p> <p>$D_j (D_y)$ — сумма квадратов отклонений фактора от среднего;</p> <p>$SSAR$ — сумма квадратов, относящихся к регрессии;</p> <p>$SSDR$ — сумма квадратов отклонений от регрессии;</p> <p>$MSAR$ — главный квадрат, относящийся к регрессии;</p> <p>$MSDR$ — главный квадрат отклонений от регрессии;</p> <p>F — F-статистика</p>	$D_j = \sum_{i=1}^n (x_{ij} - \bar{x}_j)^2;$ $SSAR = R^2 D_y;$ $SSDR = D_y - SSAR;$ $MSAR = \frac{SSAR}{K};$ $MSDR = \frac{SSDR}{n - k - 1};$ $F = \frac{MSAR}{MSDR}$	Статистика, служащая для оценки значимости модели в целом
<p>$S_{bj}, j = 1, \dots, k$ — стандартное отклонение коэффициентов регрессии;</p> <p>T_j — коэффициент значимости факторов,</p>	$S = \sqrt{\frac{r_{jj}^{-1}}{D_j} SSDR};$ $T_j = \frac{b_j}{S_{ij}}$	Статистика для оценки значимости факторов
<p>t_q — число степеней свободы для заданного ранга;</p> <p>M_k — корректирующий множитель для вектора случайных величин по Кендаллу;</p> <p>R_k — коэффициент ранговой корреляции Кендалла для векторов a и b;</p> <p>S_R — стандартное отклонение;</p> <p>z — значимость τ</p>	$M_k = \Sigma \frac{t(t-1)}{2};$ $\tau = \frac{S}{\sqrt{\frac{1}{2} n(n-1) - T_a^k} \sqrt{\frac{1}{2} n(n-1) - T_b^k}};$ <p>S — суммарная ранговая метка;</p> $S_R = \sqrt{\frac{2(2n+5)}{9n(n-1)}};$ $z = \tau / S_R$	Статистики для проверки независимости ряда остатков
<p>A_i, B_i — вектора рангов;</p> <p>n_1 — число рангов;</p> <p>D — сумма квадратов разности рангов;</p> <p>R_s — коэффициент Спирмена;</p> <p>t_{3n} — значимость для R_s</p>	$D = \sum_{i=1}^n (A_i - B_i)^2;$ $R_s = \frac{\frac{n^3 - n}{6} - \left(\frac{t_a^3 - t_a}{12} + \frac{t_b^3 - t_b}{12} \right) - D}{2 \sqrt{\frac{(n^3 - n) - (t_a^3 + t) (n^3 - n) - (t_b^3 + t_b)}{12}}};$ $t_{3n} = R_s \sqrt{\frac{n-2}{1 - R_s^2}}$	

Продолжение табл. 1

Критерии	Формулы	Примечания
$r_{\text{инт}}$ — число интервалов разбиения для ряда остатков; v_i — наблюдаемые частоты попадания в i -й интервал; np_i — ожидаемые частоты попадания нормально-распределенной случайной величины в i -й интервал; χ^2 — значение «хи»-квадрат; γ_1 — асимметрия; γ_2 — эксцесс	$\chi^2 = \sum_{i=1}^r \frac{(v_i - np_i)^2}{np_i};$ $\gamma_1 = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{1}{n-1} (z_i - \bar{z})^3}{\left[\sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (z_i - \bar{z})^2} \right]^3}; \quad z_i \text{ — ряд остатков};$ $\gamma_2 = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{1}{n-1} (z_i - \bar{z})^4}{\left[\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (z_i - \bar{z})^2 \right]^2} - 3$	Статистики, для проверки нормальности ряда остатков
t_p^n — p -процентное значение распределения Стьюдента с $n-k-1$ степенями свободы; G^* — оценка стандартного отклонения ряда остатков; l_{ij} — коэффициент ковариации факторов, образующий детерминант; L — детерминант; L_{ij} — алгебраическое дополнение l_{ij} в детерминанте; D_H — значение доверительного интервала для прогноза	$l_{ij} = \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n (x_{iv} - \bar{x}_i) (x_{jv} - \bar{x}_j), \quad i, j = 1, 2, \dots, k;$ $D_H = t_p^n \sqrt{\frac{G^*}{n-k-1}} \sqrt{1 + \sum_{i,j=1}^k \frac{L_{ij}}{L} (x_i - \bar{x}_i) (x_j - \bar{x}_j)}$	Статистики, характеризующие точность прогноза

Таблица 2

Уравнение	Напряжение	Значение по фазам	U^*_B	Φ_K	$t_{\text{гор}}$	Δt	SV	T_{U_B}	T_{Φ_K}	$T_{t_{\text{гор}}}$	$T_{\Delta t}$	F	Прогноз	D_H
(1)	$U^*_{B_n}$	A	—	—0,0048	—	0,251	2,13	—	—0,55	—	0,86	0,63	2,62	1,08
(2)	$U^*_{B_n}$		0,56	—0,0048	—	—	1,29	9,00	—1,17	—	—	42,56	3,80	0,26
(3)	$U^*_{B_n}$		0,51	—0,0062	0,127	—	1,02	7,92	—1,53	1,93	—	30,92	4,17	0,53
(1)	$U^*_{B_n}$	B	—	—0,0228	—	0,222	3,56	—	—3,04	—	0,74	4,86	4,08	1,04
(2)	$U^*_{B_n}$		0,46	—0,0148	—	—0,036	1,56	4,45	—2,32	—	0,15	12,64	3,83	0,42
(3)	$U^*_{B_n}$		0,48	—0,0143	—0,058	—	1,68	4,36	—2,19	0,51	—	12,78	3,91	0,50
(1)	$U^*_{B_n}$	C	—	0,0074	—	0,183	2,68	—	0,92	—	0,46	0,60	3,61	1,33
(2)	$U^*_{B_n}$		0,74	—	—	—	0,77	9,68	—	—	—	61,35	4,98	0,18
(3)	$U^*_{B_n}$		0,74	—	—	0,177	0,71	9,55	—	—	0,75	46,75	4,82	0,49
(1)	$U^*_{B_n}$	максимальные	—	0,0032	0,395	—	3,17	—	0,46	1,09	—	0,74	4,12	1,26
(2)	$U^*_{B_n}$		0,66	—	—	—	1,14	8,22	—	—	—	67,63	4,46	0,18
(3)	$U^*_{B_n}$		0,63	—	—	0,124	1,10	8,02	—	—	0,49	33,51	4,69	0,52
(1)	$U^*_{B_n}$	по всем трем фазам	—	—0,0121	0,127	—	3,01	—	4,25	0,69	—	9,21	3,30	0,65
(2)	$U^*_{B_n}$		0,65	—0,0006	0,038	—	0,79	13,83	0,27	0,29	—	76,30	4,16	0,46
(3)	$U^*_{B_n}$		0,66	—	0,081	—	0,76	15,20	—	—	—	231,18	4,07	0,12

плохо обусловленной, т. е. искомые коэффициенты a_i становятся чувствительными к малым возмущениям элементов матрицы, а следовательно, и опытных данных (даже в пределах точности измерений).

Поэтому не любая построенная по вычислительной схеме метода наименьших квадратов модель приемлема на практике, а при достаточно большом числе моделей, построенных на основании одного и того же экспериментального материала и отличающихся, например, составом включаемых факторов, возможны даже противоречащие друг другу модели. Таким образом, возникает задача выбора наилучшей статистической модели. Запишем задачу в общем виде.

На заданном экспериментальном материале необходимо выбрать количество и состав входных факторов, а также по-

строить статистическую модель вида (5), которая была бы: а) адекватна допущениям 1—3; б) наиболее значимой; в) наиболее точной и надежной с точки зрения прогноза по ней.

Эти критерии качества модели нужно применить не только для выбора наиболее существенных факторов, но и выбора лучшей модели одного явления на основании различного экспериментального материала. В этом случае при наличии различных моделей, соответствующих своим экспериментальным данным, на основании этих критериев можно заключить, какая из моделей более соответствует своим экспериментальным данным.

Обеспечение соответствия модели первому критерию (а) делает корректным применение всех дальнейших методов математической статистики. Сущность второго критерия (б) за-

ключается в том, что наилучшая модель должна объяснять наибольшую часть разброса экспериментальных данных.

Значимость модели обычно исследуют в процессе дисперсионного анализа. Одной из важнейших целей получения статистических моделей является обеспечение возможности прогнозирования по ним. И совершенно естественными представляются требования надежности и точности такого прогноза. Очевидно, что с наибольшей надежностью прогноз может быть выполнен для такой модели, параметры которой не чувствительны к достаточно малым возмущениям экспериментальных данных. Точность этих моделей вполне определяется шириной доверительного интервала при прогнозировании. Таким образом, приведенные выше три критерия (а)—(в) представляются целесообразными для выбора наилучшей статистической модели из нескольких имеющихся.

Однако в связи с наличием трех критериев при таком выборе возникают логические трудности. Действительно, возможна ситуация, когда из трех сравниваемых моделей каждая лучше остальных соответствует только одному из них. Естественным выходом из этой ситуации является применение этих критериев в определенной логической последовательности. Эта последовательность изображена на рисунке. В блоках 2 и 3 производится проверка адекватности, в блоках 4 и 5 — значимости модели в целом; блок 6 позволяет судить о значимости отдельных факторов, а совместно с блоками 7, 8 — о надежности прогноза по модели, блок 9 выполняет оценку точности такого прогноза. Поэтому такая блок-схема выбора наилучшей модели обеспечивает однозначность решений этого вопроса. Процедура принятия решения по этой структурной схеме позволяет формализовать выбор лучшей модели и при некотором опыте ее применения позволяет оценить слабые места модели.

Принятие решения в каждом блоке производится по общей схеме проверки статистических гипотез [Л. 11]. Для этого используется система статистических критериев для сравнения моделей (табл. 1). Эти критерии вычисляются при помощи программы, разработанной в соответствии с [Л. 12]. При исследованиях рассматривается случай коммутации передвижной ненагруженной трансформаторной подстанции типа

ТСШВП-630/6/1,2 ячейкой РВД-6 с масляным выключателем ВМБ-10. Полученные указанными методами регрессионные зависимости для различных фаз, максимальных значений перенапряжений из трех фаз и объединенной совокупности из трех фаз приведены в табл. 2, где $U^*_{\text{н}}$ — напряжение на стороне 6 кВ; $U^*_{\text{н}}$ — напряжение на стороне 1,2 кВ; φ_k — коэффициент соответствующий углу коммутации; $t_{\text{гор}}$ — коэффициент, соответствующий длительности процесса; Δt — коэффициент, соответствующий неодновременности коммутации контактов аппарата; SV — свободный член уравнения регрессии; T_j — значение критерия Стьюдента для определения значимости соответствующих факторов; F — значение критерия Фишера для оценки значимости всего уравнения в целом; D_n — доверительный интервал для прогноза математического ожидания по уравнению регрессии.

Покажем применение разработанной методики выбора наилучшей модели, описывающей перенапряжение в фазе С. В блоке 1 (см. рисунок) производится вычисление коэффициентов, т. е. построение уравнений (1)—(3). В блоке 2 осуществляется расчет статистик адекватности, на основании которых проверяется, удовлетворяют ли построенные модели принятым ранее допущениям (1)—(3). Так как все модели этим условиям удовлетворяют, в блоке 4 определяются для них значения F -статистик Фишера, по которым проверяется модель в целом в блоке 5. В блоке 5 исключается уравнение (1), так как в этом случае $F < F_{\text{таб}}$, равного 3,15.

Продолжаем сравнение оставшихся уравнений (2) и (3). Для этого в блоке 6 осуществляется расчет коэффициентов значимости T_j . После чего в блоке 7 из уравнения выводится незначимый фактор Δt , так как для него $T_{\Delta t} < T_{\text{таб}} = 2$. При этом уравнение (3) преобразуется в уравнение (2), причем проверка, осуществляемая в блоке 8, показывает, что различие между регрессионными коэффициентами в уравнениях (2) и (3) незначимо. Таким образом, наилучшим из трех представленных уравнений является уравнение (2). Контрольный расчет (блок 9) показывает, что оно имеет также и самый узкий доверительный интервал ($D_n = 0,18$), вследствие чего оно выбирается в блоке 10 в качестве лучшей модели.

Последующий анализ показывает, что из всего круга представленных в табл. 2 моделей наиболее приемлемой является модель, построенная по всем фазам, так как она наиболее существенна ($F = 231,2$), надежна ($T = 15,2$) и точна ($D_n = 0,12$).

Выводы. 1. В случае исследования коммутационных перенапряжений в электрических сетях суммарное число фазооциллограмм для обеспечения последующего прогноза с точностью, достаточной для практического применения, должно быть не менее 170.

2. Для обработки результатов экспериментальных исследований перенапряжений целесообразно применять аппарат регрессионного анализа, позволяющего не только построить уравнение и выполнить по нему прогноз, но оценить их качество.

3. Предлагаемая система статистических критериев позволяет обоснованно подходить к выбору наилучшей модели, описывающей процесс в сети, в части существенности, точности, надежности.

4. Для получения большей точности и надежности математическая модель уровня коммутационных перенапряжений должна строиться на основании данных по всем трем фазам.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

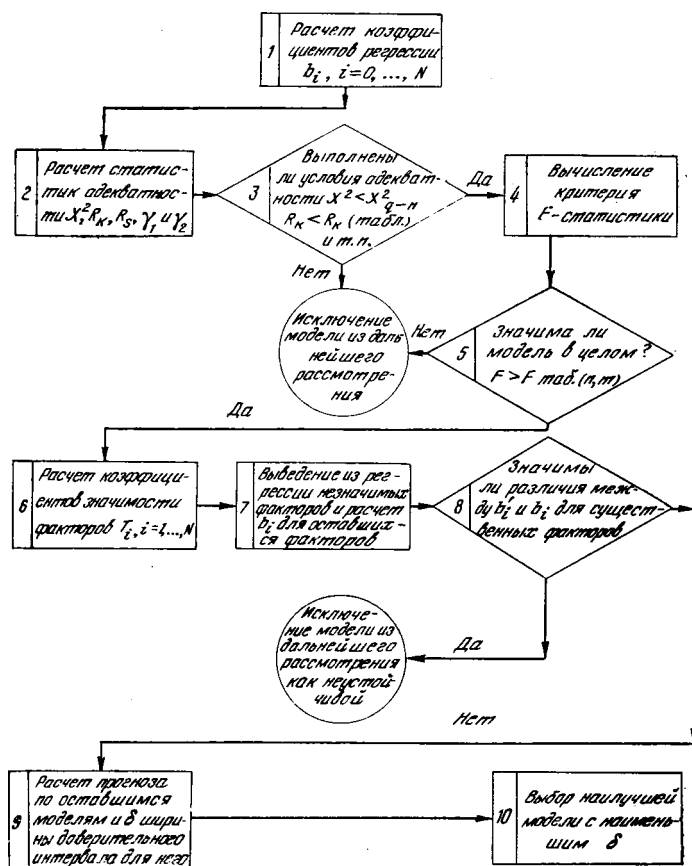
1. Switching surges in connection with high voltage induction motors/ K. Norbäck, I. K. Jacobsen, E. Tyorstensson, W. Pucher. — Conf internat. grands réseaux électr. haute tension. — Paris, 1964.

2. Халилов Ф. Х. Автоматическая регистрация внутренних перенапряжений в сетях 6—10 кВ. — Промышленная энергетика, 1971, № 7.

3. Шперлинг Б.-Р. Т. Методика определения на модели электропередачи статистических характеристик перенапряжений при включении толчком ненагруженной линии. — Изв. НИИПТ, 1965, т. 11.

4. Дикий Ю. А., Ихно В. А., Грушко В. М. Уровни перенапряжений в шахтных электрических сетях. — ЭП. Аппараты низкого напряжения, 1975, вып. 1 (41).

5. Глазков И. Н. Стохастическая связь между перенапряжениями и углами включения линии под напряжение. — Труды СибНИИЭ, 1969, вып. 13.



Структурная схема выбора лучшей модели по статистическим критериям.

6. Мнухин А. Г., Коневский Б. И., Шефтель А. Б. Определение закона распределения угла коммутации при испытаниях аппарата на коммутационные перенапряжения. — ЭП. Аппараты низкого напряжения, 1975, вып. 6 (46).

7. Зайдель А. Н. Ошибки измерений физических величин. — Л.: Наука, 1974.

8. Мнухин А. Г., Коневский Б. И., Шефтель А. Б. К вопросу выбора испытательного напряжения для рудничного электрооборудования. — В кн.: Безопасная эксплуатация электрооборудования в шахтах/ МакНИИ, Макеев-ка, 1975, вып. 7.

9. Дрейпер Н., Смит Г. Прикладной регрессионный анализ. — М.: Статистика, 1973.

10. Химмельблау Д. Анализ процессов статистическими методами. — М.: Мир, 1973.

11. Кендалл М., Стьюарт А. Статистические выводы и связи. — М.: Наука, 1973.

12. Сборник научных программ на фортране. Руководство для программиста. — М.: Статистика, 1974, вып. 1.

[09.02.79]

УДК 621.791.7:621.311.153.001.24

Корреляционные и спектральные характеристики импульсных графиков нагрузки электросварочных установок

ВАГИН Г. Я., канд. техн. наук

Горьковский политехнический институт

Среди потребителей электрической энергии большое место занимают потребители с импульсным режимом работы, к которым относятся электросварочные машины и установки. Графики нагрузки электросварочных машин и установок весьма разнообразны, однако все многообразие индивидуальных графиков этих электроприемников можно свести к следующим типовым: периодические, циклические и случайные [Л. 1]. Групповые графики нагрузки от электросварочных машин и установок всегда носят случайный характер и представляют собой чередование как одно-, так и многоступенчатых импульсов. Методы расчета электрических нагрузок от подобных потребителей [Л. 2] исходят из знания корреляционных функций индивидуальных и групповых графиков. Индивидуальные и групповые импульсные графики создают в сетях колебания напряжения. Для проверки допустимости подключения к этим сетям осветительных электроприемников согласно скорректированному ГОСТ 13109-67 необходимы спектральные характеристики групповых графиков нагрузки. Таким образом, исследование корреляционных и спектральных характеристик необходимо как для расчета электрических нагрузок, так и для расчета и анализа колебаний напряжения.

Корреляционные характеристики индивидуальных графиков нагрузки. Периодические индивидуальные графики (рис. 1, а) отвечают строго ритмичному, с периодом t_c , процессу сварки, когда времена импульсов t_n и время замены деталей t_0 остаются неизменными. Такие графики имеют некоторые виды точечных, рельефных, шовных и стыковых сварочных машин, работающих в автоматическом режиме, а также дуговые сварочные автоматы. Циклические графики нагрузок имеют вышеперечисленные машины, работающие в полуавтоматическом режиме, когда перемещение и замена деталей производится вручную; t_0 для таких графиков может меняться по случайному закону.

Большинство однократных, рельефных и шовных сварочных машин имеют циклический график нагрузки, аналогичный рис. 1, б. Это объясняется тем, что число точек на детали доходит до 100. Для таких графиков время импульсов t_n и пауз между импульсами t_0 строго постоянны, а время замены деталей t_0 изменяется по случайному закону.

Ряд машин контактной сварки имеют график нагрузки, аналогичный рис. 1, в, когда переменными являются не только t_n , t_0 , но и импульсы i_n . Такие графики нагрузки имеют многоточечные сварочные машины и автоматические линии для сварки крупногабаритных изделий, а также некоторые типы стыковых сварочных машин.

Основными характеристиками индивидуальных графиков нагрузки электросварочных машин являются вероятностные распределения времен t_n , t_0 и t_c , импульсов i_n , частот следования импульсов λ и функция корреляции $K(\tau)$.

Установлено, что у большинства сварочных машин амплитуды импульсов или не меняются в процессе сварки, или их

разброс не превышает 5%; исключение составляют только стыковые и многоточечные сварочные машины.

Строго периодический импульсный график имеет частоту следования импульсов

$$\lambda = 1/t_c. \quad (1)$$

Среднее и эффективное значения тока для такого графика:

$$i_c = \lambda i_n t_n = i_n P B_\Phi; \quad (2)$$

$$i_z = i_n \sqrt{\lambda t_n} = i_n \sqrt{P B_\Phi}, \quad (3)$$

где $P B_\Phi$ — фактическая продолжительность включения,

$$P B_\Phi = \lambda t_n = t_n/t_c. \quad (4)$$

Дисперсия строго периодического графика

$$D i = i_z^2 - i_c^2 = i_n^2 P B_\Phi (1 - P B_\Phi). \quad (5)$$

Корреляционная функция периодического графика является периодической с периодом, равным периоду индивидуального графика, и представляет собой равноотстоящие треугольники с основаниями, равными $2t_n$, и высотой, равной квадрату эффективного тока:

при $0 \leq \tau \leq t_n$

$$K(\tau) = i_z^2 [P B_\Phi (1 - P B_\Phi) - \lambda \tau]; \quad (6)$$

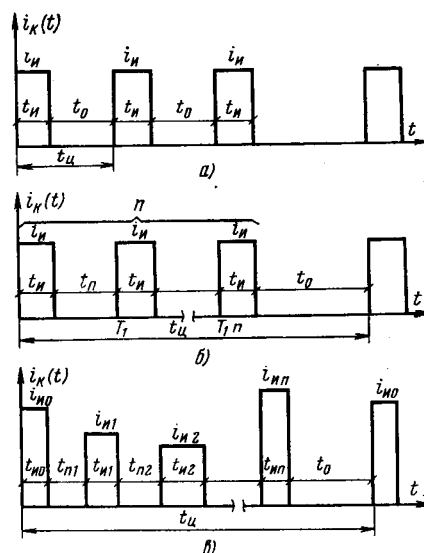


Рис. 1. Типовые графики нагрузки электросварочных машин.

при $t_n \leq \tau \leq t_0 - t_n$

$$K(\tau) = -i_n^2 PB_{\Phi}^2 = -i_c^2; \quad (7)$$

при $t_0 - t_n \leq \tau \leq t_n$

$$K(\tau) = i_n [\lambda \tau - (1 - PB_{\Phi} + PB_{\Phi}^2)]. \quad (8)$$

Для циклических графиков вида рис. 1,а можно оперировать средними значениями λ_c , $t_{ц.с.}$, $PB_{\Phi.с.}$. Тогда все характеристики индивидуальных графиков можно определять по формулам (1)÷(8), подставляя в них средние значения λ_c , $t_{ц.с.}$ и $PB_{\Phi.с.}$.

Циклические графики вида рис. 1,б со случайным временем характеризуются средней частотой следования групп

$$\lambda_{с.г.} = 1/t_{ц.с.} \quad (9)$$

и частотой следования импульсов в группе

$$\lambda = \frac{1}{t_n + t_{ц.с.}}. \quad (10)$$

С учетом (9) среднее и эффективное значения тока, а также дисперсию для подобных графиков можно определить по формулам (1)÷(8), подставляя в них $\lambda_{с.г.}$. Корреляционная функция такого графика имеет треугольную форму с основанием $2t_n$ и высотой, пропорциональной мощности одиночного импульса и числу импульсов за цикл сварки. Максимальные значения $K(\tau)$ принимает:

при $\tau = 0, T_1, 2T_1, \dots, (n-1)T_1$

$$\left. \begin{aligned} K(\tau = 0) &= i_n^2 \left(n \frac{t_n}{t_{ц.с.}} - n^2 \frac{t_n^2}{t_{ц.с.}^2} \right); \\ K(\tau = T_1) &= i_n^2 \left[(n-1) \frac{t_n}{t_{ц.с.}} - (n-1)^2 \frac{t_n^2}{t_{ц.с.}^2} \right]; \\ &\dots \dots \dots \\ K(\tau = (n-1)T_1) &= i_n^2 \left(\frac{t_n}{t_{ц.с.}} - \frac{t_n^2}{t_{ц.с.}^2} \right); \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

при $T_1 m + t_n \leq \tau \leq T_1 m - t_n$, где $m = 1, 2, \dots, n-1$,

$$K(\tau) = -i_n^2 n^2 \frac{t_n^2}{t_{ц.с.}^2} = -i_n^2 PB_{\Phi.с.}^2. \quad (12)$$

Рассмотрим характеристики для случайного графика вида рис. 1,в. Среднее и эффективное значения тока для такого графика:

$$i_c = \frac{\sum i_{ni} t_{ni}}{t_{ц.с.}}; \quad (13)$$

$$i_3 = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n i_{ni}^2 t_{ni}}{t_{ц.с.}}}. \quad (14)$$

Дисперсия тока

$$DI_n = i_3^2 - i_c^2. \quad (15)$$

Для вывода формулы функции корреляции необходимо определить, к какому типу импульсных случайных



Рис. 2. Нормированные корреляционные функции и выравнивающие их кривые для двух из исследованных шинопроводов с большим числом потребителей.

— шинопровод № 1, $R_1(\tau) = \exp(-1,2|\tau|)$; --- шинопровод № 2, $R_2(\tau) = \exp(-1,5|\tau|)$.

процессов можно отнести рассматриваемые графики. Исследования показали, что графики нагрузок от сварочных машин являются стационарными. Для определения класса случайного процесса необходимо исследовать законы распределений t_n , t_0 и $t_{ц.с.}$. Исследование этих законов для стыковых, точечных и рельефных машин показало, что они хорошо выравниваются экспонентами. Случайные процессы, для которых времена сварки и пауз подчиняются экспоненциальному закону распределения, можно отнести к марковским стационарным, эргодическим процессам [Л. 4 и 5]. Для таких процессов функция корреляции

$$K(\tau) = PB_{\Phi.с.} Di_n \exp\left(-\frac{\lambda_c |\tau|}{PB_{\Phi.с.}}\right) + i_{н.с.}^2 PB_{\Phi.с.} (1 - PB_{\Phi.с.}) \exp\left(-\frac{\lambda_c |\tau|}{PB_{\Phi.с.} (1 - PB_{\Phi.с.})}\right). \quad (16)$$

Если случайные импульсы одинаковой высоты, то первый член в правой части (16) становится равным нулю.

Корреляционные характеристики групповых графиков. Групповые графики нагрузки от электросварочных машин представляют собой чередование как одно-, так и многоступенчатых импульсов и имеют случайный характер, даже при периодических индивидуальных графиках. Это объясняется как случайными моментами включения отдельных машин, так и различными временами включения и пауз. Одноступенчатый импульс в групповом графике есть импульс какой-то одной сварочной машины; многоступенчатый импульс образуется при наложении нескольких индивидуальных импульсов (совпадения работы нескольких машин). Продолжительность отдельных ступеней групповых импульсов мала (от 0,02 до 10 с). Определить класс случайного процесса группового графика можно по виду его корреляционной функции.

Для определения вида корреляционных функций групповых графиков были записаны групповые графики нагрузок ряда шинопроводов, питающих большое количество точечных, стыковых сварочных машин и дуговых сварочных автоматов. Графики нагрузки точечных машин, имеющих малые длительности импульсов, записывались осциллографом на скорости 25 мм/с, а графики стыковых сварочных машин и дуговых автоматов записывались самопишущим амперметром на скорости 1,5 мм/с. Длительность реализаций групповых графиков принималась равной $(40 \div 50)t_{ц.с.}$ группового графика. По полученным групповым графикам вычислялись корреляционные функции $K(\tau)$ и нормированные корреляционные функции $R_i(\tau)$ по формулам:

$$K_i(\tau) = \frac{1}{N-j} \sum_{j=1}^{N-j} I(j\Delta) I(j\Delta + \tau) - I_c^2; \quad (17)$$

$$R_i(\tau) = \frac{K_i(\tau)}{DI}; \quad (18)$$

$$I_c = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N I(j\Delta); \quad (19)$$

$$DI = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [I(j\Delta) - I_c]^2, \quad (20)$$

где N — число интервалов разбиения группового графика; Δ — шаг квантования; j — текущее значение интервала разбиения ($j=0, 1, 2, \dots, N$).

Шаг квантования принимался равным 0,04 с для точечных машин и 0,67 с — для стыковых и дуговых.

На рис. 2 и 3 приведены нормированные корреляционные функции $R_i(\tau)$ линейного тока для трех из обследованных шинопроводов. Анализ полученных корреляционных функций дает основание предположить, что они могут включать две составляющие:

$$R(\tau) = R_1(\tau) + R_2(\tau), \quad (21)$$

где $R_1(\tau)$ — составляющая от большого числа сварочных машин с небольшим разбросом потребляемого тока; $R_2(\tau)$ — составляющая, обусловленная мощными сварочными машинами.

В зависимости от преобладания $R_1(\tau)$ или $R_2(\tau)$ меняется вид корреляционной функции. Исследование характера сварочных машин в реальных цехах показало, что наиболее частыми случаями будет преобладание $R_1(\tau)$ или $R_2(\tau)$. Кроме

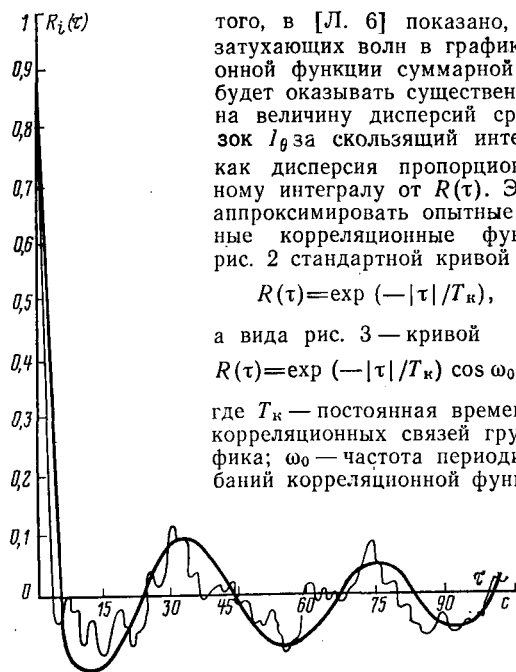


Рис. 3. Нормированная корреляционная функция и выравнивающая ее кривая шинпровода № 3 при наличии мощных потребителей, $R(\tau) = \exp(-0,1|\tau|) \cos 0,15\tau$.

Согласно [Л. 4 и 5] T_k для группы электроприемников можно определить по следующей формуле:

$$T_k = \frac{PB_{\phi.c} (1 - PB_{\phi.c})}{\lambda_c}. \quad (24)$$

Частота ω_0 будет зависеть от числа мощных электроприемников в группе и от их PB_{ϕ} . Исследования показали, что число мощных сварочных машин, подключаемых к одной фазе цеховых подстанций или шинпроводов, не превышает 6, PB_{ϕ} находится в пределах от 1 до 20%. Поэтому в качестве ω_0 можно рекомендовать

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{t_{ц.с}} n, \quad (25)$$

где $t_{ц.с}$ — среднее время цикла мощных машин; n — число этих машин.

Исследование распределения длительностей импульсов групповых графиков показало, что при большом числе машин оно является экспоненциальным. Экспоненциальный закон распределения длительностей импульсов и вид корреляционной функции (23) позволяют относить суммарные графики от большого числа сварочных машин к марковским случайным процессам [Л. 4—6] и применять к расчету их нагрузок методы [Л. 2 и 3].

Спектральные характеристики. При подключении к электрическим сетям, питающим электросварочные машины и уста-

новки осветительных электроприемников, возникает необходимость проверки допустимости их совместного питания. В соответствии с ГОСТ 13109-67 такая проверка производится по кривой допустимых значений размахов изменений напряжения в зависимости от их частоты.

При наличии одной сварочной машины средняя частота изменений напряжения

$$f_c = 2m/t_{ц}, \quad (26)$$

где m — число импульсов тока за цикл сварки $t_{ц}$.

При наличии группы сварочных машин оценку допустимости совместного питания можно провести по методике [Л. 7 и 8]; при этом необходимо знание распределения размахов изменения напряжения группового графика по частотам. При проектировании схем электроснабжения спектральную характеристику групповых размахов напряжения можно построить по нормализованным спектральным плотностям групповых графиков, которые строятся по характеристикам индивидуальных графиков.

Для случайных процессов с корреляционными функциями вида (22), (23) нормализованные спектральные плотности:

$$S(\omega) = \frac{2\alpha}{\alpha^2 + \omega^2}; \quad (27)$$

$$S(\omega) = \alpha \left[\frac{1}{\alpha^2 + (\omega - \omega_0)^2} + \frac{1}{\alpha^2 + (\omega + \omega_0)^2} \right], \quad (28)$$

где

$$\alpha = \frac{1}{T}. \quad (29)$$

Таким образом, зная PB_{ϕ} , λ и $t_{ц}$ индивидуальных графиков нагрузки, можно по (24), (25) и (29) определить T_k , ω_0 и α и по (27), (28) построить нормализованные спектральные плотности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вагин Г. Я. Режимы электросварочных машин. — М.: Энергия, 1975.
2. Основы построения промышленных электрических сетей / Г. М. Каялов, А. Э. Каждан, И. Н. Ковалев, Э. Г. Куренный — М.: Энергия, 1978.
3. Куренный Э. Г., Дмитриева Е. Н. Расчет импульсных процессов в сетях электроснабжения. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1972, № 3.
4. Куренный Э. Г. Стохастические схемы импульсных электрических нагрузок. — Сборник трудов Донецкого политехнич. ин-та. — Киев, 1970, вып. 1.
5. Куренный Э. Г., Дмитриева Е. Н. Статистическое моделирование нормальных процессов в заводских сетях. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1977, № 5.
6. Каялов Г. М., Брусенцов Л. В. Корреляционные функции графиков нагрузки электроприводов металлорежущих станков и их практическое значение. — Изв. вузов. Электромеханика, 1960, № 5.
7. Жежеленко И. В., Липский А. М., Чубарь Л. А. Область применения кривых допустимых значений при оценке колебаний напряжения. — Электричество, 1979, № 10.
8. Жежеленко И. В., Липский А. М., Тохтамыш В. В. Особенности применения батарей конденсаторов при колебаниях напряжения. — Промышленная энергетика, 1978, № 9. [14.05.80]

Режимы работы однофазного мостового выпрямителя

ДАНИЛЕВИЧ О. И.

Харьков

Исследования электромагнитных процессов в однофазном мостовом выпрямителе [Л. 1—3 и др.] недостаточно полно выявили возможные режимы его работы. Вследствие этого возникла необходимость в полном анализе процессов в указанном выпрямителе (рис. 1), который приведен в данной статье. Все расчеты будем вести в относительных единицах, приняв за базисное напряжение U_0 амплитуду U_{2m} напряжения u_2 вторичной обмотки выпрямительного трансформатора [$u_2 = U_{2m} \sin(\theta + \alpha)$, где θ — время в угловых единицах; α — угол включения вентилей], за базисное сопротивление X_0 — индуктивное сопротивление x_ϕ обмоток трансформатора, тогда базисный ток $I_0 = \frac{U_0}{X_0}$.

Активными сопротивлениями будем пренебрегать. Тогда выражения для естественных углов включения вентилей α_{e1} в режиме прерывистого и α_{e3} в режиме непрерывного токов нагрузки, предельного значения $E_{d\text{пр}}$ э. д. с. E_d нагрузки, при котором в управляемом выпрямителе будет протекать начально-непрерывный ток нагрузки, не сопровождающийся перекрытием вентилей, для соответствующего $E_{d\text{пр}}$ угла включения $\alpha_{\text{пр}}$ и для мгновенных прерывистого и начально-непрерывного токов i_d примут следующий вид [Л. 1 и 2]:

$$\alpha_{e1} = \arcsin E^*_d; \quad \alpha_{e3} = \arcsin \frac{E^*_d}{X^*_d}; \quad E^*_{d\text{пр}} = \frac{2}{\sqrt{\pi^2 + 4}};$$

$$\alpha_{\text{пр}} = \arcsin E^*_{d\text{пр}} = \arctg \frac{2}{\pi};$$

$$i^*_d = \frac{i_d}{I_0} = p [\cos \alpha - \cos(\theta + \alpha) - E^*_d \theta], \quad (1)$$

где X_d — индуктивное сопротивление сглаживающего дросселя;

$$p = \frac{1}{1 + X^*_d}.$$

В выпрямителе, в котором $X^*_d = 0$, возможны только режимы прерывистого или начально-непрерывного токов на-

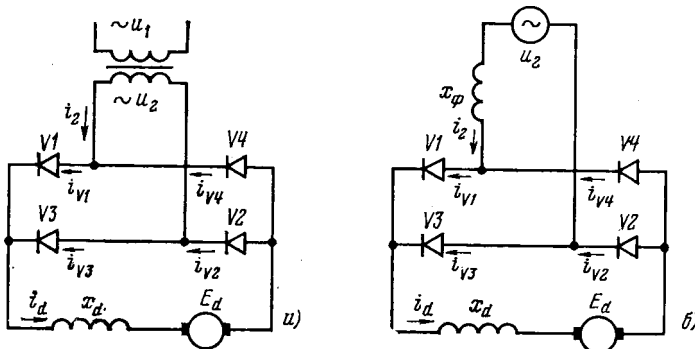


Рис. 1. Расчетная схема (а) и схема замещения (б) однофазного мостового выпрямителя.

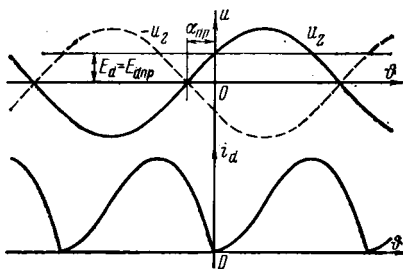


Рис. 2. Кривые напряжения и начально-непрерывного тока нагрузки в однофазном мостовом выпрямителе ($X^*_d = 10$) при $E^*_d = E^*_{d\text{пр}} = 0,537$ и $\alpha = \alpha_{\text{пр}} = 32,5^\circ$.

грузки. В последнем режиме естественный угол включения $\alpha_{e2} = \arccos\left(\frac{\pi}{2} E^*_d\right)$, причем $E^*_d \leq E^*_{d\text{пр}}$ [Л. 2].

Найдем э. д. с. $E^*_d = E^*_{d\text{пр}}$ и соответствующий ей угол $\alpha_{e\text{пр}}$, при которых неуправляемый выпрямитель с $0 < X^*_d \leq 1$ переходит в режим непрерывного тока нагрузки. Воспользовавшись выражениями для α_{e1} и α_{e3} , получим:

$$E^*_{d\text{пр}} = \frac{2}{\sqrt{\pi^2 + 4/X_d^2}}; \quad \alpha_{e\text{пр}} = \arctg \frac{2}{\pi X^*_d}.$$

При $0 < X^*_d < 1$ величина $E_{d\text{пр}} < E_{d\text{пр}}$ и, следовательно, в интервале от $E_{d\text{пр}}$ до $E_{d\text{пр}}$ неуправляемый выпрямитель будет работать в режиме начально-непрерывного тока нагрузки, а при $E_d < E_{d\text{пр}}$ — в режиме непрерывного тока. При $E_d > E_{d\text{пр}}$ выпрямленный ток будет прерывистым. В частном случае, когда $X^*_d = 1$, э. д. с. $E_{d\text{пр}} = E_{d\text{пр}}$, и поэтому начально-непрерывный ток нагрузки будет наблюдаться только при одном значении $E_d = E_{d\text{пр}}$.

При $0 \leq E_d \leq E_{d\text{пр}}$ границей прерывистого и непрерывного токов нагрузки управляемого выпрямителя с $0 < X^*_d \leq 1$ на плоскости U^*_d, I^*_d будет дуга эллипса, уравнение которой в параметрическом виде следующее:

$$I^*_d = \frac{2}{\pi} p \sin \alpha; \quad U^*_d = E^*_d = \frac{2}{\pi} \cos \alpha.$$

В выпрямителе с $X^*_d > 1$ возможен начально-непрерывный ток нагрузки и при $E_d > E_{d\text{пр}}$. Действительно, пусть в управляемом выпрямителе $E_d = E_{d\text{пр}}$ и $\alpha = \alpha_{\text{пр}}$ и, следовательно, ток i_d нагрузки начально-непрерывный (рис. 2). Увеличим значение E_d . Если при этом $\alpha = \arcsin E^*_d$, то ток нагрузки, очевидно, будет прерывистым. Если же одновременно с увеличением E_d , уменьшив α , производить включение очередной пары вентилей в момент, когда уменьшающийся ток i_d еще не достиг нуля, то в этот момент начнется коммутация. Очевидно, $\alpha_{\text{пр}} > \alpha \geq \alpha_{e3}$. В период коммутации снижения тока i_d замедляется. После ее завершения ток i_d продолжает уменьшаться, однако скорость его снижения, определяемая разностью $E_d - u_2$, непрерывно уменьшается.

При определенных соотношениях между $E_d > E_{d\text{пр}}$ и $\alpha < \alpha_{\text{пр}}$ ток i_d при данном $X^*_d > 1$ может достигать нуля в момент равенства E_d и u_2 . С этого же момента ток i_d начнет возрастать, поскольку u_2 становится большим E_d , т. е. в выпрямителе будет наблюдаться начально-непрерывный ток нагрузки, сопровождающийся перекрытием вентилей, — ток $i_{d\text{нп}}$. Чем выше э. д. с. E_d нагрузки управляемого выпрямителя, работающего при токе $i_{d\text{нп}}$, тем меньше угол α . Минимальному углу $\alpha = \alpha_{e\text{нп}}$, при котором в выпрямителе будет протекать ток $i_{d\text{нп}}$, соответствует определенная максимальная э. д. с. $E_d = E_{d\text{нп}}$. Очевидно,

$$\alpha_{e\text{нп}} = \alpha_{e3} = \arcsin \frac{E^*_{d\text{нп}}}{X^*_d}.$$

Следовательно, в неуправляемом выпрямителе с $X^*_d > 1$ начально-непрерывный ток нагрузки будет наблюдаться при $E_d = E_{d\text{нп}}$ и сопровождаться перекрытием вентилей. Характер протекания электромагнитных процессов в данном случае показан на рис. 3.

При $E_d < E_{d\text{нп}}$ угол $\alpha_{e3} < \alpha_{e\text{нп}}$ и поэтому в неуправляемом выпрямителе протекает непрерывный ток нагрузки. При $E_d > E_{d\text{нп}}$ угол $\alpha_{e3} > \alpha_{e\text{нп}}$ и неуправляемый выпрямитель работает в режиме прерывистого тока нагрузки. При этом, если E_d не превышает некоторого значения $E_{d\text{п}}$, в нагрузке протекает прерывистый ток, сопровождающийся перекрытием вентилей, и каждая пара вентилей в течение периода напряжения u_2 включается дважды.

В управляемом выпрямителе с $X^*_d > 1$ при $E_{d\text{нп}} \geq E_d > E_{d\text{пр}}$ в зависимости от значения угла α возможны режимы прерывистого тока нагрузки, не сопровождающегося перекрытием вентилей или сопровождающегося перекрытием, режим начально-непрерывного тока, сопровождающегося перекрытием вентилей, и режим непрерывного тока нагрузки.

Величину $E^*_{d\text{нп}}$ определим, воспользовавшись выражениями для значения $I^*_d(0)$ тока $i_{d\text{нп}}$ в момент θ_2 включения второй пары вентилей (рис. 3). Так как ток нагрузки началь-

X^*d	Режим прерывистого тока без перекрытия вентилей				Режим прерывистого тока с перекрытием вентилей		Режим начального непрерывного тока без перекрытия вентилей		Режим непрерывного тока		Начально-непрерывный ток с перекрытием вентилей	
	нижние граничные значения											
	$E^*_{dпр}$	$\alpha_{пр}$, град.	$E^*_{дп}$	$\alpha_{е3}$, град ($\alpha_{е1}$, град)	$E^*_{dнн}$	$\alpha_{е.нн}$, град ($\alpha_{е1}$, град)	$E^*_{dпер}$	$\alpha_{е.пер}$, град	$E^*_{дн}$	$\alpha_{ен}$, град.	$E^*_{днн}$	$\alpha_{е.нн}$, град. ($\alpha_{е1}$, град.)
0	0,537	32,5	—	—	—	—	0	90	—	—	—	—
0,5	0,537	32,5	—	—	—	—	0,393	51,9	0	90	—	—
1,0	0,537	32,5	—	—	—	—	0,537	32,5	0	90	—	—
5,0	—	—	0,681	7,83 (42,9)	0,612	7,03 (37,7)	—	—	0	90	0,612	7,03 (37,7)
10	—	—	0,703	4,03 (44,6)	0,624	3,58 (38,6)	—	—	0	90	0,624	3,58 (38,6)
100	—	—	0,722	0,41 (46,2)	0,635	0,36 (39,4)	—	—	0	90	0,635	0,36 (39,4)

но-непрерывный, значение $I^*_d(0)$ можно вычислить по выражению

$$I^*_d(0) = \cos \alpha - \frac{\pi}{2} E^*_d, \quad (2)$$

полученному, как и в [Л. 4 и 5], методом разностных уравнений [Л. 6], причем $\alpha = \alpha_{е3} = \alpha_{е.нн}$. Величину $I^*_d(0)$ можно найти и по выражению (1) для момента $\theta = \theta_2$, причем $\alpha = \alpha_{е1} = \arcsin E^*_{днн}$, а $\theta_2 = \pi - \alpha_{е1} + \alpha_{е3}$ (рис. 3). Приравняв оба полученных выражения для $I^*_d(0)$, составим уравнение

$$\begin{aligned} & \sqrt{1 - E^{*2}_{днн}} + \sqrt{1 - \left(\frac{E^*_{днн}}{X^*_d}\right)^2} - \\ & - E^*_{днн} \left(\pi - \arcsin E^*_{днн} + \arcsin \frac{E^*_{днн}}{X^*_d} \right) = \\ & = (1 + X^*_d) \left[\sqrt{1 - \left(\frac{E^*_{днн}}{X^*_d}\right)^2} - \frac{\pi}{2} E^*_{днн} \right], \quad (3) \end{aligned}$$

решение которого дает искомое значение $E^*_{днн}$ для данного $X^*_d > 1$.

Величина $E^*_{днн}$ находится в результате решения уравнения

$$\begin{aligned} & \sqrt{1 - E^{*2}_{дп}} + \sqrt{1 - \left(\frac{E^*_{дп}}{X^*_d}\right)^2} - \\ & - E^*_{дп} \left(\pi - \arcsin E^*_{дп} + \arcsin \frac{E^*_{дп}}{X^*_d} \right) = 0, \quad (4) \end{aligned}$$

которое получено из условия равенства нулю тока i^*_d , вычисленного по выражению (1) для момента времени $\theta = \pi - \arcsin E^*_{дп} + \arcsin \frac{E^*_{дп}}{X^*_d}$.

Выражение (3) после небольших изменений может быть использовано для определения в управляемом выпрямителе при $E_{дпр} < E_d < E_{днн}$ границы прерывистого и непрерывного токов нагрузки, а выражение (4) при $E_{дп} > E_d > E_{днн}$ — границы, разделяющей прерывистые токи нагрузки, сопровождающиеся и не сопровождающиеся перекрытием вентилей.

Вычисление среднего начально-непрерывного тока $I^*_{днн}$ нагрузки однофазного мостового выпрямителя при $E_{днн} > E_d > E_{дпр}$ по выражению [Л. 4]

$$\begin{aligned} I^*_{днн} = \frac{m}{2\pi} & \left\{ \left(p \sin \frac{\pi}{m} - 2p_1 \gamma \cos \frac{\pi}{m} \right) \sin \alpha + \right. \\ & + \left(pp_1 \cos \frac{\pi}{m} + 2\gamma \sin \frac{\pi}{m} \right) \cos \alpha + p \left[\sin \frac{\pi}{m} - \right. \\ & - \left. \left(\frac{2\pi}{m} - \gamma \right) \cos \frac{\pi}{m} \right] \sin (\gamma + \alpha) - \left[pp_1 \cos \frac{\pi}{m} + \right. \\ & + \frac{p}{p_1} \left(\frac{2\pi}{m} - \gamma \right) \sin \frac{\pi}{m} \right] \cos (\gamma + \alpha) + \left[\left(\frac{\pi}{m} - \gamma \right) \frac{4\pi}{m} - \right. \\ & - p_1 \gamma^2 - \frac{p}{2} \left(\frac{2\pi}{m} - \gamma \right)^2 \left. \right] E^*_d \left. \right\} \quad (5) \end{aligned}$$

(где $p_1 = \frac{1}{1 + 2X^*_d}$; γ — угол коммутации, m — число фаз

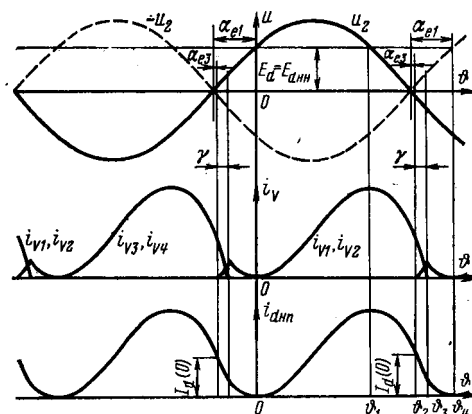


Рис. 3. Кривые фазного напряжения, токов в вентилях и начально-непрерывного тока нагрузки в неуправляемом однофазном мостовом выпрямителе ($X^*_d = 10$).

выпрямителя) при $m=2$ оказывается невозможным [значение $I^*_d(0)$, от которого зависит величина тока $I^*_{днн}$, различно в двухфазном однократном выпрямителе и однофазном мостовом]. Поэтому ток $I^*_{днн}$ найдем, воспользовавшись выражениями для непрерывного выпрямленного тока. Проведя вычисления, получим

$$\begin{aligned} I^*_{днн} = \frac{1}{\pi} & \left\{ p \sin \alpha + \gamma \cos \alpha + p \sin (\gamma + \alpha) - \right. \\ & - pX^*_d (\pi - \gamma) \cos (\gamma + \alpha) + \left[\pi \left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right) - \right. \\ & - \frac{p}{2} (\pi - \gamma)^2 - \frac{\gamma^2}{2X^*_d} \left. \right] E^*_d \left. \right\}. \quad (6) \end{aligned}$$

Угол коммутации γ находится в результате решения уравнения

$$\cos \alpha - \cos (\gamma + \alpha) - \frac{E^*_d}{X^*_d} \gamma^2 - 2I^*_d(0) = 0. \quad (7)$$

Граничные значения E^*_d выпрямителя и соответствующие им углы α_e для ряда величин X^*_d приведены в таблице. Для каждого режима выпрямителя указана только нижняя граница, являющаяся верхней границей следующего режима. Как следует из таблицы, для обеспечения непрерывной управляемости однофазным мостовым выпрямителем при $X^*_d > 1$ продолжительность одиночных управляющих импульсов должна быть не менее 45° или на вентили следует подавать короткие двоянные импульсы, соответствующие углам $\alpha_{е3}$ и $\alpha_{е1}$.

Выводы. Полученные в статье зависимости, хорошо согласующиеся с экспериментальными данными, позволяют:

определить при различных значениях X^*_d границы всех возможных режимов работы выпрямителя, в том числе уточненную границу прерывистого и непрерывного токов нагрузки; найти углы включения вентилей на границах режимов и уточнить требования к системе управления преобразователем; установить области применения выражений для средних и действующих токов в цепях выпрямителя, т. е. произвести вычисление токов с необходимой точностью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каганов И. Л. Электронные и ионные преобразователи, ч. III. — М.: Госэнергоиздат, 1956.—528 с.
2. Размадзе Ш. М. Преобразовательные схемы и системы. — М.: Высшая школа, 1967.—527 с.
3. Рывкин Г. А. Преобразовательные устройства. — М.: Энергия, 1970.—544 с.
4. Данилевич О. И. Определение границы прерывистого

и непрерывного токов вентильного преобразователя. — Электричество, 1977, № 9, с. 43—48.

5. Нейман Л. Р., Поссе А. В., Слоним М. А. Метод расчета переходных процессов в цепях, содержащих вентильные преобразователи, индуктивности и э. д. с. — Электричество, 1966, № 12, с. 7—12.

6. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. — М.: Физматгиз, 1963.—968 с.

[15.08.89]

УДК 621.315:628.78

Расчет рабочей емкости симметричных кабельных цепей звездной скрутки

МИРЗАБЕКЯН Ж. М., канд. техн. наук, АЛИХАНИЯН Р. А., инж.

Ереванский политехнический институт

В настоящее время для определения рабочей емкости симметричных кабельных цепей звездной скрутки применяют упрощенные выражения, полученные на основе принятия ряда допущений. В частности, диэлектрик окружающей среды проводов предполагается однородным с некоторым эквивалентным значением диэлектрической проницаемости ϵ . Введенные в расчетные величины коэффициенты для определения влияния соседних проводников и экрана на рабочую емкость цепей [Л. 1 и 2] часто не подтверждаются опытами (это особенно характерно для экранированных цепей). Исключение составляет исследование [Л. 4], где предлагается математическая модель кабеля связи и методом бесконечных рядов определяются потенциалы изолированных проводников при их параллельном расположении.

В настоящей статье рассматриваемая задача решается на основе функций, и методом последовательных приближений находятся конечные формулы для использования в инженерных расчетах потенциалов и емкостей симметричных экранированных и неэкранированных кабельных цепей звездной скрутки. Удобство такого решения задачи заключается в том, что последовательные приближения записываются в явном виде и легко определяется эквивалентная диэлектрическая проницаемость для нахождения волнового числа.

Поперечное сечение четырехпроводной экранированной кабельной цепи звездной скрутки представлено на рис. 1, на котором показаны области изоляции и границы переходов.

Потенциалы электрического поля в областях D_0-D_4 обозначим соответственно через $U_0(x, y)-U_4(x, y)$. Они определяются из решения следующей задачи. В областях D_0-D_4 найти гармонические функции $u_0(x, y)-u_4(x, y)$, удовлетворяющие следующим граничным условиям:

$$\begin{aligned} U_1(x, y) &= +c \text{ на } \Gamma_5; & (1) \\ U_2(x, y) &= +c \text{ на } \Gamma_6; & (2) \\ U_3(x, y) &= -c \text{ на } \Gamma_7; & (3) \\ U_4(x, y) &= -c \text{ на } \Gamma_8; & (4) \\ U_k(x, y) &= U_0(x, y) \text{ на } \Gamma_k, k=1, 2, 3, 4; & (5) \end{aligned}$$

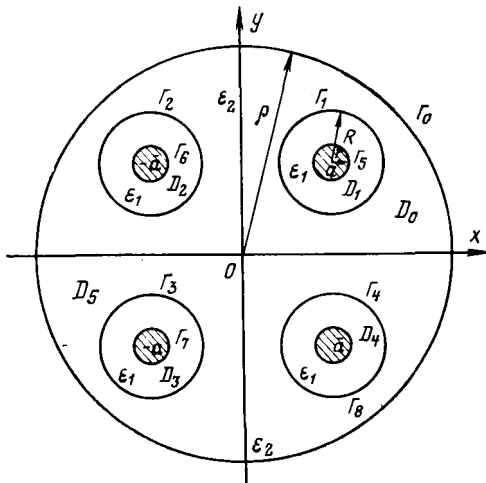


Рис. 1.

$$\epsilon_1 \frac{\partial U_k}{\partial n_k} = \epsilon_2 \frac{\partial U_0}{\partial n_k} \text{ на } \Gamma_k, k=1, 2, 3, 4; \quad (6)$$

$$U_0(x, y) = 0 \text{ на } \Gamma_0, \quad (7)$$

где c — потенциал провода; ϵ_1 и ϵ_2 — диэлектрические проницаемости областей D_k ($k=1, 2, 3, 4$) и D_0 .

Данная задача имеет единственное решение [Л. 3], которое будем искать в виде:

$$U_1(x, y) = \operatorname{Re} \left[\varphi \left(\frac{z-a}{R} \right) - \varphi \left(\frac{r_0 r}{z-a} \right) + C_1 \ln \left| \frac{z-a}{r} \right| + C; \right] \quad (8)$$

$$\begin{aligned} U_0(x, y) &= \operatorname{Re} \left[\psi \left(\frac{R}{z-a} \right) + \psi \left(-\frac{R}{z+a} \right) - \right. \\ &\quad \left. - \psi \left(-\frac{R}{z+a} \right) - \psi \left(\frac{R}{z-a} \right) + \eta \left(\frac{z}{\rho} \right) + \right. \\ &\quad \left. + C_2 \ln \left| \frac{z-a}{z+a} \frac{\bar{z}+a}{\bar{z}-a} \right| + C_0; \right] \quad (9) \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned} U_2(x, y) &= U_1(-x, y); \\ U_3(x, y) &= -U_1(-x, -y); \\ U_4(x, y) &= -U_1(x, -y), \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где $r_0 = \frac{r}{R}$; $z = x + iy$ (i — мнимая единица); \bar{z} — комплексно-сопряженная величина с z ; C_1, C_2, C_3 — действительные постоянные; $\varphi(z), \psi(z)$ и $\eta(z)$ — аналитические функции в единичном круге $|z| < 1$, удовлетворяющие следующим условиям:

- 1) коэффициенты ряда Тейлора этих функций в окрестности точки $z=0$ действительны
- 2) $\varphi(0) = \psi(0) = \eta(0) = 0$.

Легко убедиться, что $U_k(x, y)$, определяемые формулой (8) и соотношениями (9), удовлетворяют соответственно условиям (1)–(4).

Если сделать замену переменной $\xi = \frac{z-a}{R}$, то граничное условие (5) при $k=1$ можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} &\operatorname{Re} [\varphi(\xi) - \varphi(r_0^2 \xi)] - C_1 \ln r_0 + C = \\ &= \operatorname{Re} \left[\psi(\xi) + \psi \left(-\frac{1}{\xi+a_1} \right) - \psi \left(-\frac{1}{\xi+a_0} \right) - \right. \\ &\quad \left. - \psi \left(\frac{1}{\xi+a_2} \right) + \eta \left(\frac{R\xi+a}{\rho} \right) \right] + C_2 \left(\ln \left| \frac{1}{\xi+a_0} \right| + \right. \\ &\quad \left. + \ln \left| \frac{\xi+a_1}{\xi+a_2} \right| \right) + C_0, \quad (12) \end{aligned}$$

где

$$a = R + Ri; a_0 = \frac{2a}{R}; a_1 = \frac{a+a}{R};$$

$$a_2 = \frac{a - \bar{a}}{R}.$$

Восстанавливая аналитическую функцию в единичном круге $|\xi| \leq 1$ по ее действительной части на окружности $|\xi| = 1$ [Л. 3], получаем:

$$\begin{aligned} \varphi(z) - \varphi(r_0^2 z) - C_1 \ln r_0 + C = \psi(z) + \psi\left(-\frac{1}{z+a_1}\right) - \\ - \psi\left(-\frac{1}{z+a_0}\right) - \psi\left(\frac{1}{z+a_2}\right) + \eta\left(\frac{Rz+a}{\rho}\right) + \\ + C_2 \left[\ln \frac{z+a_1}{z+a_2} - \ln(z+a_0) \right] + C_0 + i\alpha, \quad |z| < 1, \quad (13) \end{aligned}$$

где α — действительная постоянная.

Подставляя (8) и (9) в граничные условия (6), а (9) в (7) и рассуждая так же, как и при выводе уравнения (13), получаем:

$$\begin{aligned} \varepsilon [\varphi'(z)z + \varphi'(r_0^2 z)r_0^2 z + C_1] = \psi'(z)z + \\ + \psi'\left(-\frac{1}{z+a_1}\right)\frac{z}{(z+a_1)^2} - \psi'\left(-\frac{1}{z+a_0}\right)\frac{z}{(z+a_0)^2} + \\ + \psi'\left(\frac{1}{z+a_2}\right)\frac{z}{(z+a_2)^2} + \eta'\left(\frac{Rz+a}{\rho}\right)\frac{Rz}{\rho} + \\ + C_2 \left(\frac{a_0}{z+a_0} + \frac{z}{z+a_1} - \frac{z}{z+a_2} + i\beta \right), \quad |z| < 1; \quad (14) \\ \psi\left(\frac{Rz}{\rho - \bar{a}z}\right) + \psi\left(-\frac{Rz}{\rho + \bar{a}z}\right) - \psi\left(-\frac{Rz}{\rho + \bar{a}z}\right) - \\ - \psi\left(\frac{Rz}{\rho - \bar{a}z}\right) + \eta(z) + C_2 \left(\ln \frac{\rho - \bar{a}z}{\rho + \bar{a}z} + \ln \frac{\rho + \bar{a}z}{\rho - \bar{a}z} \right) + \\ + C_0 + i\gamma, \quad |z| < 1, \quad (15) \end{aligned}$$

где γ — действительная постоянная.

Из (13), (14) и (16) при $z=0$ с учетом условий (11) находим, что $\beta = \gamma = C_0 = 0$; $C_2 = \varepsilon C'_1$;

$$\begin{aligned} C_1 = \frac{1}{\ln r_0 + \varepsilon \ln \left| \frac{a_1}{a_0 a_2} \right|} \left\{ C + \operatorname{Re} \left[\psi\left(-\frac{1}{a_0}\right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \psi\left(-\frac{1}{a_1}\right) + \psi\left(\frac{1}{a_2}\right) - \eta\left(\frac{a}{\rho}\right) \right] \right\}. \quad (16) \end{aligned}$$

Дифференцируя (13) и (15) по z и решая полученные уравнения совместно с (14) относительно $\varphi'(z)$, $\psi'(z)$ и $\eta'(z)$, получаем следующую систему уравнений в единичном круге $|z| < 1$:

$$\begin{aligned} \varphi'(z) = \frac{1}{1+\varepsilon} \left[(1-\varepsilon)r_0^2 \varphi'(r_0^2 z) + \psi'\left(-\frac{1}{z+a_1}\right) \times \right. \\ \times \frac{2}{(z+a_1)^2} - \psi'\left(-\frac{1}{z+a_0}\right) \frac{2}{(z+a_0)^2} + \\ + \psi'\left(\frac{1}{z+a_2}\right) \frac{2}{(z+a_2)^2} + \frac{2R}{\rho} \eta'\left(\frac{Rz+a}{\rho}\right) + \\ + 2\varepsilon C_1 \left(-\frac{1}{z+a_0} + \frac{1}{z+a_1} - \frac{1}{z+a_2} \right) \Big]; \\ \psi'(z) = \frac{1}{1+\varepsilon} \left[-2\varepsilon r_0^2 \varphi'(r_0^2 z) + \psi'\left(-\frac{1}{z+a_1}\right) \times \right. \\ \times \frac{1-\varepsilon}{(z+a_1)^2} - \psi'\left(-\frac{1}{z+a_0}\right) \frac{1-\varepsilon}{(z+a_0)^2} + \\ + \psi'\left(\frac{1}{z+a_2}\right) \frac{1-\varepsilon}{(z+a_2)^2} + (1-\varepsilon) \frac{R}{\rho} \eta'\left(\frac{Rz+a}{\rho}\right) + \\ + C_1 \varepsilon (1-\varepsilon) \left(-\frac{1}{z+a_0} + \frac{1}{z+a_1} - \frac{1}{z+a_2} \right) \Big]; \\ \eta'(z) = -\psi'\left(\frac{Rz}{\rho - \bar{a}z}\right) \frac{R\rho}{(\rho - \bar{a}z)^2} + \psi'\left(-\frac{Rz}{\rho + \bar{a}z}\right) \times \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \times \frac{R\rho}{(\rho + \bar{a}z)^2} - \psi'\left(-\frac{Rz}{\rho + \bar{a}z}\right) \frac{R\rho}{(\rho + \bar{a}z)^2} + \\ + \psi'\left(\frac{Rz}{\rho - \bar{a}z}\right) \frac{R\rho}{(\rho - \bar{a}z)^2} - \varepsilon C_1 \left(-\frac{\bar{a}}{\rho - \bar{a}z} - \right. \\ \left. - \frac{\bar{a}}{\rho + \bar{a}z} + \frac{a}{\rho + \bar{a}z} + \frac{a}{\rho - \bar{a}z} \right), \end{aligned}$$

где C_1 определяется из формулы (16).

Систему (17) будем решать методом последовательных приближений. В качестве нулевого приближения примем $[\varphi'(z)]_0 = [\psi'(z)]_0 = [\eta'(z)]_0 = 0$.

Тогда из (16) нулевое приближение C_1 будет иметь следующий вид:

$$[C_1]_0 = \frac{C}{\ln r_0 - \frac{\varepsilon}{2} \ln 8}. \quad (18)$$

Первые приближения $\varphi'(z)$, $\psi'(z)$ и $\eta'(z)$:

$$\begin{aligned} [\varphi'(z)]_1 = \frac{2\varepsilon [C_1]_0}{1+\varepsilon} \left(-\frac{1}{z+a_0} + \frac{1}{z+a_1} - \frac{1}{z+a_2} \right); \\ [\psi'(z)]_1 = \frac{\varepsilon(1-\varepsilon) [C_1]_0}{1+\varepsilon} \left(-\frac{1}{z+a_0} + \frac{1}{z+a_1} - \frac{1}{z+a_2} \right); \\ [\eta'(z)]_1 = -\varepsilon [C_1]_0 \left(-\frac{\bar{a}}{\rho - \bar{a}z} - \frac{\bar{a}}{\rho + \bar{a}z} + \right. \\ \left. + \frac{a}{\rho + \bar{a}z} + \frac{a}{\rho - \bar{a}z} \right). \end{aligned} \quad (19)$$

Интегрируя равенства (19) и учитывая условия (11), получаем первое приближение для $\varphi(z)$, $\psi(z)$ и $\eta(z)$:

$$\begin{aligned} [\varphi(z)]_1 = \frac{2\varepsilon [C_1]_0}{1+\varepsilon} \left[-\ln \left(1 + \frac{z}{a_0} \right) + \ln \left(1 + \frac{z}{a_1} \right) - \right. \\ \left. - \ln \left(1 + \frac{z}{a_2} \right) \right]; \\ [\psi(z)]_1 = \frac{\varepsilon(1-\varepsilon) [C_1]_0}{1+\varepsilon} \left[-\ln \left(1 + \frac{z}{a_0} \right) + \right. \\ \left. + \ln \left(1 + \frac{z}{a_1} \right) - \ln \left(1 + \frac{z}{a_2} \right) \right]; \\ [\eta(z)]_1 = -\varepsilon [C_1]_0 \left[\ln \left(1 - \frac{\bar{a}z}{\rho} \right) - \ln \left(1 + \frac{\bar{a}z}{\rho} \right) + \right. \\ \left. + \ln \left(1 - \frac{az}{\rho} \right) - \ln \left(1 + \frac{az}{\rho} \right) \right]. \end{aligned} \quad (20)$$

Подставляя (20) в (16), получаем первое приближение C_1 при $\rho = 2R\sqrt{2}$, $a = R + Ri$:

$$\begin{aligned} [C_1]_1 = \frac{1}{\ln \frac{r}{R} - \frac{\varepsilon}{2} \ln 8} \times \\ \times \left[1 + \frac{0,38\varepsilon(1-\varepsilon)}{(1+\varepsilon) \left(\ln \frac{r}{R} - \frac{\varepsilon}{2} \ln 8 \right)} - \frac{0,62\varepsilon}{\ln \frac{r}{R} - \frac{\varepsilon}{2} \ln 8} \right]. \end{aligned} \quad (21)$$

Подставляя (19) и (21) в правые части уравнений системы (17) и интегрируя полученные равенства, находим второе приближение функций $\varphi(z)$, $\eta(z)$ и C_1 .

Определяя емкость цепи формулой

$$C = \frac{\varepsilon_1}{2c} \int \frac{\partial U_1}{\partial n} dS \quad (22)$$

Марка кабеля	ϵ_1	r , мм	R , мм	Значение емкости, нФ/км									
				кабель с экраном					кабель без экрана				
				по [Л. 1]	по [Л. 2]	по (24)	по (25)	опытное	по [Л. 1]	по [Л. 2]	по (26)	по (27)	опытное
КСПП 1×4×1,2	2,3	0,6	1,4	44	66	32,1	38	36,4	33,8	54,7	20,8	21,87	22,5
КСПП 1×4×0,9	2,3	0,45	1,1	42,6	63	39,2	40	41	33	52	19,1	19,9	20,9

находим, что

$$C = \pi \epsilon_1 C_1. \quad (23)$$

Подставляя соответствующие приближения C_1 в (23), получаем емкость (Ф/м) экранированной кабельной цепи звездной скрутки:

первое приближение

$$C_I = \frac{\epsilon_1 10^{-9}}{36} \frac{1}{\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8} \times \left[1 - \frac{0,38\epsilon(1-\epsilon)}{(1+\epsilon) \left(\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8 \right)} + \frac{0,62\epsilon}{\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8} \right]; \quad (24)$$

второе приближение

$$C_{II} = \pi \epsilon_1 [C_1]_2$$

или

$$C_{II} = \frac{\epsilon_1 10^{-9}}{36} \frac{1}{\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8} \left\{ 1 + \frac{4\epsilon^2}{(1+\epsilon)^2} \times \frac{1}{\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8} \left[\ln \left| 1 - \frac{r_0^2}{a_0^2} \right| - \ln \left| 1 - \frac{r_0^2}{a_0 a_1} \right| + \ln \left| 1 - \frac{r_0^2}{a_0 a_2} \right| - \ln \left| 1 - \frac{r_0^2}{a_0 a_1} \right| + \ln \left| 1 - \frac{r_0^2}{a_0 a_2} \right| - \ln \left| 1 + \frac{r_0^2}{a_1 a_2} \right| + \ln \left| 1 + \frac{r_0^2}{a_0 a_2} \right| - \ln \left| 1 + \frac{r_0^2}{a_1 a_2} \right| + \ln \left| 1 + \frac{r_0^2}{a_2^2} \right| \right] - \left[\frac{0,04\epsilon(1-\epsilon)}{(1+\epsilon)} - \frac{1,87\epsilon(1-\epsilon)}{(1+\epsilon)} \right] \times \frac{1}{\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8} + \left[\frac{0,38\epsilon(1-\epsilon)}{(1+\epsilon)} - 0,73\epsilon \right] \times \frac{1}{\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8} \left[1 + \frac{0,37\epsilon(1-\epsilon)}{(1+\epsilon) \left(\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8 \right)} - \frac{0,62\epsilon}{\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8} \right] \right\}. \quad (25)$$

При неэкранированных цепях ($\rho = \infty$) выражения для емкостей (Ф/м) будут следующие:

первое приближение

$$C_I = \frac{\epsilon_1 10^{-9}}{36} \frac{1}{\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8} \times$$

$$\times \left[1 - \frac{0,38\epsilon(1-\epsilon)}{(1+\epsilon) \left(\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8 \right)} \right]; \quad (26)$$

второе приближение

$$C_{II} = \frac{\epsilon_1 10^{-9}}{36} \frac{1}{\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8} \times \left\{ 1 + \frac{4\epsilon^2}{(1+\epsilon)^2} \frac{1}{\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8} \times \left[\ln \left| 1 - \frac{r_0^2}{a_0^2} \right| - \ln \left| 1 - \frac{r_0^2}{a_0 a_1} \right| + \ln \left| 1 - \frac{r_0^2}{a_0 a_2} \right| - \ln \left| 1 + \frac{r_0^2}{a_1 a_2} \right| + \ln \left| 1 + \frac{r_0^2}{a_0 a_2} \right| \right] - \frac{0,04\epsilon(1-\epsilon)^2}{(1+\epsilon)^2 \left(\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8 \right)} + \frac{0,38\epsilon(1-\epsilon)}{(1+\epsilon) \left(\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8 \right)} + \frac{0,14\epsilon^2(1-\epsilon)^2}{(1+\epsilon)^2 \left(\ln \frac{r}{R} - \frac{\epsilon}{2} \ln 8 \right)^2} \right\}. \quad (27)$$

Полученные в статье формулы (24)–(27) проверены экспериментально путем измерения емкости кабелей марки КСПП 1×4×1,2 и КСПП 1×4×0,9. Рассчитанные по [Л. 1 и 2], по формулам (24)–(27) и опытные данные приводятся в таблице. Как видно из таблицы, расхождение между рассчитанными по (24)–(27) и экспериментальными данными составляет 2–6%.

Хорошее совпадение результатов измерений и расчета по (24)–(27) свидетельствует о приемлемой точности предлагаемой методики расчета и подтверждает возможность использования полученных выражений для инженерных расчетов рабочих емкостей кабельных цепей звездной скрутки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кулешов В. Н. Теория кабелей связи. — М.: Связьиздат, 1950.
2. Каден Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи. — М.: Госэнергоиздат, 1957.
3. Лаврентьев М. А., Шабат Б. В. Методы теории функций комплексного переменного. М.: Наука, 1972.
4. Абрамов К. К., Александров Л. П. Электрическое поле и параметры многопроводных кабелей с неоднородным диэлектриком. — Тр. ВНИИКП, 1975, вып. 18.

[16.09.80]

МИРОВАЯ ЭНЕРГЕТИКА: ПРОГНОЗ РАЗВИТИЯ ДО 2020 года.

Пер. с англ. под ред. Ю. Н. Старшинова.—М.: Энергия, 1980. 256 с.

За последнее десятилетие как у нас, так и за рубежом все чаще появляются статьи и книги, содержащие долгосрочные прогнозы развития топливно-энергетического хозяйства. В этом плане большой интерес вызвало издание в 1978 г. доклада Комиссии по экономии энергии и энергоресурсов, работающей в рамках Мировой энергетической конференции (МИРЭК), который недавно вышел в русском издании отдельной книги под названием «Мировая энергетика: прогноз развития до 2020 года». В разработке и составлении доклада приняли участие ведущие фирмы и компании мира, а также отдельные специалисты из промышленно развитых капиталистических стран. Прогнозы и рекомендации, сформулированные в докладе, в целом верно отражают мировые тенденции развития топливно-энергетического хозяйства на ближайшие десятилетия, хотя для отдельно взятых стран и в определенных периоды времени они могут оказаться и не вполне верными.

В предисловии к русскому изданию книги акад. М. А. Стырикович отмечает: «Хотя энергетический голод человечеству и не угрожает даже в отдаленном будущем, но эпоха дешевой энергии, когда стремительный рост энергопотребления покрывался за счет сравнительно дешевых нефти и природного газа, кончилась. Для обеспечения растущих потребностей придется использовать труднодоступные, более капиталоемкие ресурсы как самой нефти (глубинный и полярный шельф, вязкие нефти и битумы и т. п.) и природного газа (удаленные районы, большие глубины, зоны аномального давления и т. п.), так и весьма капиталоемкую ядерную, а в дальней перспективе, возможно, и термоядерную энергию».

Каждая глава книги представляет собой самостоятельное исследование и может изучаться независимо от других глав. Такое построение значительно расширяет круг читателей книги, делая ее интересной не только для специалистов энергетиков, экономистов, электротехников, энергомашиностроителей, но и для специалистов смежных областей — физиков-ядерщиков, геологов, транспортников и др.

Наибольшая по объему первая глава «Энергетические ресурсы» посвящена оценкам как традиционных, так и нетрадиционных топливно-энергетических ресурсов и новых источников энергии. Показано, что нынешняя ситуация, хотя и является трудной и кризисной для ряда капиталистических стран, но небезысходна, если учесть огромный прогресс, который достигнут за послевоенные годы в областях ядерной физики и ядерной энергетики.

Главную задачу западные специалисты видят сейчас в отыскании правильной стратегии развития энергетики, учитывающей реальные сроки вовлечения в энергобаланс традиционных и новых ресурсов. Так, нефть и газ будут постепенно вытесняться углем и ядерным топливом при все более интенсивном развитии новых и возобновляющихся источников энергии.

Во второй главе «Экономия энергии» рассматриваются исключительно актуальные вопросы рационального использования и экономии топливно-энергетических ресурсов. Здесь дан подробный анализ мер по экономии энергии в различных секторах экономики. Считается, что планомерная работа по повышению эффективности топливно-энергетического хозяйства в разных странах может смягчить остроту энергетического кризиса. Установившаяся точка зрения состоит в том, что внедрение новых энергосберегающих технологий в промышленности взамен применяющихся технологических процессов в несколько раз дешевле, чем наращивание добычи топлива, мощности электрических станций, пропускной способности электрических и тепловых сетей и т. д.

Новейшие исследования и разработки в области создания новых источников энергии и радикального повышения эффективности использования традиционных видов топлива составляют предмет третьей главы «Исследования, разработ-

ки и опытно-демонстрационные установки». Особое внимание уделено здесь развитию ядерной энергетики, в том числе АЭС с реакторами-бридерами, которые постепенно придут на смену реакторам на тепловых нейтронах.

В четвертой главе «Энергетические потребности» анализируются несколько вариантов (сценариев) развития мировой энергетики. Найдены достаточно устойчивые взаимосвязи между энергетикой и экономикой разных стран. Это дает возможность оценить ожидаемые уровни энергопотребления в ближайшие десятилетия. В частности, ожидается, что к 2020 г. энергопотребление составит 35 млрд. т условного топлива.

Наконец, возможные варианты энергоснабжения мира приводятся в последней пятой главе «Стратегии энергоснабжения», где оценивается доля различных топливно-энергетических ресурсов в покрытии суммарных потребностей в энергии. При этом обоснована роль фактора времени и показана динамика развития каждого ресурса в отдельности.

Исследования ведущих специалистов мира говорят о том, что доля электроэнергетики в общем энергопотреблении будет неуклонно возрастать. В течение последующих 40—50 лет годовая выработка электроэнергии будет расти в среднем на 4,4%, главным образом за счет АЭС. К концу периода примерно половина всей произведенной первичной энергии в мире будет расходоваться на выработку электроэнергии. Эта тенденция, несомненно, приведет к значительному прогрессу техники и технологии производства, передачи и использования электричества.

К 2020 г. генерирующие мощности в масштабе мира составят около 11000 ГВт, из которых около 5000 ГВт, как ожидается, будет уже приходиться на атомные электростанции. Суммарная мощность тепловых электростанций, работающих на угле, в этот период достигнет примерно 2750 ГВт, в то время как общая мощность ТЭС, использующих в качестве топлива нефть, газ, а также геотермальную и солнечную энергию, составит лишь 1500 ГВт. В свою очередь, мощность гидроэлектростанций превысит последнюю величину (1750 ГВт). Для сравнения отметим, что сегодня суммарная мощность всех электростанций в мире превосходит 1500 ГВт.

Рост мощности электростанций до 11000 ГВт к концу прогнозируемого периода будет большим достижением человечества, хотя еще совсем недавно такое развитие электроэнергетики могло бы показаться весьма умеренным, так как в ведущих странах мира ежегодный прирост выработки электроэнергии в период 1960—1975 гг. составлял около 7%. Снижение темпов ежегодного прироста выработки и потребления электроэнергии до 4,4% учитывается как несомненная тенденция к насыщению энергопотребления в развитых капиталистических странах, так и неизбежность проведения ими жесткой энергосберегающей политики.

Очередной конгресс Мировой энергетической конференции, состоявшейся в сентябре 1980 г. в Мюнхене (ФРГ), подтвердил основные выводы и рекомендации, изложенные Комиссией по экономии энергии в ее докладе 1978 г., и внес ряд уточнений в цифровой материал.

Рецензируемая книга привлекла к себе внимание широкого круга специалистов и научных работников, деятельность которых связана с развитием и совершенствованием отечественного топливно-энергетического комплекса.

Издательство «Энергия» поступило правильно, переведя и издав нужную и актуальную книгу. Представляется, что издание в будущем крупных и квалифицированных аналитических обзоров, обобщающих современные тенденции зарубежной энергетики, электротехники и смежных областей науки, более целесообразно, чем практикующаяся публикация (чаще всего, с двухлетним отставанием) многочисленных сборников переводов разных по своему научно-техническому уровню отдельных докладов международных конференций.

ГЛЕБОВ И. А., акад. АН СССР, ТИХОДЕЕВ Н. Н., чл.-корр. АН СССР

УДК 621.311.001.24(049.3)

Happ H. H. Piecewise Methods and Applications to Power Systems. — John Wiley & Sons Inc., 1980. pp. 399

Рецензируемая книга представляет собой систематическое изложение одного из основных и наиболее теоретически разработанных методов декомпозиции, а именно — метода диакоптики, основные идеи которого были сформулированы американским ученым Г. Кроном во второй половине 50-х гг. Так же, как и другие методы декомпозиции, диакоптика базируется на подходе, при котором в ходе решения сложной задачи вначале выполняется решение для отдельных частей системы, как если бы они не были связаны между собой, и на последующих этапах это решение дополняется составляющими, учитывающими связи между подсистемами.

Данный подход позволяет преодолеть многие трудности, возникающие при решении задач моделирования, анализа и управления современными сложными системами большой размерности. Особое значение он приобретает в условиях применения современных вычислительных систем, предусматривающих параллельную обработку информации, т. е. в мультипроцессорных ЦВМ и распределенных вычислительных системах.

Автор книги Х. Х. Хепп является управляющим отдела новой технологии систем электропромышленности в компании «Дженерал Электрик» в Скентеди, штат Нью-Йорк. Он занимается разработкой основных концепций в новых методах анализа и синтеза систем и применением их для решения практических задач в электрических системах. Он принимал активное участие в создании метода диакоптики и применении его в задачах электроэнергетики.

Основной материал книги относится к электроэнергетическим системам. В то же время представленная в книге методология и рассматриваемые в обобщенной форме процедуры решения относятся практически ко всем физическим системам.

Рецензируемая книга существенно отличается от вышедших ранее книг по теории метода диакоптики и основным его положениям и результатам, относящимся к линейным электрическим цепям. Это, во-первых, относится к построению книги и к характеру изложения материала, а во-вторых, к значительно количеству нового представленного в ней материала.

Данная книга построена таким образом, чтобы представить не только теорию метода диакоптики и основные его алгоритмы, но и дать краткое изложение общей теории электрических цепей, на которой данный метод базируется, а также дать широкую картину практических приложений метода в области электроэнергетических систем. В соответствии с этим книга состоит из трех основных частей. В первой части представлена так называемая контурная теория электрических цепей, основные положения которой определены Г. Кроном и в разработку которой значительный вклад внес также автор книги. Эта часть содержит изложение основных топологических представлений этой теории и вывод топологических матриц преобразования, следующих из этих представлений, и, наконец, описание методов расчета электрического режима, используемых в дальнейшем на уровне подсистем.

Исходя из такого теоретического фундамента, во второй части книги выводятся основные положения метода диакоптики и основные его алгоритмы. К ним относится группа алгоритмов, в которых при разделении подсистем они остаются связанными через один общий узел (или несколько узлов), а также ряд упрощенных алгоритмов диакоптики. Дается имеющее большое теоретическое значение обобщение обычных двухуровневых алгоритмов диакоптики на случай большего числа уровней, что позволяет повысить эффективность решения задач по мере дальнейшего увеличения сложности рассматриваемых систем. В заключении второй части дан анализ случая, когда выделенные подсистемы полностью разделены и не имеют общего узла, что представляет более общий случай разделения системы на подсистемы по сравнению со всеми рассматриваемыми ранее.

Последняя — третья часть книги посвящена практическим приложениям общих алгоритмов диакоптики к решению ряда электроэнергетических задач. В качестве таких задач рассматривается оптимальное распределение нагрузки между генера-

торами (экономическое распределение нагрузки), автоматическое регулирование частоты, определение потерь мощности и максимальных перетоков мощностей в системе и, наконец, рассмотрению ряда задач расчета установившихся режимов и переходных электромеханических процессов. Представленные алгоритмы рассматриваются в тесной связи со структурой вычислительных сетей, предназначенных для целей управления энергосистемами, на которых эти алгоритмы реализуются. Некоторые из упоминаемых алгоритмов диакоптики в течение длительного времени успешно применяются в практике управления энергосистемами.

Организация материала в трех частях книги выполнена таким образом, чтобы дать возможность читателю в случае необходимости изучать каждую из них отдельно без чтения предыдущего материала. Следует отметить сжатое и в то же время достаточно выразительное и доходчивое изложение материала книги. Оно сопровождается многочисленными иллюстрациями, в книге имеется большое количество примеров и особенно сквозных численных примеров, значительно облегчающих понимание весьма сложного теоретического материала. В конце каждой главы приведены вопросы и задачи, ориентированные на учащихся, работающих с соответствующим разделом.

Важное значение материала книги, ее структура и характер изложения позволяют использовать эту книгу как пособие при изучении ряда курсов, изучаемых по специальности «Кибернетика электрических систем» и «Электрические сети и системы». В то же время теоретический уровень и практическая ценность материала, а также новизна ряда разделов книги позволяют рассматривать ее как монографию, представляющую интерес для инженеров и научных работников, занимающихся вопросами применения вычислительных методов в электроэнергетике и ряде других областей.

Следует отметить некоторые недостатки, относящиеся как к самому содержанию, так и к представлению материала книги. Прежде всего замечен определенный логический разрыв между содержанием третьей части и предыдущими частями книги. В то время как в первых двух частях изложение ведется в основном в терминах (ток, напряжение, проводимость и сопротивление), в практической части используется ряд других представлений и терминов, и решаемые задачи имеют совершенно иной смысл.

Следует также отметить, хотя автор специально оговаривается, что ряд приведенных алгоритмов имеет принципиальный характер и не претендует на вычислительную эффективность, достижение вычислительной эффективности путем модификации представленных алгоритмов представляет достаточно сложную проблему и затрагивает весьма существенные их стороны. Игнорирование этой стороны вопроса несколько снижает практическую ценность книги.

Некоторые из алгоритмов решения практических задач, которые рассматриваются и анализируются в книге, не в полном мере используют те преимущества и перспективы, которые заложены в принципах диакоптики. В частности, алгоритм декомпозиции на основе метода Ньютона — Рафсона на одной итерации не дает тех же результатов, что и алгоритм Ньютона — Рафсона для неразделенной системы, но в принципе это может быть достигнуто. Недостаточно проработаны вопросы применения диакоптики для решения задач динамики электрических систем. Существующие в этом отношении возможности (и проблемы) выходят далеко за рамки материала, представленного в книге.

К недостаткам книги следует отнести отсутствие каких-либо ссылок на опубликованные в СССР работы по кибернетическому моделированию, дающие возможность добиться той же эффективности, что и алгоритмы диакоптики, а в некоторых отношениях превосходящие их.

В целом книга представляет значительный интерес как для специалистов в области вычислительных методов для решения электроэнергетических задач, так и для студентов, изучающих эти методы.

ЛЕВ ИЗРАИЛЕВИЧ СТОЛОВ

(К 75-летию со дня рождения)

Доктор технических наук, профессор Лев Израилевич Столов родился 20 декабря 1905 г. в Кишиневе. Инженерная деятельность Л. И. Столова началась в 1928 г. на Харьковском электромеханическом заводе после окончания Донского политехнического института.

С 1931 г. Л. И. Столов работал в Казанском управлении «Центроэлектромонтаж». Под его руководством были разработаны проекты электроснабжения, подстанций и сетей ряда крупнейших строек Поволжья и Урала. В период Великой Отечественной войны Л. И. Столов осуществлял руководство проектными работами, направленными на расширение энергетической базы ТАССР и прилегающих районов.

Параллельно с активной инженерной деятельностью Л. И. Столов вел научно-педагогическую работу в вузах — вначале в Казанском энергетическом, а с 1934 г. в Казанском авиационном институтах. В 1944 г. в Казанском авиационном институте под руководством Л. И. Столова была создана кафедра электрических машин, которую он возглавлял в течение многих лет. В настоящее время Л. И. Столов — профес-



сор этой кафедры. По инициативе Л. И. Столова в Казанском авиационном институте была открыта специальность «Авиационное и автогакторное электрооборудование».

В 1947 г. Л. И. Столов защитил кандидатскую диссертацию, в 1964 г. — докторскую, а в 1966 г. ему присвоено звание профессора.

Широка и многогранна научная деятельность Л. И. Столова. Под его руководством выполнены оригинальные исследования специальных электрических микромашин и микроэлектроприводов, результаты исследований внедрены в промышленность.

Перу Л. И. Столова принадлежит более 100 научных и научно-методических работ, две монографии, написанные совместно с его учениками: «Моментные двигатели с постоянными магнитами» и «Авиационные моментные двигатели». Л. И. Столовым подготовлено 19 кандидатов наук.

Коммунист Л. И. Столов принимает активное участие в общественной жизни. Он является членом ряда научно-методических и научно-технических советов, редактором межвузовского сборника «Электрооборудование летательных аппаратов», активным корреспондентом журнала «Электричество».

За плодотворную научно-педагогическую и инженерную деятельность Л. И. Столов награжден правительственными наградами, ему присвоено звание заслуженного деятеля науки и техники ТАССР.

Группа товарищей

ГРИГОРИЙ ФРОИМОВИЧ МУЧНИК

(К 50-летию со дня рождения)

Профессор Мучник Григорий Фроимович, заместитель директора Всесоюзного научно-исследовательского института источников тока является ведущим специалистом страны в одном из самых перспективных направлений прямого преобразования энергии — преобразования энергии химических реагентов в электрическую. Широкий круг задач по исследованию и разработке электрохимических генераторов был решен большим коллективом ученых и инженеров под научным руководством Г. Ф. Мучника. При этом следует отметить не только глубину теоретических разработок, но и практический выход работы — в СССР созданы энергетические установки, обеспечивающие решение многих проблем народного хозяйства.

Профессор Г. Ф. Мучник известен и как ведущий теплофизик в области других методов преобразования видов энергии (термоэлектричество, термоэмиссия, фотоэлектричество). Разработанные им методы тепловых расчетов энергетических устройств являются основополагающими не только в отечественной, но и в мировой практике. Они применимы и для смежных областей, так как охватывают процессы излучения, теплопровод-



ности, перекрестные эффекты термодинамики, процессы в пористых структурах и т. д.

Г. Ф. Мучник является одним из авторов и непосредственных разработчиков нового направления электротехники, имеющего большую перспективу для многих областей народного хозяйства.

В основу этих работ положены новейшие представления физики поверхности, электродинамики, электротехники. Он автор свыше 150 научных работ, в том числе четырех монографий и 76 изобретений. Под руководством Г. Ф. Мучника защищено 25 диссертаций.

Г. Ф. Мучник является членом советов и бюро: «Методы прямого преобразования энергии в электрическую», «Топливные элементы», «Теплофизика» (председатель подсекции «Теплофизические свойства при низких температурах»), «Теоретические и электрофизические проблемы электроэнергетики», а также спецсекций. Кроме того, он член Научного Совета по проблеме «Энергия и энергетические ресурсы» Комитета по системному анализу при Президиуме АН СССР, Совета по возобновляемым источникам энергии при Госкомитете СССР по науке и технике, редколлегии журнала «Электричество», ведет большую научно-педагогическую работу, являясь профессором специальной кафедры Московского физико-технического института.

За успешную научную работу Г. Ф. Мучник награжден орденом Трудового Красного Знамени.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество», группа товарищей

АНАТОЛИЙ ИВАНОВИЧ МОСКВИТИН

21 ноября 1980 г. на 80-м году жизни скончался крупный ученый в области электрических машин, профессор, доктор технических наук, заслуженный деятель науки и техники РСФСР Анатолий Иванович Москвитин.

Научно-педагогическая деятельность А. И. Москвитина началась в 1927 г., когда он, еще студент МВТУ, совмещал учебу с работой научным сотрудником во Всесоюзном электротехническом институте им. В. И. Ленина. В период 1927—1933 гг. им был выполнен цикл исследований по коммутации, щеточному контакту, вытеснению тока в пазу и разработаны приборы и устройства, которые нашли применение на промышленных предприятиях.

В 1933—1950 гг. А. И. Москвитин работал в области разработки устройств автоматического управления и малой механизации. Его можно считать основоположником создания электрических машин возвратно-поступательного движения (им была разработана общая теория этих машин и указаны принципы построения конкретных систем), а также электродвигателей с катящимся



и волновым ротором и волновой передачи, находящей в последнее время все более широкое применение.

Под руководством А. И. Москвитина в ЭНИН им. Г. М. Кржижановского

в 1950—1975 гг. был выполнен ряд работ по непосредственному охлаждению электрических машин, бесщеточному возбуждению и тиристорному самовозбуждению мощных турбогенераторов, разработке новых электрических машин с управляемым полупроводниковым коммутатором, повышению устойчивости при автоматическом регулировании многомашинных энергосистем, МГД-генератору как линейной электрической машины, применению сверхпроводимости в электроэнергетике.

Работы А. И. Москвитина всегда отличались глубиной теоретической проработкой в сочетании с практическим внедрением. Им было опубликовано более 75 научных работ, подготовлено 8 докторов и около 20 кандидатов наук.

За плодотворную научную деятельность А. И. Москвитин был награжден орденом Трудового Красного Знамени и медалями; в 1973 г. ему было присвоено звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

Светлая память о А. И. Москвитине, крупном ученом и педагоге, навсегда сохранится в наших сердцах.

Группа товарищей

**НИКОЛАЙ ПАНТЕЛЕЙМОНОВИЧ ЕРМОЛИН**

Советская наука понесла тяжелую утрату. 1 октября 1980 г. скоропостижно скончался заслуженный деятель науки и техники РСФСР, доктор технических наук, профессор, член КПСС с 1937 г. Николай Пантелеймонович Ермолин.

Николай Пантелеймонович родился в 1906 г. в г. Вольске Саратовской области. Трудовую деятельность начал в 1926 г. электромонтером на цементном заводе г. Вольска. В 1931 г. Н. П. Ермолин окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина) и начал работать на кафедре «Электрические машины» этого института. В 1949—1976 гг. он заведывал этой кафедрой, а в 1951—1971 гг. был проректором института по учебной работе. Научное направление его работ — исследование переходных процессов в электрических машинах постоянного тока, а также теории и расчета электрических машин малой мощности. Монографии «Переходные процессы в



машинах постоянного тока» (1951 г.) и «Электрические машины малой мощности» (1962 г.) получили широкое признание технической общественности.

Н. П. Ермолин принимал самое деятельное участие в общественно-политической жизни института. Он неоднократно избирался членом парткома и секретарем партийной организации института, председателем бюро секции электрических машин Центрального правления Научно-технического общества энергетики и электротехнической промышленности.

С 1950 г. проф. Н. П. Ермолин был постоянным научным консультантом во Всесоюзном научно-исследовательском институте малых электрических машин (ВНИИМЭМ).

Н. П. Ермолин отличался огромным трудолюбием, высокой принципиальностью и большой требовательностью в работе. Плодотворная деятельность Н. П. Ермолина отмечена правительственными наградами — орденами и медалями.

Светлая память о нем вечно будет жить в наших сердцах.

Группа товарищей

Будзко И. А., Левин М. С. — Особенности оптимизационных задач энергетики и методов их решения	1	Майкопар А. С. — Анализ времени гашения открытых электрических дуг	49
Богданов В. А. — О выборе весовых коэффициентов при оценивании состояния электроэнергетической системы	7	Колкер Д. Г., Покровский С. Ф., Бидашко Г. Б. — Электрическая прочность фарфоровых тарельчатых изоляторов при импульсном напряжении с крутым фронтом	52
Бортник И. М., Борин В. Н. — Электрическая прочность элегазовой изоляции аппаратов сверхвысокого напряжения	13	Бернштейн Л. М., Басин В. Е. — Методы оценки свойств эмалированных проводов для электрических машин	54
Романенко И. Н. — Особенности горения параллельных импульсных дуг в газе	18	Наташкин А. В. — Динамическая модель вентильного преобразователя с обобщенной одноканальной системой управления	57
Лабунец И. А., Шакарян Ю. Г., Лохматов А. П., Кривушкин Л. Ф., Чевычелов В. А. — Установившиеся режимы работы асинхронизированного турбогенератора	23	СООБЩЕНИЯ	
Борцов Ю. А., Соколовский Г. Г., Иванов Г. М. — Учет упруго-вязких связей при построении систем управления электроприводами	29	Михайлов В. В., Проус В. Р. — Анализ работы преобразователей тока с магнитодиэлектрическим магнитопроводом	60
Жуйков В. Я., Коротеев И. Е., Сучик В. Е. — Алгоритм анализа электрических схем с переменной структурой	35	Мнухин А. Г., Коневский Б. И. — Выбор стратегии экспериментального исследования коммутационных перенапряжений в электрических сетях	63
Тимошенко А. Л., Толстов Ю. Г. — Расчет распределения импульсных напряжений по элементам высоковольтного тиристорного вентиля	40	Вагин Г. Я. — Корреляционные и спектральные характеристики импульсных графиков нагрузки электросварочных установок	67
ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ		Данилевич О. И. — Режимы работы однофазного мостового выпрямителя	70
Тульчинский Г. А. — Исследование эксплуатационно-технических ограничений потребляемой генераторами реактивной мощности	44	Мирзабекян Ж. М., Алиханян Р. А. — Расчет рабочей емкости симметричных кабельных цепей звездной скрутки	72
Малый А. С. — Орган направления мощности нулевой последовательности для параллельных линий электропередачи	46	БИБЛИОГРАФИЯ	75
		ХРОНИКА	77



C O N T E N T S

Special Features of Optimization Problems in Power Engineering and Methods of Their Solution — I. A. Budzko, M. S. Levin	1	Analysis of Open Arc Extinction Times — A. S. Maikopar	49
Choosing Weighting Factors in Estimating the State of a Power System — V. A. Bogdanov	7	The Electric Withstand Strength of Porcelain Disc Insulators for Steep Front Surge Voltages — D. G. Kolker, S. F. Pokrovski, G. B. Bidashko	52
The Electric Withstand Strength of SF ₆ Insulation in EHV Apparatus — I. M. Bortnik, V. N. Borin	13	Methods for Evaluating the Properties of Enamelled Conductors for Electrical Machines — L. M. Bernstein, V. E. Basin	54
Special Features of Parallel Impulse Arcs in Gas — I. N. Romanenko	18	A Dynamic Model for an Electronic Converter With a Generalized Single-Channel Control System — A. V. Natalkin	57
Steady State Performance of a Doubly-Fed Synchronous Turbogenerator — I. A. Labunets, U. G. Shakarian, A. P. Lokhmatov, L. F. Krivushkin, V. A. Chevichelov	23	REPORTS	
Accounting for Damping Elastic Coupling in Designing Electric Drive Control Systems — U. A. Bortsov, G. G. Sokolovski, G. M. Ivanov	29	Analysis of the Performance of Current Converters With a Magneto-Dielectric Magnetic Circuit — V. V. Mikhailov, V. R. Prous	60
An Algorithm for Analysing Electric Circuits of Variable Structure — V. J. Djuikov, I. E. Koroteyev, V. E. Suchik	35	On the Strategy for Experimental Research on Switching Surges in Networks — A. G. Mnukhin, B. I. Konevski	63
Calculating the Surge Voltage Distribution Along the Elements of a HV Thyristor Valve — A. L. Timoshenko, U. G. Tolstov	40	Correlational and Spectral Characteristics of Impulse Load Curves for Electric Welding Installations — G. J. Vagin	67
FROM OPERATING EXPERIENCE		Operating Conditions for a Single-Phase Bridge-Type Rectifier — O. I. Danilevitch	70
A Study of Limitations on Generator MVAR Consumption From the Engineering and Operating Standpoints — G. A. Tulchinski	44	Calculating the Capacitance of Symmetrical Star Twisting Cable Circuits — J. M. Mirzabekian, R. A. Alikhanian	72
A Zero-Sequence Power Directional Relay for Parallel Lines — A. S. Maly	46	BIBLIOGRAPHY	75
		CHRONICLE	77

УДК 621.31.001.24

Особенности оптимизационных задач энергетики и методов их решения. Будзко И. А., Левин М. С. — «Электричество», 1981, № 3.

Отмечается, что постоянное усложнение оптимизационных электроэнергетических задач приводит к необходимости многокритериальной оценки принимаемых решений, а также к учету факторов, информация о которых носит неопределенный характер. В результате расширяется область применения методов современной теории исследования операций, в частности, методов теории матричных игр и районирования множества векторов состояния природы. Соответственно возрастает роль неформальных процедур, в том числе метода экспертных оценок. На основе указанных положений сформулированы предложения по усовершенствованию методики решения оптимизационных задач электроэнергетики. Библ. 23.

УДК 621.311.088.001.24

О выборе весовых коэффициентов при оценивании состояния электроэнергетической системы. Богданов В. А. — «Электричество», 1981, № 3.

Анализируются составляющие приведенной суммарной среднеквадратичной погрешности измерений параметров установившегося режима. Приведены оценки среднеквадратичной погрешности измерений для различных вариантов организации системы измерений. Предложена классификация погрешностей по виду измеряемых параметров и месту их измерения. Дан метод оценки фактической погрешности измерений по результатам сопоставления расчетных и измеренных значений каждого избыточного измерения. Библ. 5.

УДК 621.316.37:621.315.618.9.001.24

Электрическая прочность элегазовой изоляции аппаратов сверхвысокого напряжения. Бортник И. М., Борин В. Н. — «Электричество», 1981, № 3.

Приводятся результаты исследований электрической прочности элегазовой изоляции в условиях, характерных для устройств сверхвысокого напряжения. Исследования проводились в типовых изоляционных промежутках реальных высоковольтных аппаратов, а также в электродном устройстве с однородным полем. Давление газа изменялось от 0,01 до 0,4 МПа, форма воздействующего напряжения — от постоянного до импульсного с длиной фронта 1 мкс. Полученные результаты позволяют сделать вывод о реальной технической возможности создания элегазовых комплектов распределительных устройств сверхвысокого напряжения. Приводятся соотношения, позволяющие оценивать основные размеры аппаратов сверхвысокого напряжения с элегазовой изоляцией. Библ. 5.

УДК 637.527.4.001.24

Особенности горения параллельных импульсных дуг в газе. Романенко И. Н. — «Электричество», 1981, № 3.

Исследуется изменение индуктивности, сопротивления и электропотребления системы параллельных импульсных дуг в газе при разряде конденсатора в зависимости от степени неидентичности развития дуг. Получены общ. выражения, отражающие влияние неидентичности на эти параметры и рассмотрены приближенные частотные случаи. Теоретические расчеты проверялись экспериментально. Библ. 5.

УДК 621.313.322-81.001.24

Установившиеся режимы работы асинхронизированного турбогенератора. И. А. Лабунец, Ю. Г. Шакарян, А. П. Лохматов, Л. Ф. Кривушкин, В. А. Чевычелов. — «Электричество», 1981, № 3.

Выполнен анализ множеств установившихся рабочих режимов асинхронизированного синхронного турбогенератора (АСТГ). Сопоставлены области допустимых режимов работы АСТГ и синхронного турбогенератора с учетом ограничений по допустимым тепловым потерям, а также по устойчивости. Показано, что основная выгода от применения АСТГ заключается в отказе от установки дополнительных реакторов, требующихся из условий работы в режимах потребления реактивной мощности. Дана приближенная оценка экономической эффективности внедрения АСТГ в энергосистемы. Библ. 8.

УДК 621.314.632.018.782.3.001.24

Алгоритм анализа электрических схем с переменной структурой. Жуikov В. Я., Коротеев И. Е., Сучик В. Е. — «Электричество», 1981, № 3.

Рассматривается алгоритм анализа преобразовательных устройств, представляемых схемами с переменной структурой. Алгоритм основан на совместном применении метода разностных уравнений и метода структурных чисел и непрерывного и дискретного преобразований Лапласа. В результате анализа получаются единые уравнения переходных и установившихся процессов в схеме, в которые в явном виде не входят начальные условия; сокращается объем вычислений по сравнению с матричными методами. Библ. 13.

УДК 621.313.322-82.016.25.001.5

Исследование эксплуатационно-технических ограничений потребляемой генераторами реактивной мощности. Тульчинский Г. А. — «Электричество», 1981, № 3.

Приведены результаты экспериментального исследования ограничений, налагаемых условиями устойчивости на величину потребляемой реактивной мощности гидрогенераторами в режиме недовозбуждения при возможных в эксплуатации режимах работы. Библ. 3.

УДК 621.316.925.2

Орган направления мощности нулевой последовательности для параллельных линий электропередачи. Малай А. С. — «Электричество», 1981, № 3.

Проведен сравнительный анализ схем, в которых у реле мощности в качестве поляризующего использован суммарный ток нулевой последовательности параллельных линий электропередачи. Для этих схем рассмотрена методика оценки чувствительности защит с детекторным реле направления мощности. Библ. 6.

УДК 621.3.064.4

Анализ времени гашения открытых электрических дуг. Майкопар А. С. — «Электричество», 1981, № 3.

Приведен анализ времени гашения открытых электрических дуг с использованием опытных данных. Показано, что вероятностные распределения времени гашения дуг в однопольных схемах могут быть представлены обобщенной экстремальной характеристикой соотношений действительного времени гашения и времени гашения с заданной вероятностью, например, с вероятностью 0,9. Экстремальные характеристики открытой дуги в схемах, имеющих лишь индуктивное сопротивление, ограничивающее ток дуги, и дуги подпитки при АПВ в широком диапазоне вероятностей, включая эстремум, практически совпадают, а для заземляющих дуг экстремальные характеристики близки к таковым при индуктивном токоограничении лишь в экстремуме. Предельные кратности удлинения открытых дуг при надежном гашении составляют 5—5,5. Библ. 14.

УДК 621.317.333.8:621.315.624.4.015.1

Электрическая прочность фарфоровых тарельчатых изоляторов при импульсном напряжении с крутым фронтом. Колкер Д. Г., Покровский С. Ф., Бидашко Г. Б. — «Электричество», 1981, № 3.

Излагаются результаты исследований электрической прочности изоляторов двух типов при воздействии 20—100 импульсов напряжения с крутизной 1800 кВ/мкс и амплитудой 360—400 кВ. Установлено, что при воздействии импульсного напряжения с большой крутизной происходит электрический пробой изоляторов, содержащих даже незначительные структурные дефекты. По результатам испытаний на пробой в жидкой изоляционной среде изоляторов, предварительно подвергнутых воздействию импульсов напряжения, на основании статистической проверки гипотезы по критерию Вилькоксона сделан вывод о незначительном проявлении кумулятивного эффекта в диэлектрике. Библ. 10.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Рабинович С. И., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы: А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макарушин

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, 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 16.01.81
Тираж 7616 экз.

Подписано в печать 04.03.81
Заказ 1022

T-05712

Формат 60×90¹/₈

Печать высокая

Усл. печ. л. 10

Уч.-изд. л. 12,82