



ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1982

·ЭНЕРГОИЗДАТ·

3

УДК 621.311.016.25.015.072.001.24

Управление реактивной мощностью и напряжением в энергосистемах на основе оптимизационных расчетов

КАЗАНЦЕВ В. Н., канд. техн. наук, КУШНИР Г. З., СЛОДАРЖ В. М., инженеры

Уралтехэнерго

В настоящее время одной из наиболее актуальных проблем в энергетике является снижение потерь электроэнергии и повышения ее качества, что в эксплуатации сводится к обеспечению такого управления режимом энергосистемы, при котором издержки на распределение электроэнергии были бы минимальны при соблюдении всех режимных и технологических ограничений.

Для решения указанной задачи широкое применение получил подход [Л. 1 и 2], основанный на принципе раздельной оптимизации режима по активной мощности и по реактивной мощности и уровням напряжений. При этом на первом этапе решается задача экономичного распределения активной нагрузки между электростанциями по критерию минимума расхода топлива (или затрат на топливо). На втором этапе решается задача оптимизации режима по реактивной мощности и уровням напряжений при фиксированных оптимальных активных нагрузках станций по критерию минимума потерь активной мощности в сети.

Исследования режимов питающих сетей ряда энергосистем показали, что за счет оптимального управления потоками реактивной мощности можно уменьшить потери электроэнергии на 5—10%.

Особенностью задачи оптимального управления потоками реактивной мощности является недостаток информации о текущих значениях активной и реактивной нагрузки в узлах электрической сети. Получение такой информации от средств телеизмерений связано со значительными капитальными и эксплуатационными затратами, которые, вероятно, не смогут окупиться за счет снижения потерь электроэнергии. Кроме того, при таком подходе возникают и чисто технические трудности, связанные с обеспечением надежной работы сложнейшего информационного комплекса.

Методика оптимального управления потоками реактивной мощности и уровнями напряжений в электрической сети должна исходить, по нашему мнению, из реальных условий управления режимом энергосистемы, т. е. должна учитывать неполноту информации о параметрах режима и имеющиеся или накапливаемые опытные данные об оптимальной реакции объектов управления (величинах управляющих воздействий) на те или иные изменения режима электрической сети. Критерием оптимальности режима является минимум потерь активной мощности в сети при соблюдении всех режимных и технических ограничений.

Одним из путей создания такой методики является моделирование процесса мышлений человека, принимающего решения в подобных ситуациях. Методика оптимального управления, основанная на аналогии с процессом мышления, должна содержать:

выявление объектов и параметров управления, т. е. тех параметров режима энергосистемы, воздействия на которые определяют в основном режим электрической сети;

определение минимального объема информации о режиме электрической сети, который необходим для принятия решения в процессе управления;

процедуру накопления данных об изменчивости оптимальных значений параметров управления в различных режимах;

выявление устойчивых соотношений между оптимальными значениями параметров управления и других параметров режима электрической сети (законов оптимального управления).

Определенный опыт применения такого подхода для управления режимами электрических сетей накоплен в Латвглавэнерго [Л. 3].

Выявление параметров управления режимом

энергосистемы. Основным принципом выбора параметров управления предлагается считать принцип управления только теми средствами регулирования напряжения и реактивной мощности, которые, обладая достаточным регулировочным диапазоном, позволяют наиболее сильно влиять на режим энергосистемы оптимального управления потоками реактивной мощности. Таким критерием является минимум потерь активной мощности в электрической сети. Возможными параметрами управления являются величины загрузки источников реактивной мощности (ИРМ), уровни напряжений на шинах районных подстанций или шинах высокого напряжения электростанций.

Исследования зависимости потерь активной мощности в электрической сети от изменения загрузки одного ИРМ, компенсирующего устройства (КУ) или от изменения коэффициента трансформации одного трансформатора с РПН при неизменных режимах работы других средств управления потоками реактивной мощности показали, что эта зависимость часто имеет нелинейный характер с экстремумом в середине диапазона регулирования. Поэтому для количественного сравнения степени воздействия отдельных средств управления потоками реактивной мощности на режим электрической сети можно воспользоваться коэффициентами влияния

$$h_j = \frac{\Delta P_{j_{\max}} - \Delta P_{j_{\min}}}{\Delta P_0}, \quad (1)$$

где h_j — коэффициент влияния находящегося в узле средства регулирования напряжения или реактивной мощности на потери активной мощности в сети; ΔP_0 — потери активной мощности в электрической сети в оптимизированном по уровням напряжения и реактивной мощности режиме при максимальных нагрузках потребителей; $\Delta P_{j_{\min}}$, $\Delta P_{j_{\max}}$ — минимальные и максимальные значения потерь активной мощности в сети при оптимальных значениях параметров режима во всех узлах, кроме j -го, и выполнении условия $Q_{j_{\min}}^j \leq Q^j \leq Q_{j_{\max}}^j$ для ИРМ и КУ или $k_{j_{\min}}^j \leq k^j \leq k_{j_{\max}}^j$ для трансформаторов с РПН; $Q_{j_{\min}}^j$, $Q_{j_{\max}}^j$ — диапазон регулирования реактивной мощности ИРМ или КУ в узле j ; $k_{j_{\min}}^j$, $k_{j_{\max}}^j$ — диапазон регулирования коэффициента трансформации трансформатора с РПН в узле j .

Для вычисления коэффициентов влияния можно воспользоваться программой расчета установившегося режима, с помощью которой:

выполняется расчет оптимального режима электрической сети при максимальных нагрузках потребителей;

выполняются расчеты четырех-шести режимов энергосистемы для тех же нагрузок потребителей при изменении генерации или потребления реактивной мощности в узле j равными ступенями от минимального до максимального допустимых значений; при этом в других узлах поддерживаются оптимальные уровни напряжений;

если в узле имеется трансформатор с РПН, то выполняется расчет четырех-шести режимов при изменении коэффициента трансформации равными ступенями от минимального до максимального значения.

Полученные в этой серии расчетов минимальные

и максимальные значения потерь активной мощности в электрической сети используются при расчете коэффициентов влияния по выражению (1). Таким образом учитывается величина нелинейности зависимостей $\Delta P(Q)$ и $\Delta P(U)$.

Аналогично определяются коэффициенты влияния для всех узлов, где имеются средства управления уровнями напряжения и потоками реактивной мощности в электрической сети.

Для принятой в СССР иерархии диспетчерского управления необходимо определить, на каком уровне иерархии должен определяться закон оптимального управления режимом каждого конкретного управляемого ИРМ, КУ или трансформатора с РПН.

Основываясь на сложившейся в настоящее время практике управления режимами энергосистем, представляется целесообразным при определении коэффициентов влияния и законов оптимального управления потоками реактивной мощности включать в схему замещения:

на уровне центрального диспетчерского управления системообразующие сети ЕЭС напряжением 330—500 кВ и выше;

на уровне ОДУ — все сети объединенного диспетчерского управления объединенной энергосистемы напряжением 220 кВ и выше;

на уровне районного энергетического управления — сеть энергосистемы напряжением 110 кВ и выше;

на уровне питающей электрической сети 35 кВ и выше, находящиеся в оперативном управлении диспетчера сети.

Процесс распределения средств управления потоками реактивной мощности между уровнями иерархии диспетчерского управления следует начинать с верхнего уровня, определяя коэффициенты влияния средств управления потоками реактивной мощности на потери в электрических сетях напряжением 330—500 кВ и выше.

Учитывая, что погрешности определения законов оптимального управления (как будет показано ниже) и отработки этих законов автоматическими регуляторами составляют 2,5% каждая, для отношения того или иного средства регулирования к соответствующему уровню управления его регулировочный диапазон должен обеспечивать возможность снижения потерь активной мощности в сети соответствующего уровня, несмотря на погрешность реализации результатов оптимизационных расчетов, т. е. должно выполняться условие:

$$h_j \geq 0,05. \quad (2)$$

Если $h_j < 0,05$, то соответствующий параметр управления должен рассматриваться для схемы низшего уровня. Например, если за счет регулирования реактивной мощности электростанции можно изменить потери активной мощности в сети ОЭС 220 кВ на 1,5%, а в сети 110 кВ районного энергоуправления, которому подчинена эта электростанция, — на 7%, то на этой электростанции регулирование должно осуществляться по условию минимума потерь энергии в электрической сети энергоуправления.

После распределения средств регулирования напряжения и реактивной мощности между уровнями иерархии диспетчерского управления необходимо

определить законы оптимального управления режимом электрических сетей на каждом уровне.

Если для какого-либо возможного параметра управления условие (2) не выполняется ни на одном из уровней, то этот параметр не включается в систему оптимального управления и регулирования таким образом, чтобы обеспечить необходимые уровни напряжения в примыкающей к нему электрической сети.

Определение законов оптимального управления потоками реактивной мощности в электрической сети. Общая схема определения законов оптимального управления потоками реактивной мощности состоит в выполнении определенного количества оптимизационных расчетов потокораспределения в электрической сети, в которых оптимизируются параметры управления соответствующего уровня при соблюдении всех режимных ограничений на основе полученных данных устойчивых соотношений между оптимальными значениями параметров управления и другими параметрами режима электрической сети.

Результаты расчетов оптимального потокораспределения представляют собой тот опыт, который должен в процессе управления компенсировать недостаток информации об управляемой системе. Эти расчеты должны охватывать все наиболее вероятные нормальные (неаварийные) режимы электрической сети.

Для полученных вариантов суммарной нагрузки энергосистемы можно определить серию возможных режимов при различных сочетаниях реально изменяющихся факторов и по данным статистики, которая имеется в энергосистемах о межсистемных перетоках, о распределении суммарной нагрузки между энергостанциями и о выводе оборудования в ремонт, оценить длительность существования каждого из возможных на прогнозируемый период режимов.

Факторами, определяющими оптимальные значения потоков реактивной мощности в регулируемых элементах электрической сети могут быть: величина суммарной нагрузки энергосистемы; величины перетоков активной и реактивной мощности; состав оборудования, работающего на электростанциях, который определяет располагаемую реактивную мощность и распределение активной нагрузки между электростанциями; наличие в работе отдельных линий трансформаторов, реакторов и т. д.

Диапазон изменения суммарной нагрузки энергосистемы можно разделить на три — четыре равные ступени, и по графику суммарной нагрузки системы определить длительность существования каждого из полученных режимов в течение расчетного периода.

Наиболее просто реализуется на серийно выпускаемых промышленностью регуляторах линейный закон регулирования реактивной мощности или напряжения:

$$\left. \begin{aligned} Q &= Q_0 + \sum_{k=1}^l a_k \Pi_k; \\ U &= U_0 + \sum_{k=1}^l b_k \Pi_k, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где U_0 , Q_0 , a , b — постоянные коэффициенты; Π_k — параметры режима электрической сети, по которым регулируется генерация (потребление) реактивной мощности или напряжение в узле (параметры управления), l — число таких параметров.

Такая форма законов оптимального управления потоками реактивной мощности и уровнями напряжения в электрической сети и будет рассматриваться в дальнейшем.

Коэффициенты уравнений (5) можно определить, обрабатывая результаты оптимизационных расчетов методом наименьших квадратов с учетом весовых коэффициентов. Для того, чтобы увеличение потерь электроэнергии за счет неточности регулирования режима электрической сети, вызванной линейной аппроксимацией закона оптимального управления, было минимальным, предлагается в качестве весового коэффициента режима при определении значений a и b уравнений (5) использовать величину, пропорциональную потерям электроэнергии в i -м оптимальном режиме в течение планируемого периода:

$$p_i = \frac{T_i \Delta P_i}{T_p} \quad (6)$$

где T_i — ожидаемая длительность i -го режима; T_p — длительность расчетного периода; ΔP_i — потери активной мощности в i -м оптимальном режиме.

Определяемые таким образом законы оптимального управления будут обеспечивать при их реализации наибольшее снижение потерь электроэнергии в течение расчетного периода.

Закон оптимального управления средствами регулирования напряжения или реактивной мощности в узле определяется в результате решения следующей системы уравнений относительно U^j_0 и b^j_k

$$\left. \begin{aligned} U^j_0 \sum_{i=1}^m p^2_i + \sum_{i=1}^m \sum_{k=1}^l b_k \Pi_{ik} p^2_i &= \sum_{i=1}^m U_{ij} p^2_i; \\ U^j_0 \sum_{i=1}^m p^2_i \Pi_{ir} + \sum_{i=1}^m \sum_{k=1}^l b_k \Pi_{ik} p^2_i &= \sum_{i=1}^m p^2_i U_{ij} \Pi_{ir}; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$r = 1, 2, \dots, k, \dots, l,$

где Π_{ik} — значение k -го параметра режима электрической сети в i -м оптимизационном расчете; U_{ij} — оптимальное значение на напряжение в узле j в i -м оптимизационном расчете; m — число оптимизационных расчетов; l — число переменных управления.

Аналогично можно определить закон регулирования реактивной мощности в узле j как функцию параметров режима электрической сети. Для проверки точности полученного таким образом закона регулирования реактивной мощности или напряжения в узле j предлагается оценить максимальное относительное увеличение потерь активной мощности в электрической сети за счет отклонения регулируемого по этому закону напряжения или реактивной мощности в узле j от оптимального значения

$$H_j = \max_i \left| \frac{U_{ij} - U_{oj} - \sum_k b_{kj} \Pi_{ki}}{U_{j \max} - U_{j \min}} \right| h_j. \quad (8)$$

Исследования режимов ряда энергосистемы показали: если законы оптимального управления потоками реактивной мощности определены таким образом, что

$$H_j \leq 0,02, \quad (9)$$

то потери активной мощности во всех рассматриваемых для расчетного периода режимах не превышают потерь в оптимальном режиме более, чем на 2,3%.

Учитывая уровень погрешности моделирования режимов электрической сети при выполнении оптимизационных расчетов, можно полагать такую точность оптимального управления приемлемой и рекомендовать условие (7) в качестве критерия оценки возможности регулирования напряжения или реактивной мощности по закону (5).

Простота реализации и минимальная стоимость системы оптимального управления потоками реактивной мощности может быть достигнута за счет максимально возможного уменьшения количества переменных управления для закона регулирования напряжения или реактивной мощности в каждом узле при обеспечении достаточной близости к оптимальным значениям параметров режима электрической сети.

Предлагается следующий порядок определения закона оптимального управления потоками реактивной мощности в узле с минимальным количеством переменных управления.

1. По результатам оптимизационных расчетов методом наименьших квадратов определяется закон регулирования напряжения или реактивной мощности в узле j как функция максимального числа возможных переменных управления. Поскольку все переменные, входящие в уравнения (5), могут иметь различную физическую природу и диапазон изменения, то для возможности оценки значимости той или иной переменной необходимо предварительно выполнить для всех значений переменных и параметра управления переход к стандартизованному масштабу [Л. 4] в области $-1 \leq x_i \leq +1$. Этот переход выполняется по формуле:

$$x_i = \frac{x_i^* - \frac{x_{i \max}^* + x_{i \min}^*}{2}}{\frac{x_{i \max}^* - x_{i \min}^*}{2}}, \quad (10)$$

где x_i^* — значение переменной в натуральном масштабе измерения.

2. По критерию (7) проверяется возможность оптимального регулирования напряжения или реактивной мощности в соответствии с полученным законом. Если такой возможности нет ($H_j > 0,02$), то необходимо рассмотреть вопрос о дополнительных параметрах управления.

3. Поочередно исключаются из управления наименее информативные параметры, коэффициенты a_k или b_k , при которых имеют наименьшие по модулю значения, и проверяется возможность оптимального управления в соответствии с вновь полученным законом по критерию (7). В результате получим закон оптимального управления реактивной мощности или напряжением в узле j как функцию минимального количества параметров управления.

Одной из наиболее важных является проблема

выбора параметров режима электрической сети Π_i , по которым регулируется выработка (потребление) реактивной мощности или напряжение в отдельных узлах. Для ее решения предлагается использовать принцип децентрализации, состоящий в том, что средства регулирования потоков реактивной мощности должны по возможности регулироваться местными параметрами, если есть возможность, выявить устойчивые оптимальные соотношения между регулируемым параметром режима и другими его параметрами, которые можно измерить непосредственно в пункте регулирования. Применение такого принципа обеспечивает минимальную стоимость системы оптимального управления, а также способствует повышению ее надежности, так как регуляторы, действующие независимо друг от друга, продолжают правильно функционировать даже при выходе из строя части из них.

Принципиально в качестве местных параметров регулирования напряжения и реактивной мощности могут рассматриваться: напряжение на одной из систем шин подстанции, потоки активной или реактивной мощности по отходящим линиям или через трансформаторы подстанции, токи по отходящим линиям или через трансформаторы подстанции. Могут в качестве параметра регулирования рассматриваться также суммы однородных величин, например, сумма токов по нескольким отходящим от подстанции линиям.

Чтобы оценить возможность регулирования напряжения или реактивной мощности по местным параметрам режима, необходимо выполнить определение закона оптимального управления как функции всех возможных местных параметров и проверить его по критерию (7). Для тех средств регулирования, для которых не выполняется условие (7), необходимо централизованное управление. Если регулирование режима по местным параметрам оказывается возможным, то согласно описанной выше процедуре упрощают закон оптимального регулирования путем исключения наименее информативных переменных управления. При решении задачи определения законов оптимального централизованного регулирования режима работы средств управления в эксплуатации, очевидно, следует исходить из объема устройств телеизмерений, имеющих на диспетчерском пункте соответствующего уровня.

Порядок определения законов централизованного регулирования напряжения и потоков реактивной мощности может быть таким же, как и случае определения их для регулирования по местным параметрам, но в этом случае в качестве возможных переменных управления должны рассматриваться параметры режима электрической сети, информация о которых передается на диспетчерский пункт средствами телеизмерений. Если такой закон определить не удастся, то следует рассматривать вопрос об увеличении объема телеизмерений.

В общем случае можно рассматривать в качестве переменных централизованного управления уровнем напряжения или режимом выработки-потребления реактивной мощности в узле совокупность любых параметров режима электрической сети, окончательный выбор которых осуществляется

согласно представленной методике. Как показывает опыт определения законов централизованного управления, наиболее часто в качестве переменных управления оказываются уровни напряжения на соседних подстанциях, значения суммарной нагрузки системы и магистральных перетоков. Эти параметры режима энергосистемы можно рекомендовать для первоочередного рассмотрения.

Оценка возможности реализации законов оптимального управления режимом напряжений электрической сети. Ввиду того, что при определении законов оптимального управления зависимость между оптимальными значениями параметров режима электрической сети аппроксимировалась с некоторой погрешностью, необходимо оценить возможность существования и близость режима, удовлетворяющего законам оптимального управления, к оптимальному режиму. Для этого можно воспользоваться процедурой расчета потоков распределения, моделирующей действия регуляторов генерации и потребления реактивной мощности и регуляторов коэффициентов трансформации трансформаторов с РПН. Сходимость итерационного процесса регулирования реактивной мощности и напряжений в соответствии с определенными законами оптимального управления в области оптимального режима должна подтвердить правильность выбора этих законов. В случае несходимости итерационного процесса или сходимости к режиму, потери мощности в котором значительно превышают оптимальные значения, следует рассмотреть возможность смены переменных управления, перевода отдельных средств регулирования напряжения и реактивной мощности с регулирования по местным параметрам на централизованное, изменение временных характеристик регуляторов и т. д.

Предложенные методики были внедрены в ряде энергосистем. Для одной из этих энергосистем, упрощенная схема которой приведена на рисунке, были получены коэффициенты влияния (см. ниже), из которых видно, что объектами управления на уровне районного энергоуправления в данной энергосистеме являются электростанции ТЭЦ-2, ТЭЦ-3, ГРЭС и подстанции с трансформаторами связи, имеющими РПН, АТ-3 и АТ-4.

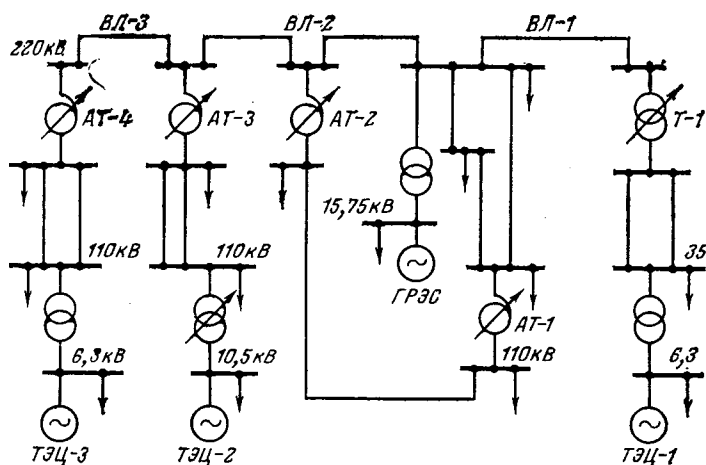
Энергообъект	ТЭЦ-1	ТЭЦ-2	ТЭЦ-3	ГРЭС	Т-1
h_i	0,020	0,164	0,062	0,102	0,016

Продолжение

Энергообъект	АТ-1	АТ-2	АТ-3	АТ-4
h_i	0,019	0,023	0,175	0,060

Для всех перечисленных объектов коэффициент влияния $h_i > 0,05$. Однако значение h_i не всегда может являться достаточным условием для отнесения электростанции или подстанции к объектам управления. Так, например, большая часть выработки ТЭЦ-3 потребляется на генераторном напряжении, что обуславливает необходимость жесткого поддержания его значения на уровне 6,3 кВ по условиям технологического процесса потребителей. Поэтому, хотя коэффициент влияния ТЭЦ-3 и равен 0,062, но из-за практической невозможности использования регулировочного диапазона генераторов станции ТЭЦ-3 должна быть исключена из числа объектов управления.

Для определения законов оптимального управления было рассмотрено 20 оптимальных режимов, в которых варьировались от максимального до минимального значений для данного сезона: суммарная нагрузка энергосистемы, перетоки



Объект управления	Параметр управления	Переменные управления	Аналитическое выражение закона
ТЭЦ-22	Напряжение шин 110 кВ	Суммарная активная нагрузка потребителей, подключенных к шинам 110 кВ ТЭЦ-2 и АТ-3	$U = 107 + 0,1p$
ГРЭС	Напряжение шин 220 кВ	—	$U = 238$
АТ-3	Напряжение шин 220 кВ	Поток активной мощности по ВЛ-2; положительное направление потока — от шин АТ-3	$U = 237,1 + 0,058p$
АТ-4	Напряжение шин 110 кВ	Суммарная активная нагрузка потребителей, подключенных к шинам 110 кВ АТ-4	$U = 87,6 + 0,51p$

мощности по линиям связи ВЛ-1, ВЛ-2, ВЛ-3, ВЛ-4, ВЛ-5, ВЛ-6, ВЛ-7 и автотрансформаторам АТ-3 и АТ-4.

После обработки результатов были получены законы оптимального управления, приведенные в таблице.

Полученные законы были проверены на математической модели с помощью ЦВМ и внедрены в практику эксплуатации энергосистемы.

Оценка экономической эффективности внедрения оптимального регулирования напряжения и реактивной мощности в энергосистеме на основе предложенной методики показала, что потери электроэнергии в питающей сети энергосистемы снижаются примерно на 7%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электрические системы. Электрические расчеты, программирование и оптимизация режимов/ Под ред. В. А. Веникова.— М.: Высшая школа, 1973.
2. Электрические системы. Автоматизированные системы управления режимами энергосистем/ Под ред. В. А. Веникова.— М.: Высшая школа, 1979.
3. Баркан Я. Д. Режимные принципы управления.— Электричество, 1973, № 2.
4. Хартман К., Лецкий Э., Шефер В. Планирование эксперимента в исследовании технологических процессов.— М.: Мир, 1977

[31.07.81]

Частотные характеристики узлов нагрузок сетей промышленных предприятий

ЖЕЖЕЛЕНКО И. В., доктор техн. наук, ЛИПСКИЙ А. М., канд. техн. наук,
ЧУБАРЬ Л. А., ХАРЛАМОВА З. В., КАШИНА Т. М., инженеры

Ждановский металлургический институт

Электроснабжение современных крупных промышленных предприятий (металлургических, машиностроительных и др.) в ряде случаев осуществляется от сетей 220—330 кВ энергосистем, к узлам которых подключаются главные понизительные подстанции (ГПП) предприятий. При отсутствии на предприятии собственной электростанции (блока станции) и (или) мощного парка синхронных (асинхронных) электродвигателей частотные характеристики полных сопротивлений заводских распределительных сетей 6—10 кВ существенно зависят от частотных характеристик входных сопротивлений основных сетей со стороны узлов (ЧХСУ), к которым подключены ГПП.

Как известно, ЧХСУ в звуковом диапазоне частот представляет собой непериодическую кривую с чередующимися максимумами и минимумами, соответствующими режимам резонанса тока или напряжения в пассивном двухполюснике, эквивалентирующем схему замещения сети для рассматриваемой частоты. Число экстремумов в рассматриваемом случае не имеет простой связи с числом реактивных элементов, что свойственно цепям с сосредоточенными параметрами согласно теории Фостера [Л. 1], — это объясняется распределенностью активных и реактивных сопротивлений энергосистемы на частотах гармоник при представлении воздушных и кабельных линий Т- или П-образными схемами замещения; при этом, например, емкостные элементы могут учитываться как индуктивные и наоборот.

Частотные характеристики входных сопротивлений в рассматриваемом случае существенно нестабильны [Л. 2]; различного рода коммутационные операции, приводящие к изменению схемы сети и (или) состава включенного электрооборудования, приводят к перемещениям экстремумов ЧХСУ, а также нулей и полюсов ее реактивной составляющей, подчиняющимся вероятностным законам; последнее обстоятельство может существенно сказаться на эффективности работы силовых резонансных фильтров (СРФ), устанавливаемых в распределительных сетях 6—10 кВ, и должно учитываться при выборе СРФ. Отметим, что на частотах гармоник до 7-го порядка положения экстремумов существенно изменяются при включениях или отключениях ВЛ, подключенных к рассматриваемому узлу; однако аналитическое определение именно этих экстремумов весьма важно для правильного выбора СРФ.

Таким образом, для рационального выбора параметров СРФ в системах электроснабжения промышленных предприятий, подключаемых к узлам 220—330 кВ (и более высоким напряжениям) энергосистем, необходимо прогнозирование частотных характеристик сетей предприятий, основанное как на детерминистических представлениях, — для частот гармоник относительно небольших порядков

(ориентировочно до 7-го), так и на вероятностных, — для более высоких частот.

Определение первых экстремумов ЧХСУ. Номер гармоники ν_1 , соответствующий первому максимуму функции входного сопротивления $z_{вх}(\nu_1)$ для рассматриваемого узла может быть найден с учетом следующих основных допущений:

при $\nu=\nu_1$ сопротивления всех узлов нагрузки, а также тех, к которым подключены генераторы, не зависят от емкостей линий, подключенных к этим узлам; для узлов сетей 220—500 кВ значения погрешностей оценки указанных сопротивлений не превосходят согласно нашим поверочным расчетам, 6%;

эквивалентное активное сопротивление сети не влияет на положение экстремума на частоте гармоники порядка ν_1 . Приемлемость этого допущения очевидна, поскольку соотношение активного и реактивного сопротивлений в энергосистемах x_k и r_k (сопротивлений короткого замыкания) [Л. 3] $x_k/r_k=4\div12$. Все ВЛ представляются П-образными схемами замещения, что позволяет определить ν_1 из условия равенства реактивных сопротивлений ветвей параллельного резонансного контура:

$$\frac{x_{c\nu}}{\nu_1} (1 - k_{c\nu} \nu_1^2) = \nu_1 x_k (1 - k_{x\nu} \nu_1^2), \quad (1)$$

где $x_{c\nu}$ — удвоенное емкостное сопротивление всех линий, примыкающих к рассматриваемому узлу, на частоте первой гармоники; $k_{c\nu}$ и $k_{x\nu}$ — коэффициенты, учитывающие распределенность емкостей и индуктивностей вдоль ВЛ; они определяются с учетом [Л. 4] по выражениям:

$$k_{c\nu} = \frac{x_0 b_0}{12} \sum_{k=1}^n l_k, \quad k_{x\nu} = \frac{x_0 b_0}{6} l_3^2. \quad (2)$$

Здесь x_0 и b_0 — удельные индуктивное сопротивление и емкостная проводимость ВЛ; l_k — длина k -й линии, примыкающей к рассматриваемому узлу; $l_3 = x_k/x_{0ср}$, где $x_{0ср}$ — среднее значение сопротивления сетей энергосистемы.

Решением уравнения (1) является равенство

$$\nu_1 = \sqrt{\frac{k_{c\nu} \nu_0^2 + 1}{2k_{x\nu}}} - \sqrt{\left(\frac{k_{c\nu} \nu_0^2 + 1}{2k_{x\nu}}\right)^2 - \frac{\nu_0^2}{k_{x\nu}}}, \quad (3)$$

где $\nu_0^2 = x_{c\nu}/x_k$.

Расчеты и эксперименты показывают, что, как правило, в рассматриваемых сетях $\nu_1/\nu_0 \approx 1,5\div2$.

Принятие усредненных значений x_0 и b_0 не приводит к заметным погрешностям расчетов ν_1 по выражению (3). Обычно для сетей 220—330 кВ оказывается $\nu_1 \approx 3\div6$; для сетей 500 кВ $\nu_1 \approx 2\div4$. Порядок гармоники ν_2 , на которой имеет место 2-й экстремум (минимум) ЧХСУ $z_{вх}(\nu_2)$, следующий за максимумом на частоте гармоники порядка ν_1 ,

при тех же допущениях определяется из уравнения для последовательного резонансного контура:

$$v_2 x_T + \frac{x_{C\Sigma} x_K (1 - k_{Cv} v_2^2) (1 - k_{xv} v_2^2)}{\frac{x_{C\Sigma}}{v_2} (1 - k_{Cv} v_2^2) - v x_K (1 - k_{xv} v_2^2)} = 0, \quad (5)$$

решение которого

$$v_2 = \sqrt{\frac{1}{2k_{xv}} \left[v_0^2 \left(k_{Cv} + d \frac{S_T}{S_{Kek*}} \right) + 1 \right] - \frac{1}{4k_{xv}^2} \left[v_0^2 \left(k_{Cv} + d \frac{S_T}{S_{Kek*}} \right) + 1 \right]^2 - \frac{1}{k_{xv}} v_0^4 \frac{S_T}{S_{Kek*}}}}. \quad (6)$$

В выражениях (5) и (6) обозначено: S_T , x_T , e_{k*} — номинальная мощность, индуктивное сопротивление на частоте первой гармоники и относительное значение э. д. с. короткого замыкания трансформатора связи между ГПП и узлом энергосистемы; S_K — мощность короткого замыкания в узле энергосистемы.

Для сетей 220—330 кВ согласно результатам расчетов и измерений $v_2 \approx 4-7$; для сетей 500 кВ $v_2 \approx 3-5$.

Отметим, что значения v_1 и v_2 могут оказаться как целыми, так и дробными числами.

Порядок гармоники, соответствующей следующему экстремуму ЧХСУ, может быть определен приближенно следующим образом. Поскольку обычно v_2 находится примерно посередине между v_1 и v_3 , то $v_3 = 2v_2 - v_1$. Значения $z_{вх}(v_1)$ и $z_{вх}(v_3)$ находятся на основании выражения для входного сопротивления параллельного резонансного контура высокой добротности:

$$z_{вх}[v_1(s)] = R_{вх}[v_1(s)] = \frac{x_{C\Sigma v1}^2(3)}{r_k \sqrt{v_1(s)}}, \quad (7)$$

где $x_{C\Sigma v1}(3)$ — удвоенное емкостное сопротивление ВЛ, примыкающих к рассматриваемому узлу, на частоте гармоники порядка $v_1(v_3)$ с учетом распределенности параметров ВЛ.

Максимальные значения индуктивной (емкостной) составляющей сопротивления $z_{вх}(v)$ в рассматриваемом случае будут иметь место на частотах гармоник, весьма близких к v_1 и v_3 (отличие не более 5%). Значение их [Л. 1]

$$x_{вх}[v_1, 3] = \frac{z_{вх}[v_1, 3]}{2}. \quad (8)$$

При пренебрежении распределенностью параметров ВЛ

$$z_{вх}(v_2) \approx r_k \sqrt{v_2}. \quad (9)$$

Корректность выражений для v_1 , v_2 и v_3 и соответствующих им входных сопротивлений была проверена экспериментально. На рис. 1, а показана снятая экспериментально ЧХСУ для узла сети 220 кВ одной из энергосистем Сибири; показаны также точки, определенные расчетом. Расхождение между экспериментальными и расчетными данными (не более 15%) может быть признано вполне приемлемым. Для экспериментального получения ЧХСУ мощные вентиляльные преобразователи одного из предприятий, подключенные к сети 220 кВ через

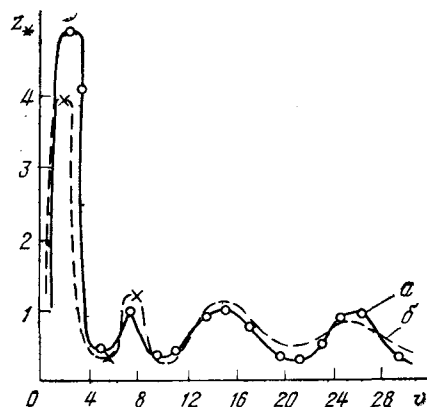


Рис. 1. Частотные характеристики сопротивлений для узла сети 220 кВ.

а — экспериментальная; б — расчетная (показаны кривые максимальных и минимальных значений).

повысительные трансформаторы и работавшие в 12-нульском режиме, кратковременно включались на полууправляемый режим; при этом в сеть генерировались наряду с гармониками канонических порядков также гармоники четных порядков и кратные трем, образующие симметричные системы. Измерения токов и напряжений производились на частотах этих гармоник; ЧХСУ между экспериментальными точками интерполирована.

Эксперименты (и расчеты) показали также, что включение и отключение ВЛ, примыкающих к узлу, и изменение S_K приводит к существенному (на 50 Гц и более) перемещению экстремумов ЧХСУ в рассматриваемой области частот до 300—350 Гц.

Вероятностное прогнозирование ЧХСУ. Как уже отмечалось, в мощных энергосистемах с протяженными ВЛ напряжением 220—330 кВ и выше частоты экстремумов ЧХСУ являются случайными величинами, распределенными в определенных диапазонах частот с равной вероятностью [Л. 2]. Это объясняется весьма большим числом возможных состояний схемы энергосистемы, определяемых в значительной мере планово-предупредительными и капитальными ремонтами электрооборудования, отключениями и переключениями при аварийных ситуациях, ограничением мощности отдельных потребителей и другими обстоятельствами.

Однако для правильного выбора параметров СРФ в этих условиях, а также для решения других задач, связанных с расчетами несинусоидальных режимов в промышленных электрических сетях, знание закона распределения экстремумов ЧХСУ недостаточно; необходимо оценить максимальные значения входных сопротивлений на частотах резонанса $z_{вх}(v_p)$, соответствующие экстремумам ЧХСУ.

Для этой цели схема замещения сети в рассматриваемых режимах представляется в виде параллельного резонансного контура, образованного емкостным сопротивлением П-образных схем замещения $x_{C\Sigma}(v_p)$, примыкающих к узлу ВЛ (с учетом коэффициентов, с помощью которых вносятся поправки на распределенность емкостей), и ветвью, включающей последовательно соединенные актив-

ные сопротивления и индуктивное, равное емкостному, последнее имеет место при высокой добротности контура [Л. 1]. Правомерность этой модели подтверждается сопоставлением частотных характеристик параллельного резонансного контура, элементы которого имеют сосредоточенные параметры, и ЧХСУ, представленных, например, в [Л. 3]. Частотная характеристика, рассчитанная нами для одного из узлов сети 220 кВ при фиксированном режиме работы сети, представлена на рис. 1,б.

Для оценки значений $z_{\Sigma}(\nu_p)$ на основании выражения типа (7) необходимо знать эквивалентное активное сопротивление $r_{\Sigma}(\nu_p)$ либо отношение эквивалентных реактивного и активного сопротивлений $\frac{x_{\Sigma}(\nu_p)}{r_{\Sigma}(\nu_p)}$, поскольку сопротивлением $r_{\Sigma}(\nu_p)$ учитывается

эквивалентное сопротивление обеих ветвей контура.

Искомое отношение сопротивлений в рассматриваемом случае равно отношению реактивных $\Delta Q_{\Sigma}(\nu_p)$ и активных $\Delta P_{\Sigma}(\nu_p)$ потерь на частоте ν_p :

$$\frac{x_{\Sigma}(\nu_p)}{r_{\Sigma}(\nu_p)} = \frac{\Delta Q_{\Sigma}(\nu_p)}{\Delta P_{\Sigma}(\nu_p)}. \quad (10)$$

При таком подходе к определению $\frac{x_{\Sigma}(\nu_p)}{r_{\Sigma}(\nu_p)}$ на частотах гармоник до 35 порядка возникает небольшая положительная погрешность оценки $z_{\Sigma}(\nu_p)$ в силу того, что часть емкости ВЛ, примыкающих к узлу, учитывается также в параллельной ветви; при больших частотах знак погрешности может измениться, если изменится характер реактивных сопротивлений ветвей вследствие изменения знаков коэффициентов k_{Σ} и $k_{\Sigma\nu}$.

Для оценки возможных значений отношения $\frac{x_{\Sigma}(\nu_p)}{r_{\Sigma}(\nu_p)} = \frac{\Delta Q_{\Sigma}(\nu_p)}{\Delta P_{\Sigma}(\nu_p)}$ воспользуемся обычными выражениями мощностей потерь, основанными на законе Джоуля—Ленца; для компактности записи в дальнейшем опустим индекс при обозначении ν_p . Активные и реактивные потери в k -й линии длиной l_k :

$$\Delta Q_{kv} = \nu \int_0^{l_k} \left\{ |I_{kv}(x)|^2 x_0 - |\dot{U}_{kv}(x)|^2 b_0 \right\} dx; \quad (11a)$$

$$\Delta P_{kv} = \sqrt{\nu} \int_0^{l_k} |I_{kv}(x)|^2 r_0 dx, \quad (11b)$$

где $I_{kv}(x)$ и $\dot{U}_{kv}(x)$ — комплексы тока и напряжения ν -й гармоники в k -й линии на расстоянии x от ее начала.

Для некоторого упрощения выводов будем считать удельные значения параметров всех ВЛ одинаковыми. Потерями в нагрузочных ветвях пренебрежем.

Выражение $I_{kv}(x)$ можно представить через ток прямой (бегущей) $I_{kvп}(x)$ волны и комплексный коэф-

фициент отражения \tilde{n}_{kv} :

$$I_{kv}(x) = I_{kvп}(x) e^{\gamma_{\nu} x} (1 - \tilde{n}_{kv} e^{-2\gamma_{\nu} x}), \quad (12)$$

где коэффициент распределения γ_{ν} записывается с помощью коэффициентов затухания α_{ν} и фазы β_{ν} следующим образом:

$$\gamma_{\nu} = \alpha_{\nu} + j\beta_{\nu}.$$

Элементарные потери реактивной мощности в k -й линии:

$$dQ_{kv}(x) = I_{kvп}^2(x) e^{2\alpha_{\nu} x} \nu x_0 [(1 - \tilde{n}'_{kv} e^{-2\alpha_{\nu} x})^2 - (1 + \tilde{n}'_{kv} e^{-2\alpha_{\nu} x})^2], \quad (13)$$

где $\tilde{n}'_{kv} = \tilde{n}_{kv} e^{j\beta_{\nu}}$.

Знак „плюс“ в выражении $(1 + \tilde{n}'_{kv} e^{-2\alpha_{\nu} x})^2$ взят в силу того, что напряжения бегущей и отраженной волн суммируются.

При этом для каждой из волн (например, для бегущей) справедливо выражение:

$$|\dot{U}_{kvп}(x)|^2 = |I_{kvп}(x) z_{C\nu}|^2 b_0 = I_{kvп}^2(x) x_0, \quad (14)$$

где $z_{C\nu}$ — волновое сопротивление ВЛ на частоте ν -й гармоники;

на частотах высших гармоник с высокой точностью оказывается [Л. 1]

$$z_{C\nu} = \sqrt{\frac{x_0}{b_0}}.$$

Комплексные коэффициенты отражения \tilde{n}_{kv} и \tilde{n}'_{kv} могут принимать любые значения в диапазоне от -1 до 1 ; таким образом, можно записать

$$\tilde{n}'_{kv} = n'_{kv} e^{j\varphi_{kv}} \quad (0 \leq n'_{kv} \leq 1; 0 \leq \varphi_{kv} \leq 2\pi).$$

С учетом этого после выполнения несложных преобразований получим:

$$\begin{aligned} & (|1 - \tilde{n}'_{kv} e^{-2\alpha_{\nu} x}|^2 - |1 + \tilde{n}'_{kv} e^{-2\alpha_{\nu} x}|^2) = \\ & = -4 \cos \varphi_{kv} e^{-2\alpha_{\nu} x} n'_{kv} \end{aligned} \quad (15)$$

и

$$\Delta Q_{\Sigma\nu} = -4\nu x_0 \sum_{k=1}^n I_{kvп}^2 n'_{kv} \cos \varphi_{kv} l_k,$$

где l_k — длина k -й линии при общем числе линий n . Аналогичным образом

$$\Delta P_{kv}(x) = I_{kvп}^2(x) r \sqrt{\nu} e^{2\alpha_{\nu} x} (1 - \tilde{n}'_{kv} e^{-2\alpha_{\nu} x})^2. \quad (16)$$

Выполнив некоторые преобразования, окончательно найдем

$$\Delta P_{\Sigma\nu} = r_0 \sqrt{\nu} \sum_{k=1}^n I_{kvп}^2 [l_k (1 + n_{kv}'^2) - 2l_k \cos \varphi_{kv} n'_{kv}]. \quad (17)$$

Таким образом, при неучете потерь в нагрузочных ветвях и одинаковых значениях r_0 , x_0 и b_0 всех

ВЛ оказывается (индекс «р» восстановим):

$$\frac{x_{\Sigma}(\nu_p)}{r_{\Sigma}(\nu_p)} = \frac{-4\nu_p x_0 \sum_{k=1}^n I_{k\nu p}^2 \times}{2r_0 V \sqrt{\nu_p} \left[-\sum_{k=1}^n I_{k\nu p}^2 \times \right.} \quad (18)$$

$$\left. \times \cos \varphi_{k\nu p} l_k n'_{k\nu} \right] + 0,5 \sum_{k=1}^n I_{k\nu p}^2 l_k (1+n_{k\nu}^{'2}) \times \cos \varphi_{k\nu p} l_k n'_{k\nu} + 0,5 \sum_{k=1}^n I_{k\nu p}^2 l_k (1+n_{k\nu}^{'2})$$

Введя обозначение $\frac{x_0}{r_0} = k_{x_0}$ и выполнив простейшие преобразования, получим

$$\frac{x_{\Sigma}(\nu_p)}{r_{\Sigma}(\nu_p)} = \frac{2k_{x_0} V \sqrt{\nu_p}}{1 - 0,55 \sum_{k=1}^n I_{k\nu p}^2 l_k (1+n_{k\nu}^{'2}) - \sum_{k=1}^n I_{k\nu p}^2 l_k \cos \varphi_{k\nu p} n_{k\nu}^{'2}} \quad (186)$$

При индуктивном характере сопротивления $x_{\Sigma}(\nu_p)$ справедливо неравенство

$$\frac{x_{\Sigma}(\nu_p)}{r_{\Sigma}(\nu_p)} < k_{x_0} V \sqrt{\nu_p}, \quad (19)$$

таким образом, с запасом можно принимать

$$\frac{x_{\Sigma}(\nu_p)}{r_{\Sigma}(\nu_p)} = k_{x_0} V \sqrt{\nu_p}. \quad (20)$$

Для линий с нерасщепленными проводами $k_{x_0} \approx 4$, с расщепленными $k_{x_0} \approx 3$. При наличии в сетях энергосистем линии с различным выполнением проводов можно принимать $k_{x_0} \approx 3,5$.

Как уже отмечалось, при данном анализе не учитывались потери в нагрузочных ветвях; это привело к некоторому завышению искомых значений отношения $\frac{x_{\Sigma}(\nu_p)}{r_{\Sigma}(\nu_p)}$, поскольку в силу преимущественно

индуктивного характера сопротивлений нагрузки уменьшение числителя выражения (18) будет

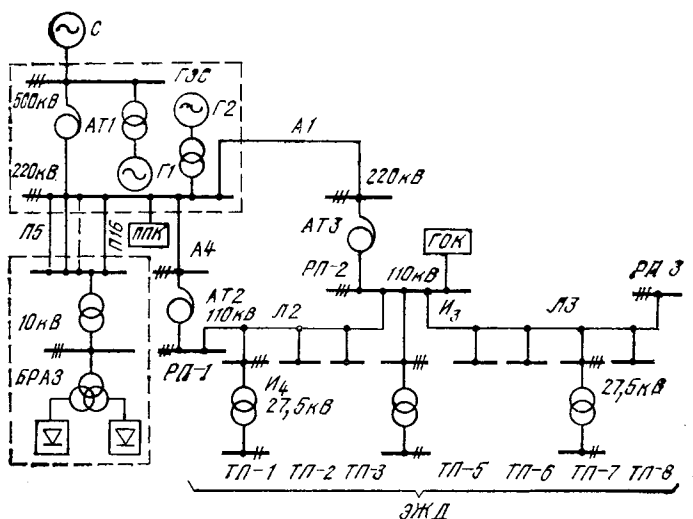


Рис. 2. Схема Братского узла энергосистемы «Иркутскэнерго».

большим, чем знаменателя. При пользовании выражениями (7)—(8) для оценки максимума входного сопротивления сети энергосистемы на частоте резонанса и наибольших значений реактивных сопротивлений на частотах, весьма близких и резонансным, дополнительная погрешность будет несущественной (не более 3%), поскольку в соответствующих формулах учитывается суммарное активное сопротивление обеих ветвей с реактивными сопротивлениями (индуктивностью и емкостью).

Таким образом, выражение для $z_{\text{вх}}(\nu_p)$ в рассматриваемых случаях имеет вид:

$$z_{\text{вх}}(\nu_p) = x_{\Sigma}(\nu_p) k_{x_0} V \sqrt{\nu_p}; \quad (21a)$$

$$x_{\text{вх}}(\nu_p) \approx \frac{z_{\text{вх}}(\nu_p)}{2}. \quad (216)$$

Авторам удалось проверить корректность выражения (21a) для $\nu_p = 13,23$ в сети 220 кВ Братского узла энергосистемы «Иркутскэнерго» (рис. 2). Отличие результатов расчетов и измерений было в пределах от —3 до 11%. При минимуме входного сопротивления наименьшее значение его определяется по выражению типа (9).

Снижение уровней гармоник при сложном характере ЧХСУ. В рассматриваемом случае возможно появление экстремумов частотной характеристики системы электроснабжения предприятия при условии

$$|z_{\text{тр}} + z_{\text{р}}| \leq |z_{\text{вх}}(\nu)| \quad (22a)$$

или приближенно

$$\nu(x_{\text{тр}} + x_{\text{р}}) \leq x_{\text{вх}}(\nu), \quad (226)$$

где $z_{\text{тр}}$ и $z_{\text{р}}$; $x_{\text{тр}}$ и $x_{\text{р}}$ — полные сопротивления трансформатора и реактора для ν -й гармоники и соответствующие индуктивные сопротивления для 1-й гармоники.

Сопротивление линейной нагрузки, подключенной к шинам 6—10 кВ, не учитываем.

Если минимумы частотной характеристики эквивалентного сопротивления сети возможны на частотах гармоник относительно небольших порядков ($\nu \approx 3; 4, \dots$), целесообразно устанавливать в сети 6—10 кВ предприятия вентильные преобразователи с большим числом фаз (36, 48 и более), что исключит значительные повышения напряжения на частотах канонических гармоник ($\nu < 35, 47, \dots$), которые в основном определяют несинусоидальность напряжения в питающих и распределительных сетях.

При меньшей фазности вентильных преобразователей в силу неустойчивости частотной характеристики сети 6—10 кВ возможна установка СРФ точной настройки или регулируемых [Л. 5] с высокой добротностью фильтрующих цепей, определяемой из условия

$$\frac{r_{\Phi} V \sqrt{\nu_p}}{r_{\Sigma} V \sqrt{\nu_p}} \approx \frac{r_{\Phi}}{r_{\Sigma}} = k_{\Phi}. \quad (23)$$

Здесь $r_{\Sigma} = r_{\text{р}} + r_{\text{тр}} + r_{\text{к}}$ — суммарное активное сопротивление трансформатора, реактора (если он имеется) и короткого замыкания сети энергосистемы.

Значение коэффициента k_{ϕ} выбирается в конкретных случаях, исходя из допустимого остаточного значения напряжения гармоники после фильтрации. Методика выбора фильтров в остальном не отличается от описанной в [Л. 5].

На практике часто имеет место случай, когда на частотах гармоник, значения которых существенны, сопротивление сети имеет индуктивный характер. В этом случае могут применяться как настроенные, так и ненастроенные СРФ [Л. 6]. В последнем случае для эффективной фильтрации гармоник необходимо, чтобы сопротивления ненастроенного СРФ $z_{\phi v}$ и $x_{\phi v}$ на частотах гармоник $v > v_p$, существенно влияющих на несинусоидальность напряжения, было меньше вероятных значений сопротивления распределительной сети:

$$z_{\phi v} \ll z_{trv} + z_{pv} + z_{vx}(v) \quad (24a)$$

или приближенно

$$x_{\phi v} \ll v(x_{tr} + x_p) + x_{vx}(v). \quad (24b)$$

Это требование удовлетворяется, если для всех $v > v_p$, на частотах которых возможны максимальные значения $x_{vx}(v)$, соблюдается условие

$$\frac{x_{Cx} k_{xv} \sqrt{v}}{2} + v(x_{tr} + x_p) \geq k_{\phi v}^{(1)}, \quad (25)$$

где $k_{\phi v}^{(1)}$ — коэффициент запаса, значение которого выбирается исходя из условий эффективной работы СРФ и исключения перегрузки его по току; $k_{\phi v}^{(1)} > 1$.

В остальном методика выбора ненастроенных СРФ не изменяется [Л. 6].

Таким образом, при нестабильности ЧХСУ сохраняется возможность использовать СРФ, являющихся устройствами многоцелевого назначения.

Выводы. 1. Частотные характеристики входных сопротивлений мощных районных энергосистем классов напряжения 220 кВ и выше существенно нестабильны при частотах выше 300 Гц. В приближенном диапазоне частот от 50 до 350 Гц положения экстремумов ЧХСУ детерминированы и определяются по выражениям (3) и (6).

2. При частотах выше 300 Гц положения экстремумов равновероятны; максимальные и минимальные значения сопротивлений могут быть рассчитаны по выражениям (21a), (21б) и выражению типа (9).

3. При нестабильных ЧХСУ возможно применение настроенных и ненастроенных СРФ; при этом в существующие методики выбора параметров СРФ должны быть внесены обоснованные выше дополнения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Атабеков Г. И. Основы теории цепей.— М.: Энергия, 1969.
2. Жежеленко И. В., Кашина Т. М., Харламова З. В. Частотные характеристики входных сопротивлений энергосистем со стороны узлов.— Изв. вузов. Энергетика, 1979, № 12.
3. Методика расчета частотных характеристик энергетических сетей, примыкающих к мощным передачам постоянного тока/ Ю. С. Крайчик, М. И. Мазуров, И. Б. Набутовский, В. Т. Чикова.— В кн.: Передача энергии постоянным и переменным током.— Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1975, вып. 23.
4. Электрические системы. Т. III/ Под ред. В. А. Веникова.— М.: Высшая школа, 1972.
5. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий.— М.: Энергия, 1974.
6. Жежеленко И. В., Тохтамыш В. В., Слепов Ю. В. Некоторые особенности компенсации реактивной мощности при несинусоидальном напряжении.— В кн.: Компенсация реактивных нагрузок и снижение потерь электрической энергии в сетях промышленных предприятий.— М.: Изд. МДНТП, 1977.

[22.06.80]

УДК 621.314.2:621.316.925

Преобразователи тока, работающие на эффекте Холла, для релейной защиты автономных энергосистем

КИРИЕВСКИЙ Е. В., КАЛИНИН И. Ш., кандидаты техн. наук

Новочеркасск

При разработке систем быстродействующей релейной защиты сетей постоянного тока мощных автономных электроэнергетических систем низкого напряжения возникает проблема построения специального преобразователя тока (ПТ). Так, в установленном режиме сети ПТ должен служить измерителем постоянного тока 1—5 кА, но в аварийном режиме на него могут быть возложены функции преобразователя импульсных и переменных токов (до 15 кА) переходных процессов. И в том и в другом случае измерение должно быть непрерывным. Динамические характеристики ПТ должны обеспечивать высокое быстродействие (10—20 мс) релейной защиты. Большое значение имеет линейность статических характеристик ПТ, погрешности которых ограничивают чувствительность защиты.

Одним из специфических условий для ПТ в ав-

тономных электроэнергетических системах является высокий уровень электромагнитных помех, создаваемых токами короткого замыкания и коммутационными аппаратами. В этих условиях помехозащищенность ПТ приобретает первостепенное значение. Задача осложняется тем, что использование магнитных экранов затруднено ввиду ограниченности монтажного пространства в АЭС: обратная шина линии может находиться от ПТ на расстоянии всего 30 мм, а шина соседней линии — на 100 мм. Выбор принципа построения ПТ должен осуществляться с учетом технологичности его изготовления и установки в автономной энергосистеме. В связи с этим перспективны датчики разъемной конструкции, использующие бесконтактные методы измерения.

Принцип построения и выбор оптимальной кон-

струкции ПТ. В соответствии с указанными требованиями был разработан способ измерения больших постоянных токов [Л. 1] и созданы устройства [Л. 2] на его основе. Устройства снабжены автоматической компенсацией помех, использующей источник этих помех путем определенного включения и размещения нескольких преобразователей Холла в непосредственной близости от шины с током. Для пояснения принципа рассмотрим картину магнитного поля в прямоугольной шине из материала с магнитной проницаемостью $\mu_{ш} > 1$ (рис. 1, а). У середин узких граней y шины составляющая вектора магнитной индукции \vec{B}_c от измеряемого тока равна нулю ($B_y = 0$), а у широких граней $B_x = 0$. Разместим одну пару преобразователей Холла (ПХ) (ПХ1, ПХ2) симметрично у середин узких граней шины, а другую пару (ПХ3, ПХ4) — у краев широкой грани таким образом, чтобы все ПХ реагировали только на составляющую вектора \vec{B} по оси x . Преобразователи в каждой паре и сами пары между собой необходимо включить последовательно и встречно по отношению к внешнему полю $B_{п.}$. При этом напряжение на выходе ПТ от внешнего поля, создаваемого шиной с током помехи, лежащей сбоку от собственной шины,

$$U_{п} = (U_{п1} - U_{п2}) - (U_{п3} - U_{п4}), \quad (1)$$

а от собственного поля

$$U_c = (U_{c1} + U_{c2}) - (U_{c3} + U_{c4}), \quad (2)$$

где $U_{пi}$, U_{ci} — холловское напряжение i -го ПХ от поля помехи и собственного поля соответственно.

В общем случае поле вокруг шины с измеряемым (контролируемым) током будет искажено за счет воздействия на него внешнего поля помехи. Однако отсутствие магнитопровода в ПТ позволяет рассматривать пространство в месте его расположения как линейную среду, а сам ПТ как линейный преобразователь, реакция которого на сложное воздействие равна сумме реакций на отдельные составляющие.

Таким образом, оказывается, что по отношению к полю измеряемого тока все ПХ включены в согласно-встречной комбинации. Заметим, что именно такое соединение ПХ отличает рассматриваемый ПТ от других схем, где использовано только согласное включение [Л. 3].

Холловское напряжение вычисляется по формуле [Л. 4]:

$$U_y = \frac{R_H}{C_x} I_x B, \quad (3)$$

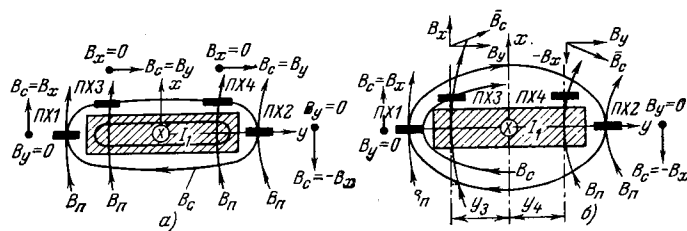


Рис. 1. К пояснению принципа действия датчика тока.

а — идеализированная картина магнитного поля контролируемого тока ($\mu_{ш} > 1$); б — реальная картина магнитного поля контролируемого тока ($\mu_{ш} = 1$).

где R_H — постоянная Холла; C_x — толщина пластины, I_x — управляющий ток ПХ; B — значение нормальной к поверхности ПХ составляющей вектора магнитной индукции.

Подставляя (3) в (1) и (2) и полагая R_H , I_x , C_x — одинаковыми для всех ПХ, определим отношение сигнал/помеха (ОСП):

$$ОСП = \frac{B_{с3} - B_{с4}}{B_{п1} - B_{п2}} = \frac{(B_{с3} + B_{с2}) - (B_{с4} + B_{с1})}{(B_{п1} - B_{п2}) - (B_{п3} - B_{п4})}. \quad (4)$$

Здесь и далее индексы «х» для упрощения записи опущены.

Так как $\mu > 1$, то в соответствии с рис. 1, а, $B_{с3} = B_{с4}$ силовая линия скользит по поверхностям ПХ3 и ПХ4. При достаточном удалении шины с током помехи $B_{п1} \approx B_{п3}$, $B_{п2} \approx B_{п4}$ и $ОСП \rightarrow \infty$.

На практике токоведущие шины выполняются из немагнитного материала, т. е. $\mu_{ш} = 1$. При этом картина магнитного поля (рис. 1, б) отличается от идеализированной (рис. 1, а), и ОСП будет меньше, чем при $\mu_{ш} > 1$. Однако принцип компенсации поля помехи за счет искусственно вводимого напряжения небаланса, примерно равного напряжению помехи, сохраняется. Из рассмотрения картины поля и формулы (4) видно, что величина ОСП зависит от положения ПХ3 и ПХ4 относительно поперечной оси шины с измеряемым током I_c . При сближении ПХ3 и ПХ4 к середине широкой грани уменьшается сумма $B_{с3} + B_{с4}$ и увеличивается полезный сигнал, но, с другой стороны, уменьшается компенсирующая помеху разность $B_{п3} - B_{п4}$. Для приближения случая с $\mu_{ш} = 1$ к случаю с $\mu_{ш} > 1$ в принципе можно наклонить плоскости ПХ3 и ПХ4 так, чтобы силовая линия собственного поля скользила по ним ($B_x = 0$). Однако тогда уменьшается компенсирующая разность $B_{п3} - B_{п4}$, поэтому ПХ3 и ПХ4 необходимо раздвигать. В этом случае

$$ОСП = \frac{2B_{с1}}{(B_{п1} - B_{п2}) - (B_{п3} - B_{п4}) \cos \arctg \frac{(B_{с3})_x}{(B_{с3})_y}}. \quad (5)$$

Следовательно, возникает задача поиска такого оптимального расположения ПХ3 и ПХ4, при котором ОСП было бы максимально. Эта задача решена на ЦВМ с использованием выражения для индукции магнитного поля

$$B_x = -\frac{I_c}{2ab} \int_{-a}^a \int_{-b}^b \frac{(y - y_0) dx_0 dy_0}{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2}, \quad (6)$$

где a , b — половина длины соответственно широкой и узкой граней шины; x , y — координаты исследуемой точки; x_0 , y_0 — текущие координаты.

Результаты расчетов в виде графиков приведены на рис. 2, а и б, анализ которых позволяет заключить, что наклон ПХ3 и ПХ4 вдоль силовых линий неэффективен: максимальное ОСП при коротком замыкании в соседней шине не превышает 1,64 (рис. 2, б). Значительно эффективнее оказывается расположение ПХ3 и ПХ4 над краями широкой грани шины параллельно плоскостям преобразователей ПХ1 и ПХ2. При коротком замыкании в соседней шине ($I_{п} = 100$ кА) погрешность от воздействия неоднородного внешнего магнитного поля

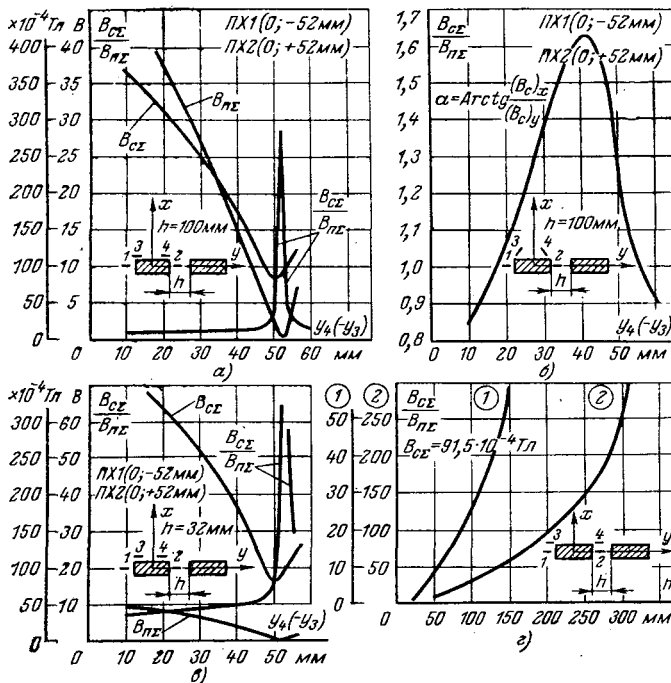


Рис. 2. Помехозащищенность ПТ с четырьмя ПХ при коротком замыкании в соседней шине, когда $I_c=3$ кА, $I_n=100$ кА (а, б, г), и под влиянием тока в обратной шине.

$I_c=I_n=3$ кА (в), в зависимости от координаты ПХ4 (а, б, в) и от расстояния между шинами (г). Размеры шин 100×10 мм.

(расстояние между шинами $h=100$ мм) при измерении тока $I_c=3$ кА составляет в этом случае $\delta_{м.п.}=1/ОСП=1/28,7=0,0348$ (рис. 2,а). Влияние обратной шины незначительно: при $I_c=I_n=3$ кА и $h=32$ мм $ОСП=65$ (рис. 2,в). Следует обратить внимание на необходимость точной установки ПХ, так как зависимость $B_{cy}/B_{px}=f(y_4-y_3)$ на рис. 2,а, в имеет ярко выраженный пик.

Оптимальное расположение ПХ3 и ПХ4 соответствует их установке строго над (под) преобразователями ПХ1 и ПХ2, так как оно оказывается наиболее технологичным при изготовлении ПТ, а помехозащищенность ПТ остается практически на том же высоком уровне, что и при сдвиге ПХ3 и ПХ4 на края широкой грани шины. При удалении источника помехи $ОСП$ резко растет; с увеличением h от 100 до 150 мм $ОСП$ увеличивается в 2 раза (с 28,7 до 57), что иллюстрирует рис. 2,г.

Величина $ОСП$ в сильной степени зависит и от места расположения шины, вносящей помехи, относительно рассматриваемой шины: если они расположены одна над (под) другой ($h=const$), то при коротком замыкании в соседней шине $ОСП=0,73$, т. е. помехозащищенность при таком взаимном расположении шин фактически не обеспечивается. Следовательно, ПТ с четырьмя ПХ эффективен только, если гарантировано расположение шины, вносящей помехи, строго сбоку рассматриваемой шины и параллельно ей. Однако в автономной энергосистеме, как правило, такой гарантии дамо быть не может.

Проанализируем причины ухудшения помехозащищенности ПТ при смене положения источника помехи. При расположении помехонесущей шины сбоку от рассматриваемой шины помеха возникает

за счет неоднородности внешнего поля в направлении оси y . Компенсация этой помехи осуществляется путем искусственного создания вдоль этой же оси э. д. с. $E_{ку}$, направленной встречно э. д. с. помехи $E_{пу}$. При перемещении помехонесущей шины в положение над (под) собственной шиной меняется направление линий, входящих в пару ПХ, лежащих по одну сторону оси x . При этом оно соответствует направлению силовых линий поля измеряемого тока, т. е. вместо уравнения (1) в этом случае

$$U_{\Pi} = (U_{\Pi 1} + U_{\Pi 2}) - (U_{\Pi 3} + U_{\Pi 4}). \quad (7)$$

Причем, из-за неоднородности поля в направлении оси x первая сумма в (7) превышает вторую, в результате чего и образуется нескомпенсированное напряжение помехи. Очевидно, для его компенсации необходимо и в направлении оси x ввести искусственную э. д. с. $E_{кx}$, направленную встречно э. д. с. помехи $E_{пх}$.

Такую компенсацию можно обеспечить, если установить дополнительную группу из четырех ПХ симметрично первой группе относительно оси y (рис. 3,а) и включить группы последовательно и согласно по отношению к полю измеряемого тока. При этом компенсация будет осуществляться за счет разных знаков напряжений каждой группы. Число ПХ в ПТ можно сократить с 8 до 6, не снижая его помехозащищенности, если каждую пару ПХ, расположенных около середин узких граней шины, заменить одним ПХ с удвоенной чувствительностью к магнитной индукции S_{Bi} [Л. 2] (рис. 3,б). Увеличить S_{Bi} можно, либо выбрав ПХ с большим R_H , либо увеличив вдвое управляющий ток I_x ПХ1 и ПХ2. В соответствии с рис. 3,б в этом случае

$$ОСП = \frac{2(B_{c1} + B_{c2}) - (B_{c3} + B_{c4}) - (B_{c5} + B_{c6})}{2(B_{\Pi 1} - B_{\Pi 2}) - (B_{\Pi 3} - B_{\Pi 4}) - (B_{\Pi 5} - B_{\Pi 6})}. \quad (8)$$

На рис. 4 приведены рассчитанные для ПТ с шестью ПХ характеристики $B_{cy}/B_{px}=f(h)$, из которых видно, что при расположении помехонесущей шины сбоку на расстоянии $h=100$ мм при $I_n=100$ кА и $I_c=3$ кА, получаем $ОСП=28,7$, т. е. такое же, как и в ПТ с четырьмя ПХ, а при расположении ее над (под) собственной шиной $ОСП=12,8$, т. е. увеличивается в $12,8/0,73=17,5$ раз.

Представленные данные по помехозащищенности относятся только к двум крайним положениям помехонесущей шины относительно рассматриваемой шины датчика. Поэтому необходимо исследовать характер изменения и величину $ОСП$ при

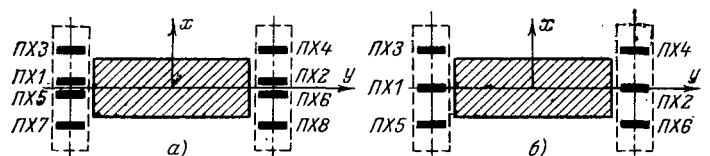


Рис. 3. Преобразователь, защищенный от внешнего магнитного поля при любом расположении его источника.

а — ПТ с восемью ПХ одинаковой чувствительности, $S_{B1}=const$; б — ДТ с шестью ПХ различной чувствительности, $S_{B1}=S_{B2}=2S_{B3}=2S_{B4}=-2S_{B5}=2S_{B6}$.

Рис. 4. Помехозащищенность ПТ с шестью ПХ в зависимости от расстояния h между шинами (координаты верхних ПХ: $x=6$ мм, $y=52$ мм; размер шины 100×10 мм; $I_n=100$ кА, $I_c=3$ кА).

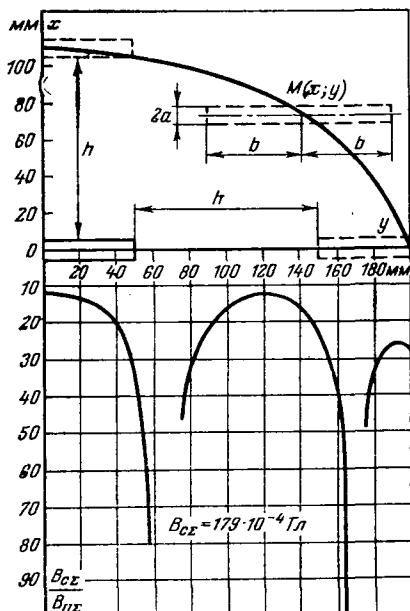
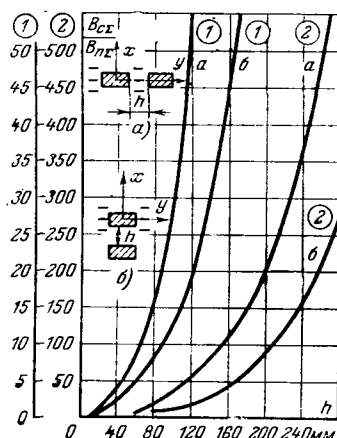


Рис. 5. Зависимость ОСП от координат (x, y) перемещаемой по дуге эллипса помехонесущей шины с током $I_n=100$ кА относительно шины с контролируемым током $I_c=3$ кА

расположении помехонесущей шины в промежуточных точках пространства. Для выполнения условия $h=h_{\min}=\text{const}$ в двух крайних положениях шины с током помехи в качестве траектории ее перемещения выбрана эллиптическая дуга. Результаты расчета показаны на рис. 5. Как и прежде, рассматривался самый тяжелый случай: $h=100$ мм, $I_c=3$ кА, $I_n=100$ кА. Из графика следует, что при расположении помехонесущей шины в любой точке пространства ПТ с шестью ПХ обладает помехозащищенностью не худшей, чем при установке ее строго над (под) собственной шиной и параллельно ей.

Конструктивное исполнение преобразователя тока. Как было показано выше, на величину ОСП преобразователя тока влияет точность установки ПХ. Для соблюдения этой точности целесообразно ПХ преобразователя выполнять в виде «этажерки» микромодулей, технология производства и монтажа которых в настоящее время хорошо разработана. При этом существенно упрощается монтаж ПТ на шине: достаточно охватить и зажать ее двумя П-образными скобами, в каждой из которых в специальное отверстие квадратного сечения вставлен один модуль. Важно, что при переходе

от одного типоразмера шин к другому конструкция и размеры ПТ остаются без изменений, меняется только расстояние между микроплатами с наклеенными на них ПХ. Погрешность от неточности установки ПХ внутри модуля устраняется при настройке датчика регулируемой коэффициентом усиления. Остается погрешность δ , от люфта модулей при их установке на шину. Если люфт каждого модуля не превышает 1 мм, то в наихудшем случае (при арифметическом сложении максимальных погрешностей от люфта каждого модуля) для шины шириной 100 мм в соответствии с расчетом согласно [Л. 5], инструментальная погрешность δ , составляет $\pm 4\%$. Эта погрешность является систематической и в принципе может быть устранена регулировкой коэффициента усиления усилителя после установки ПТ на шину.

Выбор схемы усиления, типа ПХ и режима их питания. Сравнение параметров различных типов ПХ, выпускаемых в СССР, показывает, что в условиях высоких температур, до которых разогревается токоведущая шина (100°C в номинальном режиме), преимущество имеют фосфид — арсенид — индиевые ПХ ($\text{InAs}_{0.8}\text{P}_{0.2}$) которые, кроме хороших температурных свойств, обладают наилучшей линейностью характеристик, что делает их незаменимыми для высокоточных измерений магнитных полей [Л. 6]. Весьма существенным является и то, что ПХ этого типа имеют малые размеры (не более 1,5 мм), что упрощает их компоновку в микромодуле.

В общем случае возможны два режима питания ПХ: режим заданного напряжения и режим заданного тока. При работе ПХ в режиме заданного напряжения имеют значение нелинейные характеристики как постоянной Холла, так и входного сопротивления, в то время, как при работе ПХ в режиме заданного тока влияние последних почти исключено.

Наиболее просто можно суммировать выходные сигналы ПХ, цепи питания которых гальванически не связаны, что позволяет непосредственно соединить их выходные (холловские) электроды. Независимое питание каждого ПХ в группе можно обеспечить, используя переменный управляющий ток. При этом развязка обеспечивается трансформатором с несколькими выходными обмотками. Кроме того, переменный управляющий ток целесообразно использовать и с целью повышения стабильности усилителя холловского напряжения. Электронные усилители постоянного тока прямого усиления характеризуются большим дрейфом нуля, что препятствует их использованию для точных измерений малых напряжений [Л. 6]; поэтому целесообразно применять в этом случае усилители с предварительным преобразованием (модуляцией) постоянного напряжения в пропорциональное ему переменное. Последнее поступает на усилитель переменного напряжения и фазочувствительный выпрямитель.

В соответствии с вышеизложенным в качестве усилителя холловского напряжения разработана схема на двух интегральных элементах, первый из которых выполняет роль фазочувствительного де-

тектора (интегральная микросхема 1ЖА502), а второй — мощного выходного каскада (интегральная микросхема 1УП502). Питание всех ПХ осуществляется от мультивибратора, собранного по схеме генератора Роера.

Результаты экспериментального исследования ПТ. Настройка ПТ и снятие его статических характеристик осуществлялись при одновременном измерении тока с помощью шунта [Л. 5]. Этот метод обладает высокой точностью и исключает случайные погрешности. Источником тока служил генератор низкого напряжения (6 В) постоянного тока ($I_{\text{ном}}=5000$ А). Снятие статической характеристики ПТ производилось при изменении тока в шине 100×10 мм², охватываемой измерительным контуром (скобками с модулями) преобразователя. Контроль тока в шине осуществлялся с помощью милливольтметра, подключенного к шунту 5000 А/75 мВ в цепи генератора, контроль напряжения — вольтметром на выходе ПТ. Характеристики снимались для обоих направлений контролируемого тока при различных частотах тока питания ПХ.

Исследование показало, что изменение частоты в 3,5 раза приводит к изменению коэффициента передачи преобразователя не более, чем на 10,7%. Следовательно, нестабильность частоты в несколько процентов практически не сказывается на выходном напряжении преобразователя. Неидентичность характеристик преобразования ПТ при различных направлениях тока не превысила 2,5%.

Для определения максимальной погрешности преобразователя тока исследовались ее составляющие от измерительного контура и усилителя при изменении температуры окружающей среды от +20°C до +100°C в месте установки измерительного контура и от +20°C до +70°C в месте установки усилителя. Результаты исследования десяти ПТ показали, что их максимальные погрешности отличаются друг от друга не более, чем на 5%. Для нахождения погрешностей отдельно измерительного контура и усилителя последние поочередно нагревали до соответствующей температуры. Результаты испытаний показали, что максимальные аддитивная и мультипликативная погрешности измерительного контура составляют 4 и 11%, а усилителя — 5 и 10%. Это обычно удовлетворяет тре-

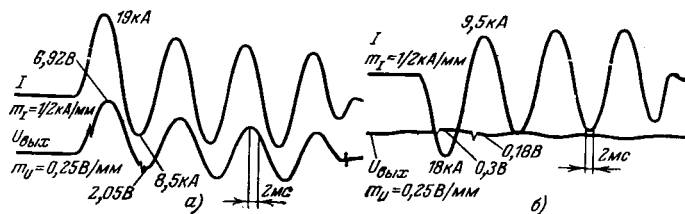


Рис. 6. Осциллограммы выходного напряжения датчика тока. а — при контроле тока короткого замыкания I в сети переменного тока; б — при отсутствии тока в контролируемой цепи и наличии рядом с преобразователем шины с током помехи I .

бования релейной защиты в автономных энергосистемах.

Для снятия динамических характеристик ПТ устанавливался на шине, врезанной в цепь ударного генератора переменного тока. Осциллограмма, снятая при испытаниях, показана на рис. 6,а. Видно, что ПТ хорошо воспроизводит форму измеряемого тока, при этом фазовый сдвиг выходного напряжения ПТ от относительно первичного тока не превышает 1,5 мс. Для оценки помехозащищенности ПТ устанавливался на расстоянии 20 мм от шины, врезанный в цепь ударного генератора переменного тока, производился опыт короткого замыкания в цепи генератора и осциллографировалось выходное напряжение ПТ. На рис. 6,б показана осциллограмма этого опыта, из которой следует, что разработанный ПТ практически не чувствителен к внешним магнитным полям.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 661354 (СССР). Способ измерения больших постоянных токов в шинах прямоугольного сечения/Жуковский Ю. Г., Кириевский Е. В., Кирьяков А. М. и др.— Оpubл. в Б. И. 1979, № 17.
2. А. с. 617736 (СССР) Датчик тока/Калинин И. И.— Оpubл. в Б. И. 1978, № 28.
3. Серков В. В. Измерение больших постоянных токов интегрирующим контуром, основанном на эффекте Холла.— ПТЭ, 1962, № 1.
4. Кобус А., Тушинский Я. Датчики Холла и магниторезисторы.— М.: Энергия, 1971.
5. Разин Г. И., Щелкин А. П. Бесконтактное измерение электрических токов.— М.: Атомиздат, 1974.
6. Хомерики О. К. Применение гальваномагнитных датчиков в устройствах автоматики измерений.— М.: Энергия, 1971.

[26.06.81]

ОТ РЕДАКЦИИ

В разных разделах этого номера помещается подборка статей по актуальным вопросам техники электрической изоляции и теории диэлектрических материалов, особо важных для развития электромашино- и аппаратостроения и техники высоких напряжений.

Эти статьи составлены на основе докладов авторов, обсужденных и одобренных секций электрической изоляции Центрального правления НТОДиЭП на протяжении 1980—1981 гг. Секция надеется, что публикация этой подборки, как и двух предшествующих подборок статей по электроизоляционной тематике, будет способствовать успеху ведущихся в настоящее время в СССР многочисленных исследований и разработок в области электроизоляционных материалов и их рационального использования в технике.

Ближайшие задачи электроизоляционной техники по обеспечению прогресса электромашиностроения

ПЕТРАШКО А. И.
ВНИИЭИМ

Развитие электроизоляционной техники во многом предопределяет прогресс в электромашиностроении. Существенные изменения, происшедшие за последние 30—40 лет, в части расширения номенклатуры ЭИ, создания новых типов синтетических полимеров с повышенной нагревостойкостью, высокими механическими и электрическими характеристиками, повышенной стойкостью к действию воды, влаги, атмосферных воздействий, химически агрессивных сред, обладающих способностью отверждаться в толстых слоях и перерабатываться в тонкие пленки, создания слюдяных бумаг для использования в качестве диэлектрического барьера, синтетических и стеклянных тканей и нетканых материалов для армирования ЭИ, разработки новых методов получения систем ЭИ — все это позволило резко повысить удельные характеристики электрических машин, расширить диапазон их эксплуатации, создать новые типы машин.

Важнейшими этапами в развитии техники ЭИ, оказавшими революционизирующее влияние на развитие электромашиностроения, явились:

1. Создание эмальлаков для обмоточных проводов. Тонкая прочная ЭИ провода сделала возможным существенное повышение коэффициента заполнения паза электрической машины проводниковым материалом и, тем самым, снижение габаритов электрических машин без изменения их мощности.

2. Разработка кремнийорганических связующих. Они явились первыми нагревостойкими полимерами, обусловившими скачкообразный подъем рабочих температур электрических машин на 50—60°C, а следовательно, увеличение их мощности на 30—45% без изменения габаритов; одновременно в несколько раз возрос ресурс. Кремнийорганические полимеры дали мощный толчок работам по синтезу новых типов нагревостойких полимеров для ЭИ, рассчитанной на рабочую температуру 180—200°C.

3. Создание термореактивной ЭИ. Это — комплексная проблема, включающая разработку новых типов синтетических полимеров (эпоксидных и полиэфирных смол), слюдяных бумаг и методов получения изоляции, решение которой лежит в основе качественных изменений прежде всего высоковольтных электрических машин: оно сделало возможным разработку электродвигателей для экстремальных условий эксплуатации, создание уникальных турбо- и гидрогенераторов, существенное улучшение удельных характеристик, надежности и долговечности многих типов электрических машин.

4. Разработка нагревостойких синтетических пленок и бумаг. Они позволили создать уникальные по удельным характеристикам и единичной мощности электродвигатели низкого и среднего напряжения благодаря сочетанию минимального относительного содержания изоляции в пазах и ее высокой нагревостойкости. В сочетании с высоко-

качественными эмальпроводами и пропиточными составами эти материалы открыли возможность достижения высокого уровня механизации и автоматизации обмоточных и изолировочных работ в производстве ряда типов электрических машин.

В каждом из указанных направлений имеются большие потенциальные возможности по совершенствованию и самих материалов и систем изоляции на их основе, их реализация — одна из важнейших ближайших задач развития техники ЭИ — призвана повысить технические показатели электрических машин, экономичность их производства и эксплуатации.

Решение этой задачи лежит на путях создания новых материалов с улучшенными свойствами, усовершенствования существующих материалов с целью повышения эффективности их производства и использования, усовершенствования конструкции и технологии производства систем ЭИ электрических машин, обеспечивающего повышение электрической, механической и тепловой нагрузки.

В настоящей статье систематизированы и рассмотрены основные достижения по этим направлениям, полученные на протяжении ряда лет в головной организации по разработке, исследованию и внедрению в промышленность материалов и конструкций ЭИ электрических машин — Всесоюзного научно-исследовательского института электроизоляционных материалов (ВНИИЭИМ). Новизна освещенных в статье разработок подтверждается большим числом авторских свидетельств, выданных сотрудникам ВНИИЭИМ.

Создание новых материалов для ЭИ электрических машин касается преимущественно синтетических полимеров. И это не случайно: полимерные материалы являются основой всех материалов и систем ЭИ и усовершенствование последних в большинстве случаев связано с использованием новых, высококачественных связующих. Структура полимерных материалов, потребляемых электроизоляционной техникой, в ближайшие 5—10 лет претерпит существенные изменения. Удельный вес потребления масляных и битумно-масляных лаков, которые в настоящее время составляют почти половину потребляемых связующих, снизится до 15—20%, а удельный вес потребления полиэфирных, эпоксидных, полиуретановых смол и лаков возрастает в 2—2,5 раза. Еще более быстрыми темпами будут внедряться в производственную практику полиимидные, полиамидимидные, полиэфирциануратные и другие лаки на основе нагревостойких полимеров гетероциклической структуры.

В табл. 1 приведены характеристики внедряемых в производство и находящихся в стадии разработок новых составов без растворителя для пропитки обмоток электрических машин.

Несмотря на появление новых полимерных материалов класса нагревостойкости Н кремнийорга-

Таблица 1

Перспективные составы для пропитки электрических машин

Основные характеристики	Типы составов			
	Ненасыщенные полиэфиримидные	Ненасыщенный полиэфиризоциануратный	Полиэфиризоциануратный	Полиэфиримидизоциануратный
Класс нагревостойкости	F	F	F	H
Срок жизни с инициатором, недель	2—4	8—10	—	2—4*
Время желирования при 125°C, с	150—180	не более 250	—	150—180*
Температура сушки, °C	—	—	150	160**
Цементирующая способность, Н:				
при 20°C	320—450	290—350	380—400	350—450
при рабочей температуре	210—350	150—200	320—340	280—350
Назначение	Капельная пропитка электродвигателей серий 4А, АИ, машин постоянного тока мощностью до 2,5 кВт	Капельная пропитка электродвигателей серий 4А, АИ, крупнометаллургических	Пропитка погружением крупных машин с глубокими и закрытыми пазами	Пропитка капельная и погружением взрывозащищенных электродвигателей, крупных машин постоянного тока

* Состав для капельной пропитки.

** Состав для пропитки погружением.

нические лаки и составы без растворителя сохраняют важное значение как пропиточные материалы большой группы сильно нагруженных электрических машин. Они заложены в системы ЭИ тяговых электродвигателей городского транспорта, краново-металлургических, мотор-колес рудовозов для открытых карьеров.

Эффективность кремнийорганических пропиточных составов повысится при устранении, присущих полиорганосилоксанам общих недостатков — низких маслостойкости, цементирующей способности и механической прочности. Работы в этом направлении ведутся путем модификации полиорганосилоксанов органическими полимерами новых струк-

тур, создания блокполимеров с чередующимися силоксановыми и углеродными связями в главных цепях молекул. Современные требования к кремнийорганическим пропиточным составам приведены в табл. 2.

Для повышения эксплуатационных характеристик терморезистивной высоковольтной ЭИ и ЭИ шаблонных обмоток машин постоянного тока широкие перспективы открывают эпоксиноволачные смолы, рассматриваемые ниже.

Создание новых эффективных ингибиторов термоокислительной деструкции — полиарилметилена — и методы стабилизации полиалкилметакрилатов открыли новые возможности использования полиэфиров акриловой и метакриловой кислот. Стабилизированные компаунды полиарилатного типа используются для пропитки методом струйного полива всыпных обмоток и ЭИ высоковольтных электрических машин класса нагревостойкости F.

Работы по стеклопластикам развиваются в двух направлениях: применение новых высококачественных связующих и более доступных стеклонеполнителей для листовых стеклопластиков; использование стекложгутевой технологии в производстве намотанных и профильных стеклопластиков.

Замена фенолоформальдегидных и фенольно-эпоксидных связующих на эпоксиноволачные и эпоксирифенольные позволила существенно повысить качество стеклопластиков, поднять их нагревостойкость до 155—180°C. На основе бромированных эпоксидных смол созданы негорючие стеклотекстолиты. Свойства новых стеклотекстолитов приведены в табл. 3.

В части наполнителей стеклотекстолиты также претерпели существенные изменения. Удельный вес применения для этой цели стеклоткани толщиной 100 мкм неуклонно снижается, ее вытесняют более экономичные ткани толщиной 150, 200 и 250 мкм. Применение прямых замасливателей и специальная

Таблица 2

Современные требования к кремнийорганическим пропиточным составам

Характеристики	Тип-состава	
	Пропиточный лак	Состав без растворителя
Продолжительность сушки при 200°C, мин	не более 30	—
Время желатинизации при 150°C, мин	—	4—6
Время отверждения в толстом слое при 200°C, ч	—	10—16
Термоэластичность при 200°C, ч	более 75	—
Цементирующая способность при 200°C, Н	не менее 100	не менее 100
Маслостойкость после 24 ч выдержки в трансформаторном масле при 100°C, Н	не менее 100	не менее 100
Стойкость к действию термоударов (от —60 до +120°C), цикл	не менее 3	не менее 3
Длительная (20000 ч) рабочая температура, °C	200	200

Таблица 3

Свойства стеклотекстолитов

Тип материала	Параметры
Общего назначения на эпоксидициандиамидном связующем	Удельное объемное сопротивление после 21 сут увлажнения при 40°C и относительной влажности 96%— 10^9 Ом·м
Нагревостойкий на эпоксиноволачном связующем	Предел прочности при изгибе при 155°C—20 МПа
Нагревостойкий на эпоксифенольном связующем	Предел прочности при изгибе при 180°C—25 МПа Предел прочности при сжатии при 180°C—20 МПа Электрическая прочность при 180°C—20 МВ/м Удельное объемное сопротивление при 180°C— $2,5 \cdot 10^{10}$ Ом·м
Трекингостойкий на циклоолифатической эпоксидной смоле	Предел прочности при изгибе при 155°C—20 МПа Трекингостойкость—600 В
Негорючие на бромированной эпоксидной смоле	Класс нагревостойкости—В и F Время горения—5 с Предел прочности при изгибе при температуре класса нагревостойкости—20 МПа

термохимическая обработка стеклотканей обеспечивают повышенную адгезию связующего к наполнителю, что резко улучшает механические характеристики и влагостойкость стеклотекстолитов.

Растет удельный вес применения стеклопластиков на основе вязально-прошивных стеклопластиков, а также нетканых наполнителей (холсты, маты), которые в сочетании с ненасыщенными полиэфирными смолами положены в основу непрерывных способов получения стеклопластиков. С использованием указанных наполнителей получены стеклопластики с анизотропными свойствами, обладающие повышенной обрабатываемостью.

Профильные стеклопластики относятся к изделиям высокой степени готовности. При нарезке клиньев, реек и других изоляционно-конструктивных деталей из листовых стеклотекстолитов в отходы уходит до 30% (а в ряде случаев и до 50%) дефицитного материала. Профильные стеклопластики, получаемые протяжкой стекложгутов, пропитанных специальным связующим, через фильеру нужного профиля, обеспечивают существенную экономию дорогих и дефицитных материалов. В среднем 1 т профильных стеклопластиков экономит 1,7—1,8 т листовых стеклотекстолитов или примерно 7—8 тыс. м² стеклоткани.

Разработана технология получения профильных стеклопластиков с магнитными свойствами. Их применение для заклиновки пазов позволяет повысить КПД электрических машин на 1—2%. Экономичные с точки зрения расходования стеклоткани слоистые пластики изготавливаются с использованием стеклоасбестового наполнителя. Ряд новых слоистых пластиков разработан для замены текстолита с целью сокращения расхода на технические нужды хлопчатобумажных тканей. Их свойства указаны в табл. 4 (сравнительно со свойствами обычного текстолита).

Новые материалы, не уступая текстолиту по

Таблица 4

Свойства новых слоистых пластиков—заменителей текстолита

Параметры	Тип материала			
	Штампуемый гетинакс на эластифицированной фенолформальдегидной смоле	Лавсановый гетинакс на эпоксидном связующем	Стеклогетинаксы	Текстолит
Класс нагревостойкости	Е	В	В, F, Н	А
Степень штампемости	6	7	6	6
Предел прочности при изгибе, МПа	9	13	16	9
Тангенс угла диэлектрических потерь после 21 сут увлажнения при 40°C и относительной влажности 96%	—	0,02	—	—

штампемости, имеют существенные преимущества перед ним по нагревостойкости, механическим характеристикам и влагостойкости.

Новые разработки в области прессматериалов, предназначенных для литьевого и прямого прессования, благодаря хорошей текучести позволяющие получать детали сложной конфигурации, приведены в табл. 5.

Таблица 5

Свойства гранулированных прессматериалов

Параметры	Тип материала	
	Нагревостойкий на основе эпоксиноволачной смолы и боросиликатного стеклоровинга	Нагревостойкий на основе кремнийорганического связующего и кремнеземного стекловолокна
Класс нагревостойкости	F	H
Текутность, мм	190	120
Предел прочности при изгибе, МПа	20	9
Удельная ударная вязкость, кДж/м ²	9	5
Дугостойкость при токе 100 мА, с	—	180
Назначение	Опрессовка коллекторов тяговых, крановых электродвигателей, замена деталей из стеклотекстолита	Детали коммутационной шахтной аппаратуры

Преимущества ряда разработок в области электроизоляционных материалов обусловлены технологическими приемами их переработки, поэтому проявляются в системах ЭИ электрических машин.

Терморезистивная ЭИ на основе слюдяных бумаг, эпоксидных и полиэфирных смол является единым типом ЭИ турбо- и гидрогенераторов и синхронных компенсаторов, основным видом ЭИ высоковольтных электродвигателей. Благодаря более высокому электрическому, механическому свойствам и нагревостойкости по сравнению с микалентной компаундированной изоляцией (МКИ), термо-

реактивная ЭИ позволила на 15—25% повысить мощность высоковольтных электрических машин в прежних габаритах, создать уникальные по единичной мощности турбогенераторы (до 1200 МВт) и гидрогенераторы (до 640 МВт). При этом повысились вибро-, морозо- и водостойкость ЭИ, что повысило надежность и долговечность машин.

В ряде типов генераторов и высоковольтных двигателей при переводе их с МКИ на термореактивную ЭИ удалось снизить толщину ЭИ. В настоящее время интенсивно развиваются работы по повышению качества термореактивной ЭИ, что делает возможным дальнейшее снижение ее толщины, а следовательно, повышение удельных характеристик электрических машин. Это достигается за счет применения односторонних стеклослюдинитовых лент вместо лент с двумя стеклотканевыми подложками (тем самым повышается относительное содержание в ЭИ основного диэлектрического барьера — слюдинитовой бумаги), а также применения бумаг с чешуйками слюды более крупных размеров, более технологичных и качественных связующих; важную роль играет использование новых технических приемов, обеспечивающих получение более монолитной и более уплотненной ЭИ.

Данные табл. 6 характеризуют количественные

Таблица 6

Состав заполнения паза электродвигателя 6 кВ
в зависимости от типа корпусной ЭИ

Данные электродвигателя	Тип корпусной ЭИ и ее данные		
	Микалентная компаундированная; толщина 2,7—2,8 мм; рабочая температура 110—120°C (1970—1975 гг.)	Термореактивная монолит-2; толщина 2—2,1 мм; рабочая температура 130°C (1976—1980 гг.)	Усовершенствованная термореактивная; толщина 1,5—1,6 мм; рабочая температура 155°C (1981—1985 гг.)
Состав заполнения паза, %			
витковая ЭИ	22	22	22
клин	6	6	—
корпусная ЭИ	42	35	28
медь	30	37	50
Мощность при равенстве габаритов, %	100	125	150—160

изменения, происходящие в составе заполнения паза электрической машины в результате качественных изменений корпусной ЭИ. Результатом этих изменений является повышение мощности электродвигателя в неизменных габаритах (двигатели 6 кВ). Обращает на себя внимание, что существенным резервом повышения коэффициента заполнения паза является исключение заклиновки паза. Термореактивная ЭИ, получаемая по методу вакуумно-нагнетательной пропитки, дает одновременно столь надежное приклеивание обмотки к стали статора, что позволяет отказаться от использования клина и, тем самым, более рационально использовать пазовое пространство.

Естественно, что улучшение качественных характеристик ЭИ можно использовать для уменьшения габаритов электрических машин, достигая в этом случае прямой экономии электротехнической

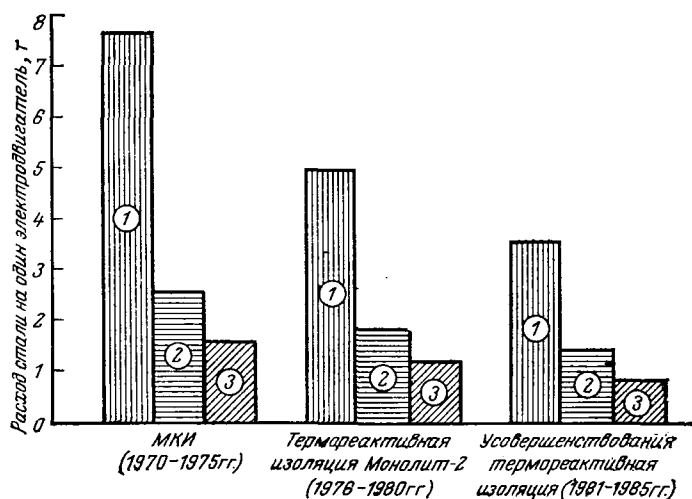


Рис. 1. Расход электротехнической стали на один двигатель серии АД в зависимости от типа корпусной изоляции.
1, 2, 3 — 5000, 1600, 800 кВ, соответственно.

стали. Рис. 1 характеризует этот аспект эффективности повышения качества корпусной ЭИ на примере электродвигателей серии АД.

Эффективность снижения толщины корпусной ЭИ высоковольтных электрических машин на 15—20% характеризуется повышением мощности на 4—10%, снижением расхода электротехнической стали на 3—8%.

Возможности по повышению качества термореактивной ЭИ во многом обусловлены применением эпоксиноволачной смолы в качестве связующего. Такая модификация термореактивной ЭИ наиболее перспективна при создании турбогенераторов мощностью 1500—2000 МВт и гидрогенераторов мощностью 1000 МВт и выше. Важным направлением работ в области термореактивной ЭИ является разработка методов замены отслужившей свой срок МКИ ЭИ турбо- и гидрогенераторов и высоковольтных электрических машин на термореактивную ЭИ. Актуальность этих работ определяется тем, что к настоящему времени большое количество генераторов отработало по 15—20 лет и по состоянию корпусной ЭИ нуждается в замене обмотки на новую. Естественно, что при замене старой ЭИ новая должна соответствовать современным достижениям в электроизоляционной технике, т. е. базироваться на термореактивных связующих.

Работы в этом направлении ведутся двумя путями. Первый связан с полной заменой отработавшей ЭИ на новую. При этом в зависимости от условий укладки отремонтированных стержней для ЭИ применяются те же насыщенные связующим стеклослюдинитовые ленты и технологические процессы, что и при производстве новых обмоток, либо специальные технологические приемы, позволяющие сохранить некоторую эластичность ЭИ на стадии укладки обмоток.

Второй путь предполагает восстановление старившейся ЭИ с сохранением основного диэлектрического барьера. Известно, что в процессе старения МКИ разрушается битумное связующее ЭИ. Основным диэлектрическим барьером ЭИ — крупномерная щепаная слюда — полностью сохраняется

и пригодна к дальнейшей работе. Поэтому метод предполагает удаление остатков битумного связующего и последующую вакуумно-нагнетательную пропитку оставшегося слюдяного каркаса. При этом одновременно пропитывается и усиливается витковая ЭИ. В результате обмотка получает новую жизнь, при этом электрические и механические свойства такой ЭИ существенно выше, чем ее предшественницы в исходном состоянии. Помимо того существенно возрастает нагревостойкость ЭИ. Все это позволяет использовать обмотку на второй срок службы генератора. Мощность гидрогенераторов с восстановленной ЭИ может быть повышена на 10—20%, если это позволяют гидроэнергетические возможности ГЭС; возможность повышения мощности турбогенераторов после восстановления ЭИ определяется мощностью турбины. Главное достоинство этого метода — высокая эффективность ремонта с точки зрения экономии материальных ресурсов, затрат на технологическое обеспечение работ, трудозатрат и стоимости ремонта в целом (рис. 2).

Прогресс электродвигателей постоянного тока тесно связан с использованием полиимидной пленки, которая используется для ЭИ элементарных проводников (в этом случае она дублируется сополимером тетрафторэтилена и гексафторпропилена) и корпусной ЭИ (в чистом виде, в сочетании с бумагой из нагревостойких волокон, например из американского полиамида, или стеклотканью). Для пропитки обмоток с полиимидной ЭИ хорошо зарекомендовали себя кремнийорганические пропиточные составы без растворителя. Эффективность такой системы ЭИ хорошо иллюстрируют данные табл. 7.

Для электродвигателей угольных комбайнов успешно применена полиимидная ЭИ в сочетании с пропиткой эпоксиноволачной смолой. При ис-

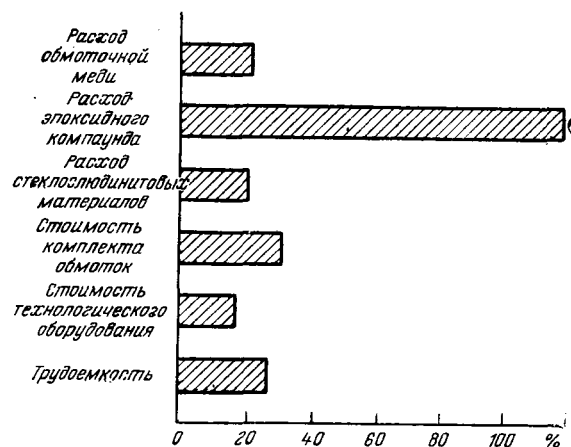


Рис. 2. Составляющие издержек производства обмотки с восстановленной изоляцией (на примере гидрогенераторов Волжской ГЭС имени XXII съезда КПСС); за 100% приняты соответствующие данные при изготовлении новой обмотки.

пользовании метилэндикангидрида в качестве отвердителя пропиточного состава обеспечивается нагревостойкость системы ЭИ класса Н. В этом случае при толщине корпусной ЭИ, в 1,5 раза меньшей, чем у ЭИ типа монолит, и в 2 раза меньшей, чем у микалентной кремнийорганической ЭИ, электродвигатели при стендовых испытаниях показывают наилучшую стойкость к пусковым нагрузкам, перегрузкам и имеют наибольший ресурс при форсированных испытаниях.

Полиимидная ЭИ позволила создать уникальные двигатели прокатных станов мощностью 12,5 МВт (в перспективе до 20 МВт). Она является хорошей базой для разработки линейных электродвигателей высокоскоростного наземного транспорта и другого ответственного оборудования. Для электрических машин морского исполнения класса нагревостойкости Н с успехом использована ЭИ на основе стеклослюдинитовой ленты с кремнийорганическим каучуком в качестве связующего. Такая ЭИ характеризуется превосходной влагостойкостью.

Следует отметить, что, как в производстве высоковольтных, так и низковольтных машин с шаблонными обмотками, пропитка ЭИ эпоксидными составами без растворителя связана с проблемой ремонтпригодности машин. Трудности извлечения обмоток в случае повреждения или необходимости замены ЭИ, связанные с высокой термореактивностью эпоксидных пропиточных составов и прочностью приклейки обмоток к пазу, ограничивали применение этого эффективного метода получения монолитных с хорошей теплопередачей систем ЭИ. Найденные конструктивные решения исполнения ЭИ и способы разварки отвержденных эпоксидных смол открыли возможности существенно расширить применение эпоксидных пропиточных компаундов.

Этапное значение в развитии электроизоляционной техники имеет создание комплекса высоконагревостойких электроизоляционных материалов и разработка методов получения на их основе систем ЭИ для диапазона рабочих температур 300—600°C. Эти работы открыли возможность создания электрооборудования с существенно отличными от су-

Таблица 7

Характеристики тяговых электродвигателей (ТЭД)

Характеристики	ТЭД электро- возов перемен- ного тока		ТЭД электро- возов постоян- ного тока		ТЭД магист- ральных тепло- возов	
	ЭИ обмоток					
	Полиимидно- кремнийорганическая	Стеклослюди- нитовая эпо- ксидно-поли- эфирная	Полиимидно- кремнийорганическая	Стеклослюди- нитовая эпокси- дно-полиэфирная	Полиимидно- кремнийорганическая	Стеклослюди- нитовая эпо- ксидно-поли- эфирная
Класс нагрево- стойкости	Н	F	Н	F	Н	F
Электрическая прочность, МВ/м	32—35	20—23	30—35	20—25	32—35	20—25
Мощность на валу, кВт	950	790	880	650	585	300
Межремонтный пробег (до замены изоляции), млн. км	2,5	1,5	2,5	1,2	2,5	1,2
Показатель ис- пользова- ния мате- риалов, кг/кВт	—	—	—	—	1,76	2,54

существующего параметрами. Среди разработанных материалов, предназначенных для работы в указанном диапазоне температур, отметим:

обмоточные провода со стеклокерамической и стекловолокнуистой ЭИ, пропитанной полиорганосилоксанами с неорганическим наполнителем;

пропиточные составы на основе зольей ортокремниевой кислоты, наполненных алундом и слюдой, и на основе полиорганосилоксанов и оксидов алюминия;

заливочные компаунды на основе алюмофосфатного связующего, наполненные корундом и нитридом кремния;

слоистые пластики на основе асбестовой бумаги с пропиткой полиорганосилоксановым связующим и полиалюмофосфатами;

гибкие листовые и ленточные слюдосодержащие материалы и бумаги на основе природной и синтетической слюды и фосфатных и кремнийорганических связующих.

Широкий ассортимент электроизоляционных материалов позволяет создавать различное электро-техническое оборудование для атомной энергетики, металлургической и других отраслей народного хозяйства с «горячими» условиями эксплуатации. Хорошо зарекомендовали себя в эксплуатации электромагнитные ролики для транспортировки листовой стали на агрегатах поперечной резки проката и индукторы вулканизаторов резинотехнических изделий с рабочей температурой 300°C, электромагнитные насосы для перекачки жидких металлов и электромагниты устройств торможения проката с рабочей температурой 600°C, индукторы штамповочных процессов усилием до 15000 тс для объемной штамповки листов из алюминиевых сплавов и другое оборудование.

Применение высоконагревостойких материалов для замены вышедшей из строя ЭИ крановых электродвигателей обеспечивает их более надежную и длительную работу в зонах повышенного нагрева в металлургическом производстве. Аналогичный ре-

монт ЭИ мощных магнитов грузоподъемностью 20 тс сделал допустимыми перегревы обмоток до 400°C. Прежняя ЭИ, не рассчитанная на подобные перегревы, выходила из строя через 3—6 мес эксплуатации в таких условиях; с новой ЭИ опытные электромагниты эксплуатируются около двух лет без повреждений ЭИ.

Можно ожидать, что с переводом на аналогичную ЭИ улучшатся эксплуатационные показатели рольганговых электродвигателей постоянного и переменного тока, грузоподъемных магнитов для транспортировки горячих слывов и стальных листов, электродвигателей завалочных машин мартеповских цехов и другого оборудования.

Высоконагревостойкая ЭИ открывает большие перспективы в части создания электрооборудования для новых высокоэффективных технологических процессов в металлургическом производстве, таких как транспортировка стальных листов на магнитной подушке, магнитное перемешивание стали в электроплавильных печах, кристаллизация металла в магнитном поле, охлаждение металла в свободном состоянии без контакта со стенками сосудов и др.

Черная металлургия — отрасль, открывающая наиболее широкие возможности для реализации эффективности электрооборудования с высоконагревостойкой ЭИ. Экономический эффект только по проведенным в эксплуатационных условиях металлургического производства типам высоконагревостойкого оборудования при полном обеспечении выявленной потребности в электроизоляционных материалах составит 20—25 млн. руб. в год. Опыт работы такого оборудования в черной металлургии может быть распространен и на некоторые другие «горячие» производства.

Вклад современной ЭИ в повышение качественного уровня электрооборудования будет возрастать по мере разработки новых сырьевых материалов и полуфабрикатов, отвечающих все возрастающим требованиям электроизоляционной техники.

[07.05.81]

УДК 621.315.2:573.312.62

Особенности пробоя изоляции в сверхпроводящем кабеле

ВЕРШИНИН Ю. Н., ЗАСЛАВСКАЯ Т. Б., СОКОЛОВСКИЙ В. Л.

Короткие замыкания являются основной причиной аварийных режимов в электроэнергетических системах. При применении сверхпроводящих кабелей (СПК) в качестве элементов энергетической системы, тяжесть аварийных режимов существенно возрастает: усложняются необходимые мероприятия по обеспечению работоспособности электросистемы и самого кабеля. До сих пор эта проблема исследовалась применительно к внешним к. з. для СПК постоянного [Л. 4 и др.] и переменного [Л. 5 и др.] тока.

Однако полностью исключить возможность внутренних повреждений СПК нельзя. Это связано в первую очередь с наличием в изоляции разнород-

ных материалов, распорок, диэлектрических проставок, элементов соединений и т. п.

Рассмотрение процессов, сопровождающих пробой электрической изоляции (ЭИ) в СПК, затрудняется из-за отсутствия достаточно надежных исходных данных или их широкого диапазона возможных изменений. В настоящей статье применена наиболее простая методика, позволяющая оценить порядок определяющих величин. Численные значения параметров физических процессов, протекающих при пробое ЭИ в СПК, получены для трехфазного кабеля на мощность $W_n = 5$ ГВт с напряжением $U_n = 110$ кВ, номинальным током $I_n = 26300$ А и током к. з. $I_k = 300$ кА.

Постановка задачи. Картина физических процессов в значительной степени будет зависеть от конструктивного выполнения СПК.

На рис. 1 приведены возможные случаи пробоя ЭИ в коаксиальном СПК. На рис. 1,а изображен разрез СПК с ЭИ — газообразным или жидким гелием [Л. 2]. В случае, когда ЭИ СПК комбинированная (рис. 1,б) [Л. 1—2], наряду с пробоем комбинированной ЭИ необходимо рассматривать и пробой в гелиевой зоне на землю (другую фазу). Таким образом, при анализе возможных последствий пробоя в СПК необходимо рассматривать три принципиально различных случая: пробой в газообразном гелии, пробой в жидком гелии и пробой в комбинированной ЭИ.

Основным параметром, определяющим физические процессы при пробое в СПК, является мощность, выделяемая в дуге, возникающей в месте пробоя. Авторам неизвестны работы по определению параметров сильноточных электрических дуг при низких (4—10 К) температурах. В [Л. 8] приведены результаты экспериментальных исследований характеристик электрической дуги, горящей в маслonaполненном кабеле. В этой публикации показано, что в установившейся дуге при токе больше 10 кА падение напряжения мало меняется и составляет примерно $2,6 \cdot 10^4$ В/м. Измерения проводились в масле при давлении 1,5 МПа и моделировали пробой ЭИ в кабеле напряжением 275 кВ. Падение напряжения на открытой воздушной дуге при увеличении тока больше 20 кА практически остается постоянным и равным $1,52 \cdot 10^3$ В/м [Л. 6].

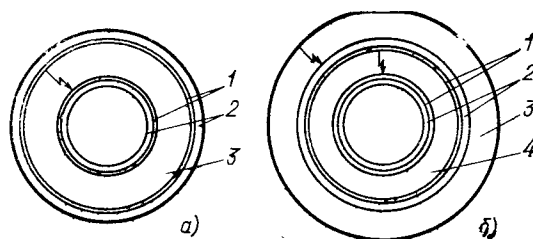
Применительно к СПК первое значение падения напряжения на дуге, видимо, завышено, а второе значение занижено, так как гелий в кабеле находится при давлении (0,4—1) МПа, и его плотность при 4 К примерно в 100 раз больше, чем плотность воздуха при нормальных условиях. Для приближенных расчетов по определению последствий пробоя в СПК значение падения напряжения на единицу длины дуги E_d в гелии целесообразно выбрать равной 10^4 В/м.

Учитывая, что гелиевая ЭИ СПК имеет поперечный размер d около 0,1 м [Л. 1, 2], полную выделяемую в дуге мощность можно определить по выражению

$$W = E_d d I_k = 3 \cdot 10^8 \text{ Вт.} \quad (1)$$

Комбинированная ЭИ имеет меньшую толщину, чем гелиевая; однако падение напряжения на единицу длины дуги в этом случае возрастает. Поэтому выражение (1) можно приближенно считать справедливым для всех случаев пробоя ЭИ СПК. Энергия, выделяющаяся в дуге, будет тратиться на образование ударных волн в гелиевой зоне и жестких конструкциях СПК, механическое разрушение СПК, разогрев и плавление токопроводящих элементов. При определении параметров процессов с точностью до порядка будем считать, что вся энергия тратится только на рассматриваемый в данный момент процесс.

Распространение ударных волн по комбинированной ЭИ может привести к изменению ее физических свойств. Однако ударные волны значительно ослабевают на границе раздела двух сред. Это



Возможные виды пробоя в сверхпроводящих кабелях.

позволяет локализовать в небольшом участке СПК область, в которой происходит разрушение комбинированной ЭИ под действием ударной волны.

Распространение ударных волн даже с незначительным перепадом давления (10^4 — 10^5 Па) по гелиевой зоне СПК может привести к разрушению кабеля. Поэтому для правильного учета последствий пробоя в СПК надо знать интенсивность ударной волны, возникающей в гелии, и скорость ее затухания. Резкое локальное повышение давления гелия можно рассматривать как взрыв, от которого необходимо защищать не только СПК, но и окружающее пространство. Защита окружающего СПК пространства может иметь решающее значение, так как в основном применение СПК планируется для ввода электрической энергии в города и крупные предприятия [Л. 1].

Явления, сопровождающие электрический пробой в газообразном гелии. Рассмотрим простейший случай — электрический пробой в газообразном гелии. При определении газодинамических параметров гелия задача сводится к плоской. Такой подход можно считать справедливым, так как поперечные геометрические размеры СПК много меньше его длины, и установление равновесия газодинамических параметров гелия в сечении будет происходить значительно быстрее, чем по длине кабеля. При нагревании газа в незначительном объеме до образования ударной волны (начальный момент пробоя) возмущение распространяется со скоростью звука a . Закон сохранения энергии в этом случае можно записать в виде

$$\int_0^t E dt = \int_0^{at} dx (i + v^2/2) \rho, \quad (2)$$

где v и ρ — скорость и плотность газа; P — давление; E — мощность, выделяемая на единицу площади сечения гелиевой зоны; $i = c_p P / \rho R$ — энтальпия единицы массы газа; $c_p = \frac{j+1}{2\mu} R = \alpha R$ — теплоемкость единицы массы газа; $j=3$ — число степеней свободы движения атомов гелия; $\mu=4$ — относительная молекулярная масса гелия; R — универсальная газовая постоянная.

Приближенно считая значения E и давления в области, захваченной возмущением, постоянными и учитывая, что из уравнения Бернулли $v^2 \rho / 2 = \beta P$, выражение (2) можно переписать в виде

$$E \approx \beta P a, \quad (3)$$

так как $\alpha + \beta \approx 1$.

В (3) $a \approx 200$ м/с [Л. 10], $E = W/s$ ($s \approx 0,2$ м² — площадь сечения гелиевой зоны СПК). Из оценки давления в начальный момент времени электриче-

ского пробоя изоляции (ЭПИ) и во время горения дуги следует

$$P=7,5 \text{ МПа.} \quad (4)$$

Формула (3) получена в предположении, что стенки, ограничивающие гелиевую зону, не деформируются и не разрушаются. Этот подход к рассмотрению газодинамических процессов сохраним в дальнейшем. В случае же разрушения стенок газ будет распространяться по области глубокого вакуума и азотной теплоизоляции, а E будет определяться как полная энергия, выделившаяся в месте пробоя на единицу площади сечения уже всего СПК.

Дальнейшее развитие газодинамических процессов приведет к образованию скачков давления ударных волн с шириной фронта, примерно равной длине свободного пробега атомов в гелии. На достаточном расстоянии от места ЭПИ движение будет полностью сформированным. В этом случае картина движения газа будет достаточно точно описываться моделью сильного взрыва [Л. 6 и 7]. Параметры ударной волны для случая пробоя в газообразном гелии будут определяться значениями следующих величин [Л. 6]: $\rho_1, P_1, E_0, x, t, \gamma$, где ρ_1, P_1 — плотность и давление гелия перед фронтом ударной волны; E_0 — полная энергия, выделившаяся в месте пробоя ЭИ на единицу площади сечения гелиевой зоны СПК; x — расстояние от места пробоя; t — время; γ — показатель адиабаты.

Вне области пробоя задача сводится к адиабатической, так как можно пренебречь теплообменом между стенками канала и гелием.

В предположении сильной ударной волны давление P_1 перед ее фронтом мало по сравнению с давлением P_2 за ним, т. е. можно принять $P_1=0$. В этом случае координата x_2 места фронта ударной волны будет определяться выражением [Л. 6]:

$$x_2 = \lambda (E_0/\rho_1)^{1/3} t^{2/3}, \quad (5)$$

а его скорость — выражением

$$c = \frac{2}{3} \lambda (E_0/\rho_1)^{1/3} t^{-1/3}, \quad (6)$$

где λ — постоянная, определяемая из законов сохранения и равная примерно единице [Л. 6].

Из условия сильной ударной волны [Л. 6] определим давление за ее фронтом:

$$P_2 = 2\rho_1 c^2 / (\gamma + 1) = \frac{8\lambda^2 \rho_1}{9(\gamma + 1)} \left(\frac{E_0}{\rho_1} \right)^{2/3} t^{-2/3}. \quad (7)$$

Величину E_0 можно определить так:

$$E_0 = E t_0, \quad (8)$$

где $t_0=0,2$ с — время срабатывания коммутационного оборудования на отключение.

Учитывая, что для гелия $\gamma=1,67$, $\rho_1=100$ кг/м³ [Л. 10], определим давление за фронтом ударной волны:

$$P_2 = 7 \cdot 10^5 t^{-2/3} \text{ Па.} \quad (9)$$

Это выражение справедливо для установившегося газодинамического процесса по прошествии времени $(2-3)t_0$.

Распространение столь интенсивной ударной волны может привести к разрушению распорок и стенок не только гелиевого канала, но и всех конструкций СПК.

Из (7) следует, что время t_1 , необходимое для ослабления ударной волны в 100 раз, составляет примерно 10^3 с. Скорость ударной волны больше скорости звука в газе, и следовательно, за это время ударная волна пройдет расстояние не менее $at_1=200$ км, что превосходит длину большинства проектируемых СПК [Л. 1].

Из сравнения выражений (4) и (9) видно, что максимальное значение давления газообразного гелия при пробое в нем наблюдается в непосредственной близости от места пробоя.

Определение интенсивности ударной волны при пробое в жидком гелии. При пробое в жидком гелии физическая картина газодинамических процессов усложняется. В непосредственной близости от места пробоя ЭИ образуется газовый пузырь, который со временем увеличивается в размерах, а по жидкому гелию распространяется ударная волна [Л. 6 и 7]. В этом случае движение газа определяется системой параметров $\rho_1, P_1, t, E_0, \gamma, x, P_*$, где P_* — давление в пузыре.

В [Л. 7] подробно рассмотрен случай сильного взрыва в условиях сферической симметрии. Однако при определении параметров ударной волны с точностью до порядка задача значительно упрощается. В [Л. 6 и 7] указывается, что величиной P_* можно пренебречь, а в модели сильного взрыва можно пренебречь и P_1 . Таким образом, задача сводится к автомодельной. Координаты фронта ударной волны x_2 и граница пузыря x'_2 определяются из выражений:

$$x_2 = \lambda_2 \left(\frac{E_0}{\rho_1} \right)^{1/3} t^{2/3}; \quad (10)$$

$$x'_2 = \lambda'_2 t^{2/3} (E_0/\rho_1)^{1/3}. \quad (11)$$

Коэффициенты λ_2 и λ'_2 связаны между собой, и эту связь можно установить из законов сохранения.

Из (10)–(11) определим скорости ударной волны:

$$c = \lambda_2 \frac{2}{3} \left(\frac{E_0}{\rho_1} \right)^{1/3} t^{-1/3} \quad (12)$$

и границы пузыря:

$$c' = \lambda'_2 \frac{2}{3} \left(\frac{E_0}{\rho_1} \right)^{1/3} t^{-1/3}. \quad (13)$$

Соотношения на сильной ударной волне [Л. 7]:

$$\left. \begin{aligned} \rho_2 (c - v_2) &= \rho_1 c; \\ P_2 &= \rho_2 v_2 (c - v_2); \\ \rho_2 (c - v_2) (v_2^2/2 + \varepsilon_2) - P_2 v_2 &= \rho_1 c \varepsilon_1, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где $\rho_2, P_2, v_2, \varepsilon_2$ — соответственно плотность, давление, скорость и внутренняя энергия гелия за ударной волной; ρ_1, ε_1 — плотность и внутренняя энергия гелия перед ударной волной.

Внутреннюю энергию для жидкостей при оценочных расчетах можно представить в виде

$$\varepsilon = P(\rho - \rho_0)/2\rho^2 + \alpha_1, \quad (15)$$

где $\rho_0 \approx \rho$, $\alpha_1, \rho_0 = \text{const}$.

Решение системы (14) с учетом (15) с точностью до более высоких степеней $(\rho_1 - \rho_0)/\rho_1$ имеет вид:

$$P_2 \approx \rho_1 c^2 \sqrt{\frac{\rho_1 - \rho_0}{\rho_1}}. \quad (16)$$

Видно, что ударная волна в жидком гелии затухает во времени аналогично ударной волне в газообразном гелии.

Для определения постоянных λ_2 , λ'_2 воспользуемся законами сохранения:

$$\int_0^{x_2} \rho_1 dx = \int_{x'}^{x_2} \rho dx; \quad (17)$$

$$E_0 - \int_0^{x_2} \epsilon_1 \rho_1 dx = \int_{x'}^{x_2} \rho (v^2/2 + \epsilon) dx, \quad (18)$$

где ρ , v , ϵ — плотность, скорость, внутренняя энергия жидкого гелия, зависящие от координаты x .

В формулу, определяющую внутреннюю энергию жидкого гелия, входит постоянная α_1 , которая не зависит от газодинамических характеристик гелия. В силу закона сохранения массы интегралы по объему, содержащие постоянную α_1 , в (18) должны взаимно компенсироваться. Из (17) видно, что $x'_2 \approx x_2 [(\rho_1 - \rho_0)/\rho_1]^{0.5}$.

При оценке параметров λ_2 , λ'_2 будем считать, что P , $v = \text{const}$ и $P = P_2$, $v = v_2$. В этом случае $\lambda_2 \approx [\rho_1/(\rho_1 - \rho_0)]^{1/3}$. Давление на фронте ударной волны

$$P_2 \approx \left(\frac{\rho_1}{\rho_1 - \rho_0} \right)^{1/6} \left(\frac{E_0}{\rho_1} \right)^{2/3} \rho_1 t^{-2/3} = 2 \cdot 10^6 t^{-2/3} \text{ Па.}$$

Отметим, что предположение о постоянстве давления, скорости и плотности за фронтом ударной волны приводит к заниженным значениям перепада давления. При определении значения P_2 , E_0 брались по (3), а $[\rho_1/(\rho_1 - \rho_0)]^{1/6} \approx 1$ [Л. 7].

Пробой в комбинированной изоляции. При пробое комбинированной ЭИ в СПК мощность будет выделяться в ЭИ и на токопроводящих элементах. Гелий будет нагреваться только за счет теплообмена между ним и токопроводящими элементами. Нагрев гелия, как и в ранее рассмотренных случаях, происходит в небольшой области, прилегающей к месту пробоя. Это также приведет к образованию ударных волн. Однако в данном случае интенсивность ударной волны будет сильно зависеть от коэффициента теплоотдачи с поверхности проводника в гелий. Оценим мощность w , переходящую в гелий:

$$w = \int_{-\infty}^{\infty} dx [f(x) - T_r(x)] h \sigma,$$

где $f(x)$, $T_r(x)$ — зависимости температуры проводника и гелия от расстояния до места пробоя; h — коэффициент теплоотдачи в гелий; σ — параметр охлаждаемой поверхности.

При проведении оценок интенсивности ударной волны в гелии предположим, что в начальный момент теплообменом можно пренебречь, и введем в рассмотрение эффективное значение коэффициента теплоотдачи в гелий и теплоемкости проводника c_l на единицу длины. В этих предположениях

$$w = W t_0 h \sigma \chi / c_l, \quad (19)$$

где χ — часть энергии, затраченная на разогрев проводника.

Из (19) видно, что эффективная мощность, определяющая параметры ударной волны в гелии,

в случае пробоя твердой изоляции уменьшается в $c_l/t_0 \sigma \chi$ раз и во столько же уменьшается давление в начальный момент времени.

В ряде проектов ЭИ планируется выполнять комбинированной [Л. 1 и 2] — полимерной, пропитанной жидким гелием. В такой ЭИ из-за малых поперечных размеров гелиевых каналов в слое ЭИ распространение тепла по гелию будет протекать в основном за счет механизма теплопроводности. Извилистый характер капиллярных каналов будет препятствовать возникновению ударных волн. Все это вызовет резкое увеличение давления гелия в комбинированной ЭИ в непосредственной близости от места ее пробоя. Ранее полученные оценки для давления при пробое в гелии будут заниженными.

Газодинамические характеристики гелия после пробоя при использовании безынерционного коммутационного оборудования. Перейдем к оценке параметров газодинамических процессов в случае применения безынерционного коммутационного оборудования на примере пробоя в газообразном гелии. Значение полной энергии E_n , выделившейся в месте пробоя, равно

$$E_n = W t_b + E_3,$$

где $E_3 = (L_0 I_n^2/2 + C_0 U_n^2/2) l$ — энергия, запасенная в СПК; L_0 , C_0 — индуктивность и емкость единицы длины СПК; l — длина СПК; W — выделяемая в дуге мощность; t_b — время, необходимое для того, чтобы электромагнитная волна, несущая информацию о возникновении пробоя, дошла до коммутационного оборудования; U_n , I_n — ток и напряжение в СПК.

Запасенная в СПК энергия на 1 км длины l_0 (с учетом, что $L_0 \approx 10^{-4}$ Гн/км, $C_0 = 10^{-7}$ Ф/км) имеет порядок 10^4 Дж/км.

Как пример, рассмотрим случай пробоя в конце СПК длиной 100 км. В этом случае $W t_b \approx 2 \cdot 10^5$, а $E_3 = 10^6$ Дж. Видно, что интенсивность ударной волны будет определяться запасенной энергией. Применение безынерционного коммутационного оборудования значительно уменьшит интенсивность установившейся ударной волны до $P_2 \approx 5 \times 10^4 t^{-2/3}$ Па. Однако максимальное давление, зависящее только от мощности тепловыделения в дуге, будет, как и в случае применения обычного коммутационного оборудования, 7,5 МПа.

Тепловое воздействие на СПК при пробое. Интенсивное тепловыделение при ЭПИ в СПК наряду с разогревом гелия приведет к нагреву токопроводящих элементов и их плавлению. Оценим масштаб этого явления. При оценке по максимуму будем считать, что вся выделившаяся при ЭПИ энергия $6 \cdot 10^7$ Дж тратится на разогрев и плавление токопроводящих элементов. Энергия, необходимая на нагрев и плавление единицы массы меди, определяется по выражению

$$e = \int_0^{T_n} c_m dT + e_n \approx 6 \cdot 10^5 \text{ Дж/кг,}$$

где c_m — теплоемкость меди; T_n — температура плавления; e_n — удельная теплота плавления меди.

Выделившаяся энергия сможет расплавить 100 кг

меди. При радиусе токопроводящих элементов примерно $0,1$ м, толщине $3 \cdot 10^{-3}$ м, плотности меди $\rho_m \approx 9 \cdot 10^3$ кг/м³ расплавится примерно 5 м токопровода. Разрушение сверхпроводящего покрытия может охватывать значительно большие зоны СПК. Это объясняется в первую очередь зависимостью свойств сверхпроводящих материалов от способов их изготовления. Даже кратковременный неразрушающий физическую структуру нагрев сверхпроводников и увеличение давления окружающего их пространства может в значительной степени изменить их свойства и привести к непригодности для использования в СПК. Это повлечет необходимость ремонта СПК на большом его протяжении, несмотря на то, что он не подвергнется физическому разрушению.

Расчет механических нагрузок, связанных с распространением ударных волн в СПК. Знание интенсивности ударной волны в СПК позволяет рассчитать толщину стенок гелиевого канала, необходимую для того, чтобы выдержать возникающие динамические нагрузки. Предполагая, что радиус стенок много больше их толщины, считаем механическое напряжение F в сечении стенок постоянным и равным

$$F = rP/\Delta, \quad (20)$$

где r и Δ — радиус и толщина стенок.

В качестве подложки в СПК чаще всего планируется использовать медь. Толщина медных стенок с пределом прочности $\kappa = 3 \cdot 10^8$ Па должна быть $\Delta = 2,5$ мм.

Отметим, что приведенное значение предельной прочности получено при комнатной температуре и постепенном увеличении нагрузки. При $4,2$ К прочность металлов может в 2 — 5 раз превышать их прочность при нормальной температуре [Л. 11]. Однако при криогенных температурах значительно увеличивается хрупкость материалов, а распространение ударных волн по кабелю можно рассматривать как серию ударов по стенке. Создание же токопроводящих элементов с толщиной стенок больше (5 — 8) мм нецелесообразно по условиям охлаждения при нормальной работе СПК, что в целом ряде случаев лишает возможности создания стенок, выдерживающих динамические нагрузки.

При распространении ударной волны вдоль СПК распорки будут испытывать удар силой P_2 на единицу площади. Как видно из приведенных выше рассуждений, распространение ударной волны по СПК без принятия специальных мер защиты может привести к разрушению СПК на большой его протяженности. Поэтому возникает вопрос защиты окружающего СПК пространства. Для определения толщины внешней брони СПК воспользуемся формулой (20). Учитывая, что внешний радиус СПК равен примерно $0,3$ м [Л. 2] и для стали $\kappa = 15 \cdot 10^9$ Па, получаем толщину брони

3 мм. Однако действительную толщину брони

необходимо увеличить, учитывая ударный характер протекающих в СПК процессов.

Обсуждение результатов. Отметим, что резуль-

таты настоящей статьи получены для идеализированного случая (так, не учитывалось влияние муфт, распорок, разрушение гелиевого канала на затухание ударной волны и т. д.). Однако приведенные результаты показывают необходимость при проектировании СПК учета возможных последствий пробоя и создания специальных мер для уменьшения их отрицательного действия.

При проектировании СПК с учетом возможных последствий пробоя ЭИ могут быть намечены следующие пути решения проблемы:

1) создание СПК с необходимым запасом механической прочности, ограничивающим область разрушения небольшой зоной в непосредственной близости от места пробоя;

2) применение специальных мер и устройств для ограничения области разрушения.

Во втором случае область разрушения СПК при пробое в нем будет значительно больше, чем в первом. Выбор того или иного технического решения должен определяться детальным технико-экономическим анализом.

Полученные выше оценки для параметров процессов в СПК при пробое для первого случая будут являться расчетными, а для второго — исходными для выбора специальных мер уменьшения области разрушения СПК и определения размеров этой области. При проектировании СПК с ЭИ, полностью исключающей возникновение пробоя (если это окажется возможным), технико-экономическое сравнение необходимо проводить с учетом возможных последствий пробоя для других конструкций кабеля. Специальные меры необходимо применять не только для уменьшения области возможных разрушений СПК, но и для сведения к минимуму потерь гелия.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электрические станции, сети и системы. Сверхпроводящие линии электропередачи/ Ю. Н. Астахов, В. А. Венников, Э. Н. Зуев, В. С. Околотин — М.: ВИНТИ, 1971.
2. Электротехнические материалы, электрические конденсаторы, провода и кабели, т. 9. Сверхпроводимость и ее применение/ Под ред. Б. М. Тареева — М.: ВИНТИ, 1975.
3. Carwin R. L., Matisoo Y. Superconducting lines transmission of large amounts of Electric Power over great distances. — Proc. IEE, 1967, vol. 55, № 4.
4. Глинтерник С. Р., Богачкова М. Л. Связь переходных процессов и условий регулирования с параметрами сверхпроводящего кабеля линий передач постоянного тока. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1972, № 4.
5. Melville P. H. Temperature rise in a superconducting cable during overload. — Cryogenics, 1975, vol. 15, № 5.
6. Седов Л. И. Методы подобия и размерности в механике. — М.: Наука, 1977, 440.
7. Карников В. П., Коробейников В. П., Рязанов Е. В. Приближенный метод решения задачи о взрыве в некоторых идеальных сжимаемых средах. — ПМТФ, 1963, № 2.
8. Murakushi V., Fukagawa H., Uchigama T. Transient oil pressure rise at EHV pipe Type cable faults. — IEEE Trans. on PAS, 1972, vol. 91, № 4.
9. Strom A. P. Long 60 cycle arcs in air. — AIEE Trans., 1966, № 65.
10. Справочник по физико-техническим основам криогеники/ Под ред. М. П. Малкова — М.: Энергия, 1973.
11. Брехна Г. Сверхпроводящие магнитные системы/ Пер. с англ. — М.: Мир, 1976.

[05.11.80]

Регулирование асинхронных электроприводов на основе непосредственных преобразователей частоты

ДАЦОВСКИЙ Л. Х., КОРИНЕВ Б. Л., КУЗНЕЦОВ И. С., СКРЫПНИК В. А.,
ФЕДОТЕНКО Л. В.

Москва

По системе «непосредственный преобразователь частоты (ПЧНС) — асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором» перспективны безредукторные тихоходные электроприводы средней мощности с исполнительными двигателями специального исполнения, а также глубокорегулируемые электроприводы с повышенными требованиями в отношении быстродействия, перегрузочной способности и качества регулирования частоты вращения.

В частотно-регулируемой АД изменение управляющих воздействий, осуществляемое с целью изменения электромагнитного момента, сопровождается в общем случае электромагнитным переходным процессом, основным признаком которого является наличие свободных составляющих потокоцепления ротора [Л. 1].

Легко получить выражение электромагнитного момента АД:

$$M = \frac{3}{2} z_p \frac{1}{R_r} [\psi_{1r} p \psi_{2r} - \psi_{2r} p \psi_{1r} + (\omega_c - \omega) (\psi_{1r}^2 + \psi_{2r}^2)]. \quad (1)$$

(Здесь и далее обозначения даны в приложении.)

Из (1) следует, что нормированный характер изменения момента в частотно-регулируемом АД достижим при условии управления потокоцеплением ротора [Л. 2]. Анализ структурных представлений, проведенный в [Л. 3], показал, что наиболее просто и строго эта задача решается системой автоматического регулирования (САР) векторно-матричного типа, синтезируемой во вращающейся системе координат (отсчета), связанной с вектором потокоцепления ротора $\bar{\psi}_r$ (сокращенно «система отсчета $\bar{\psi}_r$ »). Основные теоретические положения по синтезу такой САР частоты вращения АД были разработаны в [Л. 4]. В [Л. 5] предложена система частотно-регулируемого асинхронного электропривода на основе преобразователя частоты с автономным инвертором тока. Синтез САР асинхронного электропривода на основе ПЧНС рассмотрен в [Л. 6].

В основе синтеза САР векторно-матричного типа лежат полный учет динамических свойств объекта регулирования, методы преобразования электромеханических систем при изменениях систем координат, в которых формируются управляющие воздействия, и принципы подчиненного регулирования переменных. В САР такого типа достигаются высокие быстродействие и качество регулирования момента и частоты вращения, большая кратность максимального момента, однако для их реализации необходим большой объем аппаратуры управления с высокими требованиями в отношении точности. Такие САР приводят в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе к завышению мощности установленного силового электрооборудования.

Требования большого количества рабочих механизмов могут быть удовлетворены более простыми

САР частотно-токового типа, синтез которых основывается на анализе статических характеристик и режимов работы двигателя. В статье описывается САР векторно-матричного типа, свободная от некоторых из указанных недостатков, и САР частотно-токового типа с повышенным быстродействием.

САР векторно-матричного типа. Уравнения объекта регулирования (АД совместно с ПЧНС) в системе отсчета $\bar{\psi}_r$ записываются в виде:

$$\left. \begin{aligned} U_{1s} &= R' (1 + pT'_{l1}) i_{1s} - \omega_c L'_{s1} i_{2s} - \\ &\quad - \frac{k_r \psi_{1r}}{T_r} + \omega_c \frac{T_{\mu i}}{1 + pT_{\mu i}} U_{2s}, \\ U_{2s} &= R' (1 + pT'_{l1}) i_{2s} + \omega_c L'_{s1} i_{1s} + \\ &\quad + \omega k_r \psi_{1r} - \omega_c \frac{T_{\mu i}}{1 + pT_{\mu i}} U_{1s}; \\ 0 &= R_r i_{1r} + p \psi_{1r}; \\ 0 &= R_r i_{2r} + (\omega_c - \omega) \psi_{1r}; \\ M &= \frac{3}{2} z_p k_r \psi_{1r} i_{2s}; \\ \omega &= \frac{z_p}{J p} (M - M_{cr}) dt; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_{1r} &= L_m (i_{1s} + i_{1r}) + L_{r1} i_{1r}; \\ \psi_{2r} &= L_m (i_{2s} + i_{2r}) + L_{r1} i_{2r} = 0; \\ \psi_{1s} &= L_m (i_{1s} + i_{1r}) + L_{s1} i_{1s}; \\ \psi_{2s} &= L_m (i_{2s} + i_{2r}) + L_{s1} i_{2s}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Из (2) следует, что объект регулирования характеризуется шестью внутренними перекрестными связями, оценка влияния которых на характер переходных процессов будет дана ниже.

Алгоритм управления АД в выбранной системе отсчета и основные условия его реализации определяются, если предположить питание статорных обмоток от преобразователя, работающего в режиме источника тока переменной частоты. В этом случае два первых уравнения системы (2) приводятся к виду:

$$\left. \begin{aligned} i_{1s} &= \frac{p \psi_{1r}}{k_r R_r} + \frac{\psi_{1r}}{L_m}, \\ i_{2s} &= \frac{(\omega_c - \omega) \psi_{1r}}{k_r R_r}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Из (2) и (4) следует, что реализация оптимального по быстродействию управления системой, динамическое состояние которой характеризуется потокоцеплением ротора, возможна, если САР обеспечивает: поддержание $\psi_{1r} = \text{const}$; регулирование амплитуды и фазы тока статора i_s при изменениях скольжения $(\omega_c - \omega)$.

Дополним систему уравнений объекта регулирования уравнениями преобразования управляющего воздействия (вектора тока статора) из системы отсчета АД ($\alpha \beta$) в систему отсчета (1, 2).

В соответствии с векторной диаграммой (рис. 1)

$$\left. \begin{aligned} i_{1s} &= i_{\alpha s} \cos \psi + i_{\beta s} \sin \psi; \\ i_{2s} &= i_{\beta s} \cos \psi - i_{\alpha s} \sin \psi. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

В задающем устройстве САР соответственно должна быть включена нелинейность:

$$\left. \begin{aligned} i_{\alpha s} &= i_{1s} \cos \psi - i_{2s} \sin \psi; \\ i_{\beta s} &= i_{1s} \sin \psi + i_{2s} \cos \psi. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Из (5) и (6) следует, что условием реализации управления АД в системе отсчета $\bar{\psi}_r$ является введение в САР информации об угловом положении этого вектора.

Угол ψ в объекте регулирования определяется интегрированием первого уравнения системы (4):

$$\dot{\psi} = \frac{1}{p} \left(\omega + \frac{k_r R_r i_{2s}}{\psi_{1r}} \right). \quad (7)$$

Уравнения для вектора тока статора в системе отсчета $\bar{\psi}_r$ могут быть получены из (4):

$$\left. \begin{aligned} i_{1s} &= i_s \cos \arctg \frac{(p\psi - \omega) \frac{\psi_{1r}}{T_r}}{p\psi_{1r} + \frac{\psi_{1r}}{T_r}}; \\ i_{2s} &= i_s \sin \arctg \frac{(p\psi - \omega) \frac{\psi_{1r}}{T_r}}{p\psi_{1r} + \frac{\psi_{1r}}{T_r}}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

При наличии погрешности в определении угла ψ , оцениваемой величиной $\Delta\psi$, переходный процесс в АД определяется системой нелинейных дифференциальных уравнений второго порядка, так как уравнения (4) с учетом (8) переписутся в виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{k_r R_r} p\psi_{1r} + \frac{\psi_{1r}}{L_m} &= i_s \cos \arctg \left[\frac{(p\psi - \omega) \frac{\psi_{1r}}{T_r}}{p\psi_{1r} + \frac{\psi_{1r}}{T_r}} + \Delta\psi \right]; \\ \frac{\psi_{1r}}{k_r R_r} p(\Delta\psi) + \frac{\psi_{1r}}{k_r R_r} (p\psi - \omega) &= \\ &= i_s \sin \arctg \left[\frac{(p\psi - \omega) \frac{\psi_{1r}}{T_r}}{p\psi_{1r} + \frac{\psi_{1r}}{T_r}} + \Delta\psi \right]. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

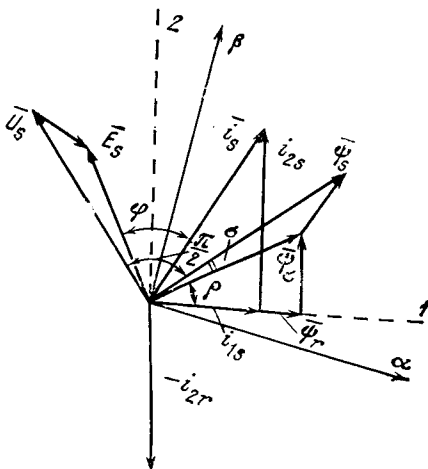


Рис. 1. Векторная диаграмма частотно-регулируемого АД.

1 2 — оси вращающейся системы координат, связанной с вектором потокосцепления ротора $\bar{\psi}_r$; α , β — оси неподвижной системы координат, связанной со статором АД.

Из (9) следует, что погрешность в измерении угла ψ приводит в динамических режимах к колебательности электромагнитного момента [Л. 4].

Из (2), (3) и с помощью векторной диаграммы рис. 1 легко находятся выражения для основных статических характеристик частотно-регулируемого АД. Эти выражения приведены в таблице, там же даны выражения аналогичных статических характеристик для управления АД с $\psi_s = \text{const}$.

Сравнение статических характеристик для двух случаев управления позволяет оценить степень использования установленной мощности основного силового электрооборудования (двигатель, ПЧНС, трансформатор). Анализ выражения для потоко-сцеплений показывает, что в случае управления с $\psi_r = \text{const}$ настройка САР АД на режим, обеспечивающий работу двигателя на линейной части характеристики намагничивания (для обеспечения нормированного характера изменения M), в электроприводах с высокой кратностью динамических перегрузок приводит к заниженным значениям ψ_s при нагрузках, близких к номинальным. Поэтому для электроприводов, нагрузочные диаграммы которых характеризуются высокой кратностью динамических перегрузок и относительно большой продолжительностью работы на установившейся скорости, целесообразен такой алгоритм управления: в переходных режимах — регулирование с $\psi_r = \text{const}$, в установившихся — регулирование с $\psi_s = \text{const}$.

На рис. 2 показана функциональная схема САР частоты вращения с переменной структурой, реализующая в переходных режимах пуска — торможения управление АД с $\psi_r = \text{const}$, а в установившихся — с $\psi_s = \text{const}$ [Л. 7]; САР синтезирована в системе отсчета, связанной с $\bar{\psi}_r$.

Система регулирования имеет два канала регулирования: канал регулирования момента, в котором контур регулирования составляющей тока i_{2s} подчинен контуру регулирования скорости; канал регулирования потокосцепления ротора, в котором контур регулирования составляющей тока i_{1s} подчинен контуру регулирования потокосцепления ψ_{1r} .

Регулирование с $\psi_r = \text{const}$ однозначно определяет зависимость электромагнитного момента АД от составляющей i_{2s} тока статора и одновременно линеаризует звено формирования момента в объекте регулирования.

Регулятор скорости подключен к контуру регулирования «активной» составляющей тока через делительное устройство Д1. Благодаря этому осуществляется автоматическая перестройка коэффициента передачи канала при изменениях ψ_r . Ограничение момента АД обеспечивается с выхода регулятора скорости. Сигнал задания скорости формируется задатчиком интенсивности ЗИ. Для развязки каналов регулирования в схему вводятся связи, осуществляющие компенсацию внутренних связей объекта.

Компенсированные связи вводятся на выходе И-регуляторов составляющих токов статора. При этом перекрестные связи, вносимые ПЧНС и характеризующие взаимовлияние контуров регулирования

Наименование переменной	Управление	
	$\psi_r = \text{const}$	$\psi_\delta = \text{const}$
Ток статора	$i_s = \frac{\psi_r}{L_m} \sqrt{1 + (\omega_c - \omega)^2 T_r^2} \quad (10)$	$i_s = \frac{\psi_\delta \sqrt{1 + (\omega_c - \omega)^2 T_r^2}}{L_m \sqrt{1 + \frac{L_r^2 r_l}{R_r^2} (\omega_c - \omega)^2}} \quad (15)$
Напряжение статора	$U_s = \psi_r \omega_c \sqrt{\left[\frac{R'}{\omega_c L_m} + \frac{k_r}{T_r \omega_c} - \frac{L'_s (\omega_c - \omega)}{R_r k_r} \right]^2 + \left[\frac{R' (\omega_c - \omega)}{k_r R_r \omega_c} + \frac{L'_s}{L_m} + \frac{\omega}{\omega_c} k_r \right]^2} \rightarrow \quad (11)$	$U_s = \frac{\psi_\delta \omega_c}{\sqrt{1 + \frac{L_r^2 r_l}{R_r^2} (\omega_c - \omega)^2}} \times \sqrt{\left[\frac{R'}{\omega_c L_m} + \frac{k_r}{T_r \omega_c} - \frac{L'_s (\omega_c - \omega)}{R_r k_r} \right]^2 + \left[\frac{R' (\omega_c - \omega)}{k_r R_r \omega_c} + \frac{L'_s}{L_m} + \frac{\omega}{\omega_c} k_r \right]^2} \rightarrow \quad (16)$
Электромагнит- ный момент	$M = \frac{3}{2} z_p \frac{\psi_r^2}{R_r} (\omega_c - \omega) \quad (12)$	$M = \frac{3}{2} z_p \frac{\psi_\delta^2 R_r (\omega_c - \omega)}{R_r^2 + L_r^2 r_l (\omega_c - \omega)^2} \quad (17)$
Потокосцепле- ние ротора	$\psi_r = \text{const} \quad (13)$	$\psi_r = \frac{\psi_\delta}{\sqrt{1 + \frac{L_r^2 r_l}{R_r^2} (\omega_c - \omega)^2}} \quad (18)$
Потокосцепле- ние потока воз- душного зазора	$\psi_\delta = \psi_r \sqrt{1 + \frac{L_r^2 r_l}{R_r^2} (\omega_c - \omega)^2} \quad (13)$	$\psi_\delta = \text{const} \quad (19)$
Полное потоко- сцепление (ста- тора)	$\psi_s = \psi_r \sqrt{\left(1 + \frac{L_{sl}}{L_m}\right)^2 + \frac{(\omega_c - \omega)^2}{k_r^2 R_r^2} (k_r L_{rl} + L_{sl})^2} \quad (14)$	$\psi_s = \psi_\delta \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{L_{sl}}{L_m}\right)^2 + \frac{(\omega_c - \omega)^2}{k_r^2 R_r^2} (k_r L_{rl} + L_{sl})^2}{1 + \frac{L_r^2 r_l}{R_r^2} (\omega_c - \omega)^2}} \quad (19)$

фазных токов в системе отсчета 1,2, не компенсируются, так как их действие в рабочем диапазоне выходных частот ПЧНС проявляется слабо. Остальные компенсирующие связи объекта регулирования формируются упрощенно, по сигналу ω_m (а не ω_c) и по выходным сигналам соответствующих регуляторов ($PT1$ и $PT2$), имеющих гармонический состав лучше, чем при непосредственном измерении регулируемых величин.

Проведенные исследования математической модели САР показали, что главными внутренними перекрестными связями являются $\omega_c L' s i_{2s}$, $\omega_c L' s i_{1s}$ и $\omega_m z_p k_r \psi_{1r}$: осциллограммы на рис. 3 характеризуют потерю устойчивости системы при отсутствии компенсирующих обратных связей в регулирующей части САР.

Осциллограммы на рис. 4 показывают, что при введении главных компенсирующих обратных связей характер переходных процессов в отношении M , ω и i_s приближается к стандартному для систем подчиненного регулирования с последовательной коррекцией.

Сигналы Σ^*_{1s} и Σ^*_{2s} являются выходными сигналами регулирующей части САР, синтезируемой в системе отсчета, связанной с $\bar{\psi}_r$. Они преобразуются в задающие сигналы Σ^*_A , Σ^*_B и Σ^*_C на вхо-

де регуляторов фазных токов ($PT\Phi$) с помощью координатных преобразователей $ПК1$, $ПК2$ и сигналов датчиков магнитного потока; в $ПК1$ осуществляются нелинейные преобразования в соответствии с равенствами (6). Отметим, что координатный преобразователь $ПК1$ одновременно компенсирует нелинейности АД в системе отсчета, связанной с вектором $\bar{\psi}_r$.

Переменные, вводимые в САР, вычисляются в соответствии с равенствами:

в $РУ1$ (вычисление составляющих потокосцепления ротора)

$$\left. \begin{aligned} \psi_{ar} &= \frac{\psi_{ab}}{k_r} - L_{rl} i_{as}; \\ \psi_{br} &= \frac{\psi_{bb}}{k_r} - L_{rl} i_{bs}; \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

в $РУ2$ (вычисление модуля и угла вектора потокосцепления ротора)

$$\left. \begin{aligned} |\bar{\psi}_r| &= \sqrt{\psi_{ar}^2 + \psi_{br}^2}; \\ \sin \psi &= \frac{\psi_{br}}{|\bar{\psi}_r|}; \\ \cos \psi &= \frac{\psi_{ar}}{|\bar{\psi}_r|}. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

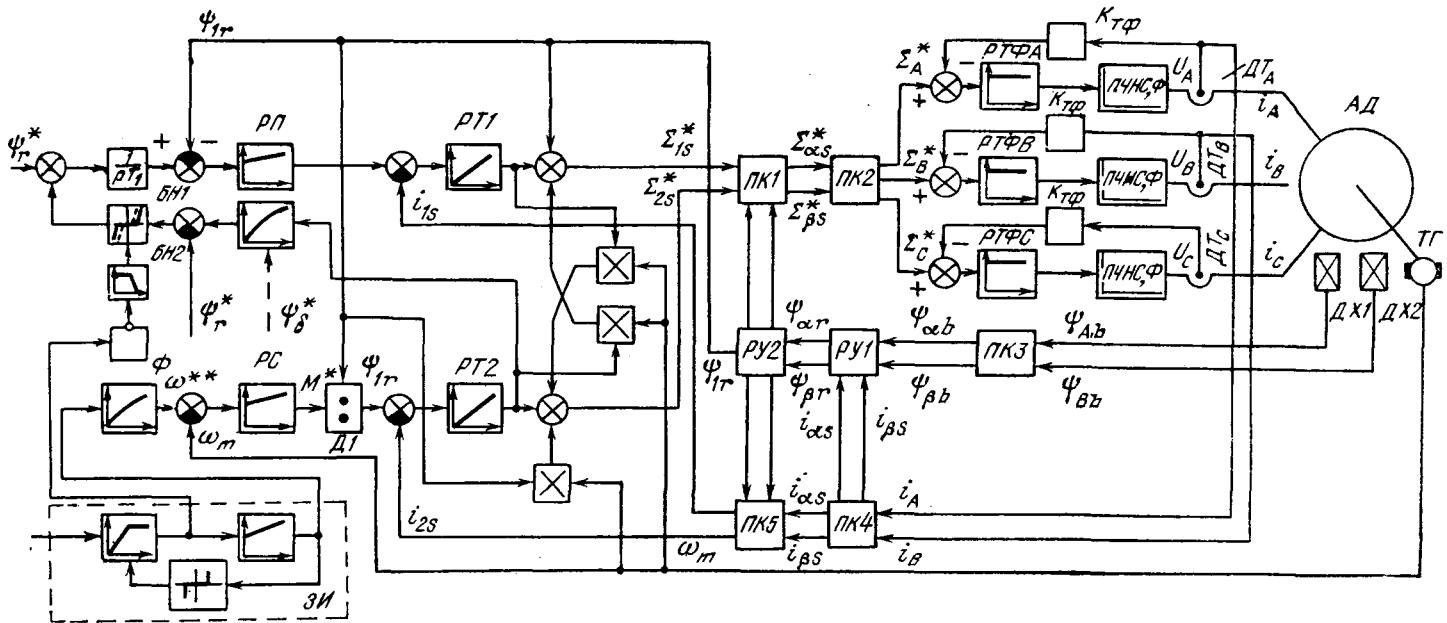


Рис. 2. Функциональная схема САР частоты вращения векторно-матричного типа.

АД — асинхронный двигатель; ПЧНС — фаза непосредственного преобразователя частоты; РТФ — регулятор фазного тока; РТ1(2) — регуляторы составляющих тока во вращающейся системе координат; РП — регулятор потокоосцепления; РС — регулятор частоты вращения; Ф — фильтр; БН — нелинейность; ЗИ — задатчик интенсивности; ПК — преобразователь координат; РУ — решающее устройство; ДХ — датчик Холла; ТГ — датчик частоты вращения; ДТ — датчик тока.

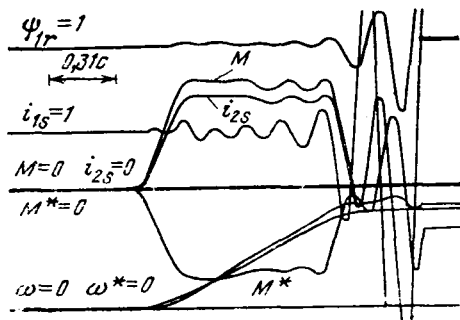


Рис. 3. Осциллограммы переходных процессов в САР векторно-матричного типа при отсутствии компенсирующих обратных связей (разгон до \$\omega=0,4\$; \$M_c=1\$ о. е., внутренние перекрестные связи (ВПС) объекты не скомпенсированы).

Устройство РУ2 вводит в САР скорости задающие сигналы частоты \$\omega_c\$ и постоянной амплитуды, которые генерируются приводным двигателем (АД). В соответствии со структурной схемой объекта регулирования в любой момент времени угловая частота этих сигналов определяется из равенства

$$p\psi = \frac{k_r R_r i_{2s}}{\psi_{1r}} \pm \omega. \quad (22)$$

Эти сигналы определяют форму кривой выходного тока ПЧНС. Это обстоятельство, а также необходимость высокой точности в управлении фазой тока статора, обуславливает жесткие требования к фильтрующим устройствам в канале переработки информации датчиков Холла (на рис. 2 эти устройства не показаны). Из известных устройств такого типа этим требованиям в полной мере отвечает «векторный фильтр», предложенный в [Л. 5]. Перестройка структуры задающего устройства САР осуществляется по сигналу ЗИ (наличие сигнала

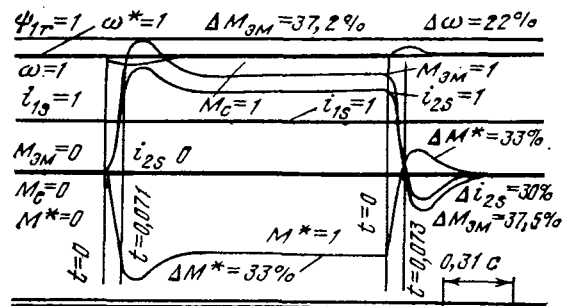


Рис. 4. Осциллограммы переходных процессов в САР векторно-матричного типа при компенсации ВПС (сброс и наброс нагрузки с \$M_c=1\$ о. е.).

на входе И-части ЗИ) с помощью блока регулируемой нелинейности БН1 (с регулируемым источником подпора БН2).

Работа задающего устройства в канале регулирования \$\psi_r\$ описывается выражениями:

в переходных режимах

$$\psi_{1r}^* = \text{const};$$

в установившихся режимах

$$\psi_{1r}^* = \sqrt{\psi_{\delta}^2 - k^2 i_{2s}^2 L^2 r_1}.$$

Чтобы избежать насыщения двигателя в области высоких значений перегрузок, при регулировании с \$\psi_r = \text{const}\$ заданное значение «намагничивающей» составляющей \$i_{1s}\$ принимается ниже \$i_{1s\text{ном}}\$. Для реальных АД

$$0,2 i_{1s\text{ном}} \leq i_{1s} \leq 0,5 i_{1s\text{ном}}.$$

Чтобы исключить работу на нелинейной части регулировочной характеристики ПЧНС (при принятом «потолочном» значении его выходного напря-

жения), заданные значения ψ_{1r}^* вводятся в канал регулирования через интегральный регулятор с большой постоянной времени. Следует отметить, что аналогично может быть осуществлена оптимизация АД в установившихся режимах по любому другому критерию (а не только $\psi_s = \text{const}$). Если работа привода характеризуется не только режимами пуска — торможения, но и ударным характером нагрузки, то перестройку структуры задающего устройства в канале ψ_r следует осуществлять:

при *П*-регуляторе скорости — по рассогласованию на входе *и*-регулятора составляющей i_{2s} тока статора; при *ПИ*-регуляторе скорости — по сигналу ошибки по ускорению.

САР частотно-токового типа. При отсутствии высоких требований к качеству регулирования момента и частоты вращения САР АД может быть значительно упрощена. Наиболее совершенными САР упрощенного типа являются частотно-токовые. В частотно-регулируемом АД с САР частотно-токового типа изменение управляющих и возмущающих воздействий сопровождается колебательным характером изменения электромагнитного момента. При частотно-токовом управлении АД САР обеспечивается выполнение параметрической зависимости между значением тока статора и частотой тока ротора. Конкретный вид ее определяется принятым законом регулирования. Для наиболее часто встречающегося случая регулирования с поддержанием $\psi_s = \text{const}$ зависимость эта принимает вид (15).

Общим недостатком частотно-токовых САР является косвенное регулирование потока АД посредством параметрической их настройки: в реальных условиях имеет место зависимость параметров АД от его режима работы. Зависимость (15) можно переписать в виде

$$i_s = \frac{\psi \sqrt{1 + \left(\frac{L_m + L_{rl}}{R_r}\right)^2 (\omega_c - \omega)^2}}{L_m \sqrt{1 + \frac{L_{rl}^2}{R_r^2} (\omega_c - \omega)^2}}. \quad (23)$$

Как следует из (23), с изменением параметров L_m , L_{rl} , R_r поддержание САР заданной зависимости между i_s и $(\omega_c - \omega)$ не обеспечивает работу с постоянным значением ψ_s . Анализ показывает, что основным параметром АД, влияющим на отклонение ψ_s от заданного значения, является активное сопротивление ротора R_r , которое в зависимости от теплового состояния двигателя может меняться в 1,5 раза. Изменениями параметра L_{rl} можно пренебречь, так как он определяется геометрическими размерами АД и составляет всего до 7% от L_m . Изменения с насыщением индуктивности контура намагничивания L_m могут быть учтены при построении зависимости (23) методом, предложенным в [Л. 8], сущность которого заключается в линеаризации магнитной цепи АД посредством введения эквивалентного тока намагничивания. С применением этого метода для фиксированных значений $i_s = \text{const}$ строится семейство «моментных характеристик» $M = f(\omega_c - \omega)$.

На рис. 5 представлены «моментные характеристики» АД ВАО-630Л-8 мощностью 700 кВт, расчи-

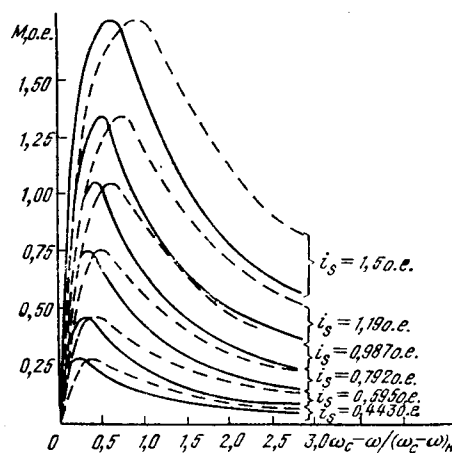


Рис. 5. Моментные характеристики АД типа ВАО-630-8 $M = F(\omega_c - \omega)$ при $i_s = \text{const}$; ——— температура обмотки ротора 15°C; — · — температура обмотки ротора 115°C.

танные для двух тепловых режимов АД: «холодного» (температура обмотки ротора 15°C) и «горячего» (температура обмотки ротора 115°C). По «моментным характеристикам» строится параметрическая зависимость $i_s = f(\omega_c - \omega)$ для выполнения функционального преобразователя задающего устройства САР.

Семейство «моментных характеристик» и соответственно зависимость $i_s = f(\omega_c - \omega)$, реализуемая САР, могут быть рассчитаны для любого закона управления потокосцеплениями АД (в частности, $\psi_s = \text{const}$, $\psi_r = \text{const}$ или для регулирования «по минимуму» тока). При этом следует учесть, что если рабочие точки «моментных характеристик» лежат слева от точки экстремума, то при нагрузках $M > 0,5 M_n$ двигатель находится в зоне глубокого насыщения. Обычно настройка функционального преобразователя, реализующего зависимость $i_s = f(\omega_c - \omega)$, производится для «горячего» состояния АД; при «холодном» состоянии АД ток i_s будет возрастать.

При выборе в качестве управляющего параметра частоты тока ротора достигается наиболее простой и эффективный способ стабилизации частоты вращения во всем диапазоне рабочих режимов: частота тока статора в каждый момент времени определяется как сумма заданной частоты тока ротора и частоты его вращения:

$$\omega_c = \omega \pm (\omega_c - \omega). \quad (24)$$

При заданном ограничении $(\omega_c - \omega)$ и поддержании $\psi_s = \text{const}$ такой способ формирования частоты ω_c обеспечивает работу АД на линейной части механических характеристик как в установившихся, так и в переходных режимах пуска и торможения, при ограничении момента и тока.

На рис. 6 представлена функциональная схема частотно-токовой САР [Л. 8], которая выполнена с подчиненным регулированием параметров: контуры регулирования фазных токов подчинены контуру регулирования частоты вращения. Частота вращения ротора контролируется импульсным датчиком скорости ИДС. С выхода ИДС поступают две последовательности прямоугольных импульсов со сдвигом в $\pi/2$, частота следования которых пропорциональна частоте вращения ротора. Импульсы

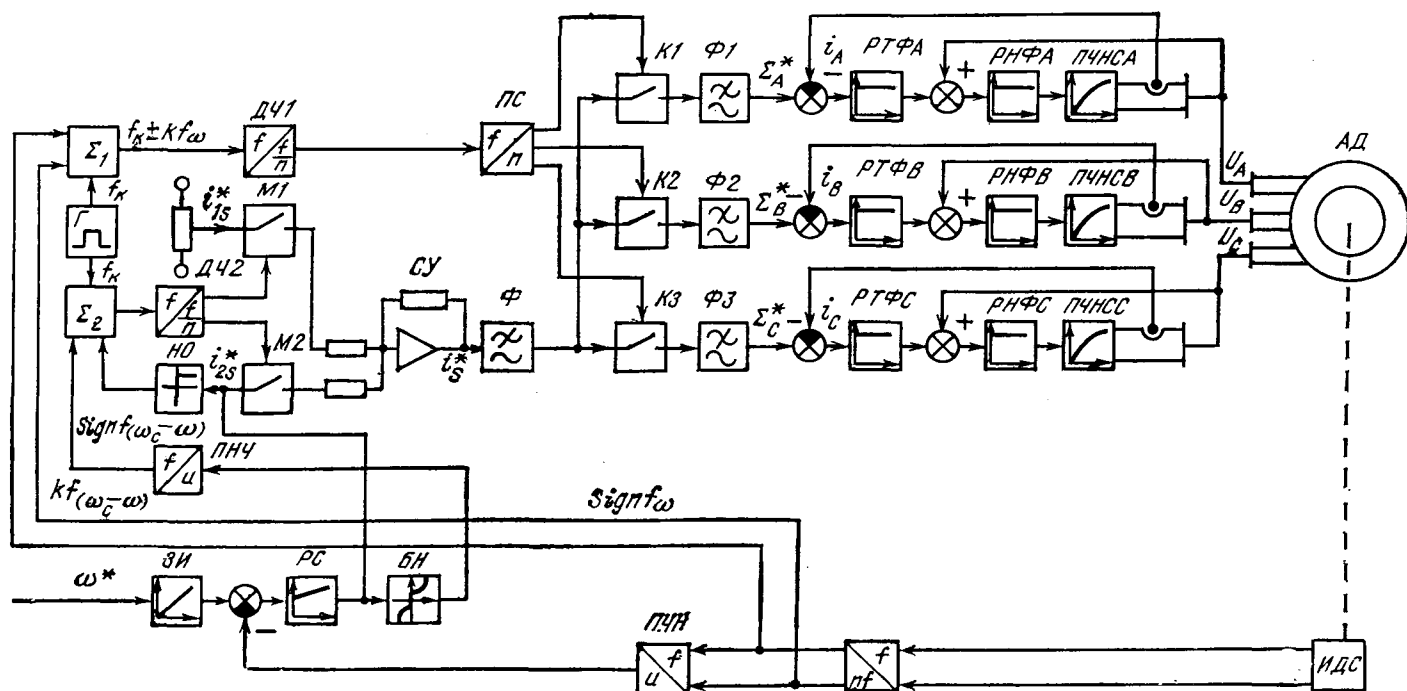


Рис. 6. Функциональная схема САР частоты вращения частотно-токового типа.

АД — асинхронный двигатель; ПЧНС — фаза непосредственного преобразователя частоты; РТФ — регулятор фазного тока; РС — регулятор системы вращения; БН — нелинейность; ЗИ — задатчик интенсивности; ПЧН, ПНУ — преобразователи «частота — напряжение» и «напряжение — частота»; Ф — фильтр; ПС — пересчетная схема; ДЧ — делитель частоты; К — коммутатор; М — модулятор; Г — генератор тактовой; Σ — сумматор; НО — нуль-орган; ИДС — импульсный датчик частоты вращения.

с выхода ИДС поступают в устройство «учетверителя-формирователя» (УФ), где формируются по длительности, а также умножаются на 1, 2 и 4 (для согласования ИДС с АД, имеющего различное число пар полюсов). Последнее обеспечивает при двух типоразмерах дисков ИДС (96 и 144 имп. на оборот) управление АД с числом пар полюсов $z_p = 1, 2, 3, 4, 6$. С выхода УФ поступает также сигнал $\text{sign } f_\omega$ направления вращения ротора.

На входе регулятора частоты вращения РС заданное и действительное значения скорости сравниваются в аналоговой форме; действительное значение ω вводится на вход РС посредством преобразователя «частота — напряжение» (ПЧН). Выход РС определяет активную составляющую тока статора i_{1s} в системе отсчета, связанной с вектором \vec{U}_s ; сигнал i_{1s}^* поступает на вход модулятора M_2 . Намагничивающая составляющая тока в выбранной системе отсчета $i_{1s}^* = \text{const}$ поступает на вход модулятора M_1 . Выходные напряжения модуляторов M_1 и M_2 сдвинуты относительно друг друга на $\pi/2$, сигнал на выходе фильтра-сумматора Ф равен:

$$\left. \begin{aligned} i_s^* &= \sqrt{(i_{1s}^*)^2 + (i_{2s}^*)^2}; \\ \varepsilon_c &= \arctg \frac{i_{2s}^*}{i_{1s}^*}. \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Одновременно выход РС посредством преобразователя «напряжение — частота» ПНУ вводится в САР как заданное значение частоты тока ротора $\omega_c - \omega$. Такой способ формирования параметрической зависимости «ток — частота скольжения» улучшает динамические показатели частотно-токовой САР: поворот вектора тока в переходных режимах пуска и торможения обеспечивает форсированный характер их протекания. Особенностью рас-

сматриваемой САР является задание зависимости «ток — частота скольжения» в виде $(\omega_c - \omega) = f(i_s)$. Необходимая жесткость механических характеристик в такой САР обеспечивается только контуром регулирования частоты вращения; в разомкнутой по частоте вращения САР механические характеристики привода предельно мягкие (вертикальные). В частотно-токовых САР, реализующих зависимость $i_s = f(\omega_c - \omega)$ жесткость линейной части механических характеристик определяется жесткостью характеристики АД. Контур регулирования частоты скольжения $(\omega_c - \omega)$ выполнен разомкнутым с использованием принципа регулирования по возмущению и воздействию на частоту ПЧНС в соответствии с выражением (24).

Сложение частоты вращения ротора и заданной частоты тока ротора осуществляется в импульсной форме. В сумматоре Σ_1 происходит сложение частоты вращения ротора ω и опорной частоты ω_K тактового генератора Г; в сумматоре Σ_2 — частоты тока ротора $(\omega_c - \omega)$ и опорной частоты ω_K . Сигнал с выхода Σ_1 через делитель частоты ДЧ1 поступает в пересчетную схему ПС, где преобразуется в трехфазную систему прямоугольных напряжений, управляющих работой коммутаторов $K_1 - K_3$. Сигналы разностной частоты с выходов коммутаторов сглаживаются выходными фильтрами $\Phi_1 - \Phi_3$.

Направление вращения ротора АД задается сигналом $\text{sign } f_\omega$, который вводится в сумматор Σ_1 , определяя порядок чередования фаз ПЧНС. Режим работы АД определяется нуль-органом (НО) на выходе РС; сигнал $\text{sign } f_{(\omega_c - \omega)}$ вводится в сумматор Σ_2 , определяя режим его работы (суммирование или вычитание частот). Трехфазная система

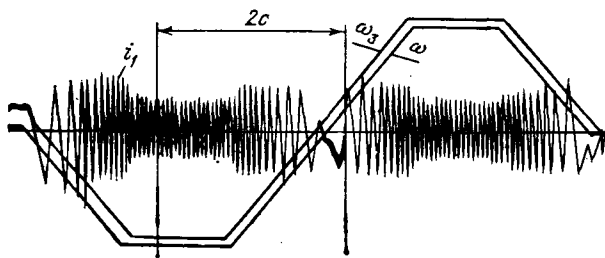


Рис. 7. Осциллограмма переходного процесса пуска и реверса частотно-регулируемого электропривода шахтной подъемной установки мощностью 320 кВт.

синусоидальных сигналов Σ^*_{A} , Σ^*_{B} , Σ^*_{C} с выхода фильтров Φ_1 — Φ_3 вводит на выходы регуляторов фазных токов РТФА, РТФВ, РТФС. На входы регуляторов фазных напряжений поступают сигналы положительной обратной связи по напряжению, компенсирующие (упрощенно) влияние э. д. с. вращения.

Частотно-токовые САР благодаря практически синусоидальной форме фазного тока АД обеспечивают диапазон регулирования скорости не менее 100:1. На рис. 7 представлены осциллограммы пуска, торможения и реверса частотно-регулируемого электропривода с исполнительным двигателем типа ВАО-630Л-8.

Приложение. Принятые обозначения: U — напряжение; i — ток; Φ — потокосцепление; M — момент; R — активное сопротивление; L — индуктивность; T — постоянная времени; J — электрохимическая постоянная времени; z_p — число пар полюсов; ω — частота вращения; $T_{\mu i}$ — постоянная времени фильтра на выходе САР, для ограничения полосы пропускания; p — символ дифференцирования. Индексы: s — статор; r — ротор; δ — воздушный зазор; l — рассеяние; m — взаимная индукция; c — синхронная; 1,2 — для обозначения проекций пространственных векторов на оси координатной системы, связанной с вектором потокосцепления ротора; α , β — для обозначения проекций пространственных векторов на оси координатной системы, связанной со статором;

натной системы, связанной со статором;

$$k_r = \frac{L_m}{L_m + L_{rl}}; \quad k_s = \frac{L_m}{L_m + L_{sl}};$$

$$L'_s = L_{sl} + k_r L_{rl}; \quad R' = R_s + k_r^2 R_r;$$

$$T_r = \frac{L_m + L_{rl}}{R_r}; \quad T'_c = \frac{L'_s}{R'}.$$

Технические данные АД типа 4АН 315 М4: $P=250$ кВт; $U_\phi=380$ В; $i_\phi=252$ А; $i_r=234$ А; $i_0=0,474$ А; $\cos \varphi=0,905$; $\omega_{\text{ном}}=154$ рад/с; $z_p=2$; $\left(\frac{\omega_c - \omega}{\omega_c}\right)_{\text{ном}} = 0,0155$; $R_s=0,0272$ Ом; $R_r=0,0232$ Ом; $L'_s=0,0012$ Гн; $L'_r=0,00115$ Гн; $L_m=0,0249$ Гн.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Hasse K. Zum dynamischen Verhalten der Asynchronmaschine bei Betrieb mit variabler Ständerfrequenz und Ständerspannung. — ETZ-A, 1968, Bd 89, № 4.
2. Шубенко В. А., Шрейнер Р. Т., Гильденбранд А. Д. Управление потокосцеплением ротора асинхронного двигателя при частотно-токовом управлении. — Электричество, 1971, № 2.
3. Дацковский Л. Х., Тарасенко Л. М. Выбор структур асинхронного двигателя для систем подчиненного регулирования параметров. — ЭП. Электропривод, 1974, № 2.
4. Blaschke F. Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine. — Siemens — Forschungs und Entwicklungsberichte, 1972, № 1.
5. Пат. № 1941312 (ФРГ).
6. Синтез систем подчиненного регулирования параметров в асинхронных электроприводах на основе непосредственных преобразователей/ Л. Х. Дацковский, Л. М. Тарасенко, И. С. Кузнецов, Ю. Е. Бабищев. — Электричество, 1975, № 9.
7. А. с. 649114 (СССР). Электропривод с машиной переменного тока/ Л. Х. Дацковский, Л. М. Тарасенко, Ю. Г. Пикус. — Оpubл. в Б. И., 1979, № 7.
8. Nainin D. Der Einfluss der Läuferfrequenz auf das Drehmomentverhalten von frequenzgesteuerten Asynchronmaschinen. — Bull. Schweiz. elektrotechn. Vereins, 1970, Bd 61, № 3.
9. А. с. 699643 (СССР). Устройство управления асинхронным короткозамкнутым двигателем/ В. А. Скрыпник, Л. Х. Дацковский, Е. Д. Лебедев и др. — Оpubл. в Б. И., 1979, № 43.

[26.11.80]

УДК 621.313.12 : 001.3

Модификации коммутаторных электрических генераторов повышенного напряжения

БУТ Д. А., доктор техн. наук
Московский авиационный институт

Среди бесконтактных электрических генераторов для автономных энергоустановок большой интерес представляют коммутаторные генераторы [Л. 1], называемые также генераторами с переключением потока [Л. 2]. Они имеют простую конструкцию ротора, высокую надежность, хорошие массо-габаритные показатели. Однако у коммутаторных генераторов есть и существенные недостатки — относительная сложность конструкции и технологии изготовления статора, состоящего из чередующихся участков индуктора и якоря, значительные потоки рассеяния, ограниченные окружные скорости шихтованного ротора без специальных прочностных обоев, сложность реализации многофазных, а также высоковольтных модификаций. Эти особенности предопределили рациональную

область применения коммутаторных генераторов максимальными пределами по мощности до 5 кВт·А при стандартных напряжениях, повышенных частотах и возбуждении от постоянных магнитов. Последнее определяет сложность регулирования и стабилизации напряжения генераторов, особенно при резких колебаниях внешней температуры или существенном повышении температуры во время работы (например, в термоинерционных генераторах).

Ряд перечисленных выше недостатков коммутаторных генераторов можно устранить в их модификациях, основанных на использовании электромагнитного осевого возбуждения [Л. 3]. На рис. 1 приведен общий вид однофазного коммутаторного генератора с осевым возбуждением [Л. 4]. Якорь

его состоит из осевых магнитно не связанных шихтованных сердечников 1, на которых расположены якорные катушки 2. Обмотка возбуждения выполнена в виде неподвижной катушки 3, одна из сторон которой (активная часть) расположена внутри полого вала 4. Катушка 3 наматывается через полый вал и закрепляется на статоре с помощью скобы 5 и крышки 6. Она может выполняться в виде жгута со штепсельным разъемом 7 на одном конце, с помощью которого осуществляется последовательное соединение витков и подвод питания. На валу находятся два комплекта магнитно не связанных шихтованных секторов 8 и 9, примыкающих через осевые зазоры к торцам сердечников 1 и охваченных прочностными обоймами 10. Тангенциальная длина сектора такова, что он перекрывает два соседних сердечника 1. Правые секторы 9 сдвинуты по азимуту относительно левых секторов 8 на угол π/N , где N — число секторов в каждом комплекте. Полости между секторами могут заливаться немагнитным сплавом 11. Для ослабления действия высших гармоник поля служит демпферная клетка, образованная шпильками 12. Шпильки заделаны в высокопроводящие скобы, охватывающие секторы. Генератор, изображенный на рис. 1, имеет воздушное охлаждение (продув), обеспечиваемое с помощью патрубков 13, 14, коллектора 15 и вентиляционных отверстий в корпусе 16. Вращение ротора осуществляется через шестерню 17. Приводной вал с ведущей шестерней может крепиться в подшипнике, эксцентрично заделанном в боковом щите (пунктир на рис. 1). Концы обмотки якоря выводятся с помощью проходных изоляторов 18. Для

улучшения формы выходной э. д. с. секторы 8 и 9 могут выполняться со скошенными вдоль радиуса краями.

Принцип действия генератора сводится к следующему. При питании обмотки возбуждения постоянным током создается магнитный поток, который замыкается по пути, состоящему из азимутальных участков в секторах 8 и 9 и аксиальных участков в сердечниках 1. Силовая линия потока имеет форму замкнутой зигзагообразной ломаной, охватывающей вал. Вращение ротора приводит к тому, что поток пульсирует в каждом сердечнике якоря с изменением знака, индуцируя рабочую э. д. с. в катушках 2.

В отличие от известных коммутаторных генераторов описанный генератор не относится к классу индукторных машин, поскольку магнитное поле в каждой точке рабочего зазора меняется по направлению.

Хотя генератор имеет торцевую конструкцию, осевые магнитные тяжения на ротор будут частично компенсированы даже при неравенстве зазоров с обеих сторон якоря, поскольку рабочий магнитный поток и индукция в зазоре определяются не локальным размером зазора, а суммарным немагнитным зазором на пути силовой линии.

Рассматриваемый генератор имеет ряд достоинств. Во-первых, благодаря наличию сплошных прочностных обойм его ротор допускает окружные скорости 200 м/с и более [Л. 5], что позволяет реализовать компактные регулируемые коммутаторные генераторы относительно большой мощности. Во-вторых, сосредоточенные якорные катушки в генераторе размещаются на отдельных сердечниках, которые легко изолируются друг от друга. Это позволяет получать высокие напряжения. В-третьих, как показывают оценки, генератор обладает повышенным быстродействием регулирования.

Недостатки генератора — большой объем обмотки возбуждения и повышенные потери на возбуждение, увеличенный диаметр вала и подшипников, усложненный приводной узел. В ряде случаев (например, для автономного привода от высокооборотной турбины) приводной узел естественным образом совмещается с редуктором. При жестких ограничениях на внешние магнитные поля требуется экранирование наружной части обмотки возбуждения.

Генератор на рис. 1 — однофазный. Возможны многофазные модификации коммутаторных генераторов с осевым возбуждением, одна из которых схематично изображена на рис. 2 [Л. 6]. В такой конструкции m -фазный якорь состоит из m отдельных блоков, содержащих радиально расположенные якорные катушки 1 с сердечниками 2, к которым через рабочие зазоры примыкают m роторных дисков с наружными 3 и внутренними 4 секторами (на рис. 2 $m=3$). Секторы 3 и 4 сдвинуты относительно друг друга по окружности и играют ту же роль, что секторы 8 и 9 на рис. 1. Силовая линия рабочего потока, охватывающая центральный токопровод возбуждения, имеет радиальные участки (в сердечниках 2) и азимутальные участки (в секторах 3, 4). При вращении ротора поток в сердечниках 2 периодически меняет знак и наводит э. д. с.

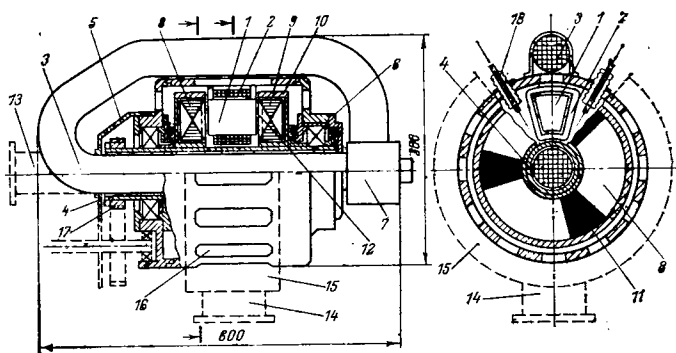


Рис. 1.

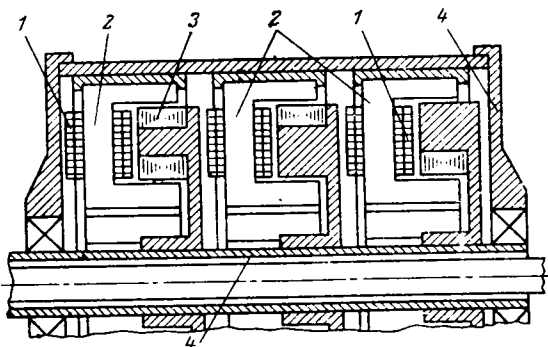


Рис. 2.

в катушках 1. Благодаря окружному сдвигу дисков ротора или якорных блоков на угол $2\pi/m$, на такой же угол будут сдвинуты и фазы э. д. с. в якорных блоках.

Особенностью генераторов с осевым возбуждением является последовательное включение рабочих зазоров на пути магнитного потока и сосредоточение активной части обмотки возбуждения в полюе вала. В обычных генераторах каждому зазору под полюсом соответствует отдельная катушка возбуждения.

Рассмотрим особенности рабочих процессов в коммутаторных генераторах с осевым возбуждением на примере однофазного генератора (рис. 1).

Анализ однофазного коммутаторного генератора. Схема замещения магнитной цепи генератора приведена на рис. 3. Линия с точками (1, 3, 5, ...) соответствует средней окружности левых секторов 8, а линия (2, 4, 6, ...) — окружности правых секторов 9. Участки 1—2, 3—4, 5—6, ... с рабочим потоком Φ соответствуют якорным сердечникам и рабочим воздушным зазорам с магнитным сопротивлением $R_{\mu\delta}$ и содержат м. д. с. реакции якоря F_a (на один зазор). Вдоль линий (1, 3, 5, ...) и (2, 4, ...) приложены распределенные м. д. с. возбуждения, характеризуемые удельным значением м. д. с. на единицу длины средней окружности якоря $\pi D: f = \frac{i_b \omega_b}{\pi D}$ (i_b , ω_b — ток и число витков обмотки

возбуждения). На каждой из линий (1, 3, 5, ...) и (2, 4, 6, ...) имеются участки с распределенным удельным магнитным сопротивлением r_μ и потоком рассеяния Φ_σ , соответствующие немагнитным промежуткам между соседними секторами, и участки с пренебрежимо малым магнитным сопротивлением и потоком $\Phi_\Sigma = \Phi + \Phi_\sigma$, соответствующие насыщенным секторам. Схема на рис. 3 изображена для положения ротора, при котором магнитная проводимость на пути потока Φ максимальна. При вращении ротора можно считать, что вертикальные ветви схемы, содержащие $R_{\mu\delta}$ и F_a , скользят вдоль линий (1, 3, 5, ...) и (2, 4, 6, ...). Выясним характер магнитного поля вдоль этих линий.

Очевидно, что при перемещении по координате x , отсчитываемой вдоль окружности πD от точки 1 вправо, м. д. с. возбуждения меняется как $F(x) = -fx$ (рис. 4а). Падение магнитного потенциала φ_μ от замыкания потоков вдоль линий (1, 3, 5, ...) имеет характер ломаной с горизонтальными участками в пределах секторов, где магнитным сопротивлением можно пренебречь, и нарастающими участками $\varphi_\mu(x) \approx \text{const} + \Phi_\sigma r_\mu x$ в пределах межсекторного промежутка, где магнитное сопротивление на единицу длины r_μ , условно принимаемое постоянным, велико. Очевидно, что результирующий магнитный потенциал φ будет равен сумме $\varphi(x) = \varphi_\mu(x) + F(x)$, причем из физических соображений $\varphi(x + \pi D) = \varphi(x)$. Видно, что $\varphi(x)$ периодически изменяет знак. Аналогичный характер, но со сдвигом на π по фазе имеет кривая $\varphi(x)$ для линии (2, 4, 6, ...). Если учесть конечную ширину сердечников якоря, в пределах которых, очевидно, $\varphi = \text{const}$, то кривые $\varphi(x)$ вдоль линий (1, 3, 5, ...)

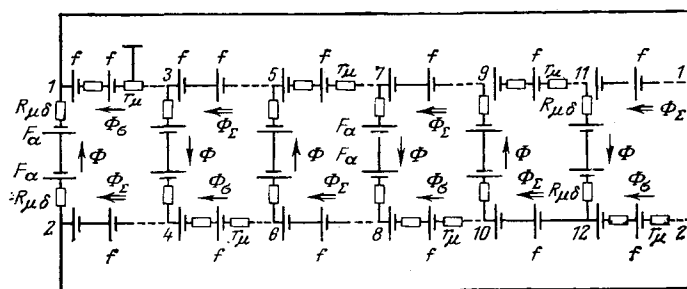


Рис. 3.

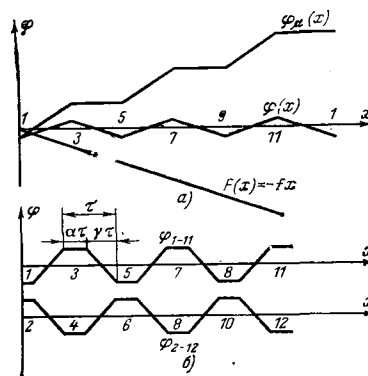


Рис. 4.

и (2, 4, 6, ...) приобретают уплощенную форму, как показано на рис. 4б, и становятся такими же, как при фиктивной обмотке возбуждения, размещаемой непосредственно на секторах в пределах некоторой длины $\gamma\tau$ (τ — полюсное деление). В первом приближении машина с таким фиктивным индуктором может быть принята за расчетную модель генератора.

С помощью схемы замещения можно выявить роль потока рассеяния цепи возбуждения, проявляющегося, главным образом, в виде потока Φ в межсекторных промежутках. Записывая уравнения Кирхгофа для контуров схемы, после несложных преобразований получим

$$\Phi_\sigma^* = \frac{\Phi_\sigma}{\Phi} = \frac{4R_{\mu\delta}}{R_{\mu\sigma}(1-k)}.$$

Здесь $R_{\mu\sigma}$ — полное магнитное сопротивление межсекторного промежутка, $k = 2F_a/\gamma\tau$ — коэффициент реакции якоря.

Если аналогичный подход применить для оценки потока рассеяния с краев полюсных наконечников обычного синхронного генератора, то получим

$$\Phi_{\sigma(c.r)}^* = \frac{2R_{\mu\delta}}{R_{\mu\sigma}(1-k)},$$

где $R_{\mu\sigma}$ — магнитное сопротивление участка между краями соседних полюсных наконечников; $k = F_a/F_\pi$ (F_π — м. д. с. одного полюса).

Таким образом, $\Phi_\sigma^*/\Phi_{\sigma(c.r)}^* = 2$. Однако в синхронном генераторе, помимо потока рассеяния с краев наконечников, будут существенны потоки рассеяния на ярмо индуктора, с торцевых поверхностей полюсов и т. п. Поэтому действительная разница

между Φ_{σ} и $\Phi_{\sigma(c.r)}$ не будет существенной. Некоторое увеличение роли рассеяния в рассматриваемом генераторе может быть учтено, например, небольшим увеличением высоты сектора по радиусу внутрь машины (см. рис. 1).

Рассмотрим подробнее поле возбуждения генератора, считая, что оно создается фиктивными катушками на секторах длиной $\gamma\tau$ каждая. В пределах $\gamma\tau$ м. д. с. меняется линейно, а в пределах $(1-\gamma)\tau = \alpha\tau$ м. д. с. постоянна. Знакопеременная трапециевидальная кривая м. д. с. $F_{\text{в}}(x)$ имеет высоту

$$F_{\text{в}} = \frac{i_{\text{в}}\omega_{\text{в}}}{4p}, \quad (1)$$

соответствующую м. д. с. на один полюс (p — число пар полюсов на сторону, $p=N$).

Первая гармоника м. д. с. возбуждения, вращающаяся вместе с ротором

$$F_{\text{в1}} = F_{\text{в1m}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right), \quad (2)$$

где $\omega = p \frac{\pi n}{30}$, n — частота вращения ротора, а м. д. с. $F_{\text{в1m}}$ согласно [Л. 7]

$$F_{\text{в1m}} = \frac{8 \sin \frac{\gamma\pi}{2}}{\pi^2 \gamma} F_{\text{в}}. \quad (3)$$

При вращении ротора магнитная проводимость для потока возбуждения в сердечниках якоря меняется, очевидно, с удвоенной частотой, достигает максимума Λ_{max} , когда каждый сектор ротора симметрично перекрывает соседние сердечники якоря, и стремится к нулю ($\Lambda_{\text{min}} \rightarrow 0$), когда середина сектора совпадает с осью сердечника. Пусть

$$\Lambda_{\text{в}} = \frac{\Lambda_{\text{max}}}{2} (1 + \cos 2\omega t). \quad (4)$$

Поток возбуждения в якоре

$$\Phi_{\text{в}} = F_{\text{в1}} \Lambda_{\text{в}} = \frac{F_{\text{в1m}} \Lambda_{\text{max}}}{2} \left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{1}{2} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{1}{2} \cos\left(3\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) \right]. \quad (5)$$

Видно, что поле возбуждения имеет первую гармонику, вращающуюся вместе с ротором, гармонику обратного поля с половинной амплитудой и прямую гармонику утроенной частоты также с половинной амплитудой. Обратное поле и поле тройной частоты подавляются демпферной клеткой.

При

$$\Lambda_{\text{max}} = \frac{\mu_0 S_{\delta}}{k_{\mu} \delta}, \quad (6)$$

где S_{δ} — площадь сечения рабочего зазора на один полюс; k_{μ} — коэффициент магнитной цепи; δ — рабочий зазор, с учетом (1) и (3)

$$\Phi_{\text{в1}} = \frac{\mu_0 \sin \gamma \frac{\pi}{2} i_{\text{в}} \omega_{\text{в}} S_{\delta}}{\pi^2 \gamma p k_{\mu} \delta}. \quad (7)$$

Максимальный поток возбуждения в якоре при

неподвижном роторе

$$\Phi_{\text{в1}} = F_{\text{в1}} \Lambda_{\text{max}} = \frac{i_{\text{в}} \omega_{\text{в}} S_{\delta} \mu_0}{4 p k_{\mu} \delta}. \quad (8)$$

Имеем

$$\frac{\Phi_{\text{в1m}}}{\Phi_{\text{в1}}} = \frac{4 \sin \frac{\gamma\pi}{2}}{\pi^2 \gamma}. \quad (9)$$

Поскольку

$$\Phi_{\text{в1m}} = \frac{2}{\pi} B_{\delta 1} \tau h_c \text{ и } \Phi_{\text{в1}} = B_{\delta} S_{\delta} = B_{\delta} \alpha \tau h_c,$$

где $B_{\delta 1}$ — амплитуда первой пространственной гармоники индукции в зазоре, вращающейся вместе с ротором; B_{δ} — максимальная индукция в зазоре исходного поля возбуждения при неподвижном роторе; h_c — высота сердечника, то

$$B_{\delta 1} = \frac{2 \alpha \sin \gamma \frac{\pi}{2}}{\pi \gamma} B_{\delta}. \quad (10)$$

Индукция B_{δ} характеризует предельное поле в генераторе, индукция $B_{\delta 1}$ определяет рабочее магнитное поле.

Как следует из (9), первая гармоника потока возбуждения, обеспечивающая работу генератора, меньше максимального расчетного потока, т. е. имеет место недоиспользование потока из-за пульсации $\Lambda_{\text{в}}$. Аналогичное явление имеет место и в обычных коммутаторных генераторах.

Следует заметить, что недоиспользование потока в генераторе будет значительно меньше, чем в индукторных генераторах [Л. 8]. Так например, при $\gamma = 0,4$ имеем $\Phi_{\text{в1m}}/\Phi_{\text{в1}} \approx 0,6$, в то время как в индукторных машинах это отношение равно примерно 0,3—0,4.

Формулы (3), (7), (9), (10) содержат параметр γ , который соответствует относительной длине фиктивной катушки возбуждения на секторе и в значительной мере является неопределенным. Однако дробь $\sin \frac{\gamma\pi}{2} / \gamma$ при типичных значениях

$\gamma \approx 0,2 \div 0,5$ меняется незначительно, поэтому в первом приближении (9) и (10) дают не только качественную, но и количественную оценку для $\Phi_{\text{в1m}}$ и $B_{\delta 1}$.

Рассмотрим теперь реакцию якоря в генераторе. Хотя генератор имеет конструкцию, близкую к явнополюсной, анализ реакции якоря в осях d и q затруднителен, так как магнитные проводимости Λ_d и Λ_q зависят от времени сложным образом. Как и для индукторных генераторов с пульсирующим потоком [Л. 8], более рациональным представляется подход, основанный на непосредственном выделении из м. д. с. и потоков их первых гармоник, синхронно вращающихся вместе с ротором.

На один полюс м. д. с. обмотки якоря

$$F_a = \frac{V \sqrt{2} I \omega_{\Sigma}}{4p} \cos \omega t = F_{a1} \cos \omega t, \quad (11)$$

где ω_{Σ} — полное число витков обмотки якоря.

Вдоль оси x , соответствующей развертке окружности πD , эта м. д. с. может быть представлена

знакопеременными прямоугольниками с пульсирующей высотой F_a в пределах ширины сердечника $b_c = at$ (здесь $\alpha = 1 - \gamma$). Первая пространственная гармоника пульсирующей м. д. с.

$$F_{a1n} = \frac{4}{\pi} \sin \frac{\alpha\pi}{2} F_{am} \cos \omega t \cos \frac{\pi}{\tau} x.$$

Эта гармоника раскладывается на прямо бегущую волну, вращающуюся вместе с ротором, и обратно бегущую волну, которая гасится демпферной клеткой. Для прямой волны м. д. с. имеем

$$F_{a1} = \frac{1}{2} F_{a1n} = \frac{2}{\pi} \sin \frac{\alpha\pi}{2} F_{am} \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right). \quad (12)$$

При вращении ротора магнитная проводимость на пути потока якоря меняется с двойной частотой от $\Lambda_{a \max} = \Lambda_{\max}$, когда сектор ротора перекрывает соседние сердечники якоря, до $\Lambda_{a \min}$, когда середина сектора совпадает с осью сердечника. В отличие от магнитной цепи возбуждения для цепи якоря $\Lambda_{a \min} \neq 0$, так как поток якоря при $\Lambda_a = \Lambda_{a \min}$ может замыкаться с торцов сердечников якоря через кромки и торцы секторов ротора, поэтому для функции $\Lambda_a(t)$ в отличие от (4) имеем

$$\Lambda_a = \frac{\Lambda_{\max}}{2} [1 + k_\lambda + (1 - k_\lambda) \cos 2\omega t], \quad (13)$$

где

$$k_\lambda = \frac{\Lambda_{a \min}}{\Lambda_{\max}}.$$

Поток якоря с учетом (12) и (13)

$$\begin{aligned} \Phi_a = F_{a1} \Lambda_a = & \frac{\sqrt{2} \sin \frac{\alpha\pi}{2} I \omega_\Sigma \Lambda_{\max}}{4\pi p} \times \\ & \times \left[(1 + k_\lambda) \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) + \frac{1}{2} (1 - k_\lambda) \times \right. \\ & \times \left. \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x \right) + \frac{1}{2} (1 - k_\lambda) \cos \left(3\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) \right]. \quad (14) \end{aligned}$$

Таким образом, амплитуда первой гармоники потока якоря

$$\Phi_{a1m} = \frac{\sqrt{2} \sin \frac{\alpha\pi}{2} I \omega_\Sigma \Lambda_{\max} (1 + k_\lambda)}{4\pi p}. \quad (15)$$

Электродвижущая сила реакции якоря

$$E_{a1} = \pi \sqrt{2} \omega_\Sigma f \Phi_{a1m} = \frac{\sin \frac{\alpha\pi}{2} f I \omega_\Sigma^2 \Lambda_{\max} (1 + k_\lambda)}{2p}. \quad (16)$$

Индуктивное сопротивление реакции якоря

$$x_a = E_{a1} / I \text{ и } x_a^* = x_a I_H / U_H,$$

где I_H и U_H — номинальные значения тока и напряжения.

Линейная нагрузка

$$A_l = \frac{I_H \omega_\Sigma}{2p l}, \quad (17)$$

где l — длина одной якорной катушки.

Параметр A_l легко приводится к линейной нагрузке A_φ для обычных машин, под которой понимается м. д. с. якоря на единицу длины окружно-

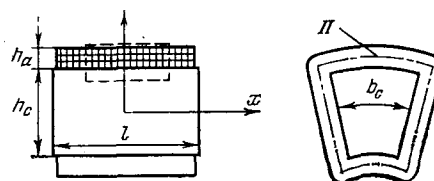


Рис. 5.

сти πD и на один зазор

$$A_\varphi = \frac{I_H \omega_\Sigma}{\pi D} = \frac{2p\lambda}{\pi} A_l,$$

где $\lambda = l/D$.

Представляя согласно [Л. 9] U_H как

$$U_H = \pi \sqrt{2} \omega_\Sigma f \Phi_{B1m} \quad (18)$$

и учитывая (9), (10), (16) и (17), получим

$$x_a^* = \frac{\pi \mu_0 \gamma A_l l (1 + k_\lambda) \sin \frac{\alpha\pi}{2}}{4 \sqrt{2} k_\mu B_{\delta n} \delta \sin \frac{\gamma\pi}{2}}, \quad (19)$$

где $B_{\delta n}$ — индукция исходного поля возбуждения, при которой $E_{a1} = U_H$.

К формуле (19) можно прийти с помощью известного соотношения [Л. 10]: $x_{ad}^* = k_d F_a / F_\delta$, где F_a — м. д. с. обмотки якоря; F_δ — м. д. с. зазора.

Для рассматриваемого генератора

$$x_{ad}^* = x_a^*, k_d F_a = F_{a1m}, F_\delta = F_{B1m}.$$

Оценим индуктивное сопротивление рассеяния якоря. Поле рассеяния носит сложный характер, и его точный расчет затруднителен. Будем условно считать, что силовая линия поля рассеяния вне ненасыщенного сердечника замыкается по прямоугольнику высотой, равной толщине катушки h_a , как показано на рис. 5. Такое допущение, очевидно, соответствует некоторому завышению потока рассеяния, так как действительная длина силовой линии поля рассеяния больше. Для каждой силовой линии введем усредненную индукцию $\langle B_s \rangle$ и на основании закона полного тока запишем

$$\langle B_s \rangle \approx \frac{\mu_0 A_l x}{x + h_a}. \quad (20)$$

Потокоцепление рассеяния представим как

$$d\Phi_s = \omega(x) \langle B_s \rangle \Pi dx, \quad (21)$$

где $\omega(x) = Ax / I_H$; Π — периметр средней линии катушки: $\Pi = 2(b_c + h_c + 2h_a)$ (см. рис. 5).

Интегрируя (21) и переходя к индуктивному сопротивлению

$$x_s = 2p2\pi f \Phi_s / I_H, \quad x_s^* = x_s \frac{I_H}{U_H},$$

получим с учетом (17), (18), (20), (21)

$$x_s^* = \frac{\sqrt{2} \pi^2 \mu_0 A_l \gamma (b_c + h_c + 2h_a) \left(\frac{l}{8} - \frac{h_a}{2} + \right)}{\sin \left(\frac{\gamma\pi}{2} \right) B_{\delta n} b_c h_c}$$

$$\frac{+\frac{h_a^2}{l} \ln \frac{\frac{l}{2} + h_a}{h_a}}{\sin\left(\frac{\gamma\pi}{2}\right) B_{\text{вн}} b_c h_c} \quad (22)$$

Расчеты x_γ по (22) дают значение, на 20—30% превышающее реактивное сопротивление катушек, подобных якорным, но не имеющих стальных сердечников, что косвенно подтверждает справедливость используемого подхода.

Толщина катушки:

$$h_a = \frac{A_l}{j_a k_a},$$

где j_a и k_a — плотность тока и коэффициент заполнения катушки.

Число витков w_Σ определяется с помощью (18), а площадь сечения проводника

$$q_a = \frac{2ph_a l k_a}{w_\Sigma}.$$

Диаметр сечения обмотки возбуждения

$$d_b = 2 \sqrt{\frac{F_{b0} \bar{F}_b}{\pi k_b j_b}}.$$

Здесь F_{b0} — м. д. с. возбуждения при х. х.:

$$F_{b0} = \frac{B_{\text{вн}}}{\mu_0} k_\mu 4p\delta;$$

$\bar{F}_b = F_b / F_{b0}$ — кратность увеличения м. д. с. возбуждения при нагрузке для компенсации реакции якоря; k_b , j_b — коэффициент заполнения и плотность тока обмотки возбуждения.

Коэффициент k_μ учитывает насыщение стали, которое будет слабым из-за пониженных значений $B_{\text{вн}}$. Значение \bar{F}_b можно оценить с помощью диаграммы Потье для параметров, определяемых синхронно вращающимися гармониками полей возбуждения и якоря. Использование такого подхода определяется тем, что генератор анализируется на базе эквивалентной неявнополюсной машины с индуктивным сопротивлением якоря x_a . В соответствии с [Л. 10] имеем

$$\bar{F}_b \approx \sqrt{\bar{E}_\delta^* + x_a^* + 2\bar{E}_\delta^* x_a \sin(\alpha' + \varphi)},$$

где

$$\bar{E}_\delta^* \approx F_\delta^* = \sqrt{1 + x_\gamma^* (2\sin\varphi + x_\gamma^*)}; \quad \sin\alpha' = \frac{x_\gamma^* \cos\varphi}{\bar{E}_\delta^*}.$$

Индуктивное сопротивление Потье считается равным x_γ^* , так как в рабочих режимах сталь не насыщена.

Динамические качества генератора характеризуются постоянной времени обмотки возбуждения, максимальное значение которой может быть оценено по индуктивности обмотки при х. х. и отсутствии демпферной клетки. Эта индуктивность состоит из индуктивности для основной магнитной цепи, равной $\mu_0 b_c h_c \omega^2 b^2 / 4p\delta k_\mu$, и индуктивности рассеяния, которая оценивается по известным фор-

Мощность, кВт	Режим охлаждения	Время работы	Рабочая температура	Расчетный диаметр D, мм	Максимальная окру- жная скорость v _{тах} , м/с	Расчетный зазор δ, мм	Линейная нагрузка A _l /A _φ , А/см	Плотность тока яко- ря j _a , А/мм²	Габариты катушки якоря, мм		Число витков одной катушки якоря w _к	Плотность тока воз- буждения j _в , А/мм²	Коэффициент заполне- ния обмотки возбуж- дения k _в	Число витков обмотки возбуждения	Относитель- ное индук- тивное со- противле- ние		Постоянная времени обмотки возбуждения τ _в , с	Диаметр сечения об- мотки возбуждения d _в , мм	Кратность увеличения м. д. с. возбуждения F _в [*]	Потери на возбужде- ние ΔP _в , кВт	К. п. д. η	Масса, кг		Относительная масса, кг/(кВ·А)·м
									длина l	толщина h _a					x _с [*]	синхрон- ное x _a [*]						обмотки воз- буждения M _в	полная M	
50	продув	длитель- ное	190°С	148	140	0,6	420/256	14,0	45,0	6,4	181	10	0,5	360	0,09	0,963	0,04	61,0	1,75	4,50	0,85	62,3	1,12	
100	то же	то же	190°С	180	166	0,8	500/334	14,0	63,0	7,14	141	10	0,5	317	0,12	1,03	0,048	72,8	1,83	7,21	0,86	95,0	0,86	
150	" "	" "	190°С	194	182	0,8	500/353	14,0	72,0	7,14	108	10	0,5	307	0,15	1,17	0,058	75,1	1,97	8,62	0,88	123,0	0,74	

мулам для катушки возбуждения без ферромагнитных элементов.

Основное расчетное уравнение генератора [Л. 11] выводится из формулы для полной расчетной мощности

$$S = k_E S_H = k_E U_H I_H, \quad (23)$$

где $k_E = E_\delta / U_H$.

С учетом записанных выше соотношений получаем

$$D = \sqrt[3]{\frac{k_E S_H}{k_1 p \lambda h_c^* c_n B_{\delta H} A_I}}, \quad (24)$$

где $k_1 = \left(\sqrt{2} \alpha \sin \frac{\gamma \pi}{2} \right) / 15 \gamma$; $h_c^* = \frac{h_c}{D}$ — относительная высота сердечника якоря.

Поскольку генератор может работать в энергоустановках с высоким использованием, представляет интерес его расчет на предельные параметры с использованием ограничения по максимально допустимой скорости ротора. Очевидно

$$v_{\max} = \frac{\pi D (1 + h_c^* + 2 \Delta_{06}^*) n_{\max}}{60}, \quad (25)$$

где $\Delta_{06}^* = \frac{\Delta_{06}}{D}$ — относительная толщина прочностной обоймы.

Подставляя (25) в (24), имеем

$$D = \sqrt[3]{\frac{k_E S_H (1 + h_c^* + 2 \Delta_{06}^*)}{k_2 p \lambda h_c^* B_{\delta H} A_I v_{\max}}}; \quad k_2 = \frac{4 \sqrt{2} \alpha \sin \frac{\gamma \pi}{2}}{\pi \gamma}.$$

Результаты расчетов. Были проведены расчеты нескольких вариантов генератора, результаты которых приведены в таблице. Во всех вариантах принималось: $n = 12\,000$ об/мин; $\cos \varphi = 0,9$; $p = 3$; $\alpha = \gamma = 0,5$; $B_{\delta H} = 1,4$ Тл ($B_{\delta 1} = 0,63$ Т); $k_a = 0,5$; $k_\mu = 1,05$; $k_\lambda = 0,1$; $k_E = 1,08$; $\Delta_{06}^* = 0,05$.

Конструктивное исполнение генераторов соответствует рис. 1, на котором в масштабе 1:4 изображен генератор на 100 кВ·А с приводом.

Плотность тока и линейные нагрузки выбирались с учетом рекомендаций в [Л. 11, 12].

При расчете демпферной клетки принималось, что ее м. д. с. равна F_{a1} , а плотность тока равна 20 А/мм². Напряжение возбуждения принималось 110 В. Считалось, что обмотки наматываются из медного провода, секторы ротора и сердечники якоря изготавливаются из электротехнической стали, несущий левый подшипниковый щит — из стали, остальные элементы — из титана и алюминиевых сплавов аналогично генераторам, описанным в [Л. 12]. Как видно из таблицы, генераторы имеют повышенные потери на возбуждение, но обладают хорошими массогабаритными показателями и высоким быстродействием регулирования ($\tau_b \approx 0,02-0,06$ с).

Таким образом, бесконтактные коммутаторные генераторы с осевым возбуждением допускают высокие окружности скорости ротора, позволяют получать высокие напряжения и обладают хорошими динамическими показателями, что определяет возможность их применения в качестве автономных источников питания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электроснабжение летательных аппаратов/ В. А. Балагуров, И. М. Беседин, Ф. Ф. Галтеев и др.—М.: Машиностроение, 1975.
2. Паластин Л. М. Электрические машины автономных источников питания.—М.: Энергия, 1972.
3. Бут Д. А. Электрические машины с осевым возбуждением.—Электричество, 1981, № 5.
4. А. с. 682984 (СССР). Бесконтактная синхронная электрическая машина/ Д. А. Бут. Опубл. в Б. И., 1979, № 32.
5. Платонов А. М., Паластин Л. М., Гвоздырев Н. А. Высокоиспользованные бесконтактные торцевые синхронные генераторы.—Электричество, 1976, № 10.
6. А. с. 748693 (СССР). Коммутаторный генератор/ Д. А. Бут. Опубл. в Б. И., 1980, № 26.
7. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины.—М.: Энергия, 1976, т. 2.
8. Альпер Н. Я., Терзан А. А. Индукторные генераторы.—М.: Энергия, 1970.
9. Вольдек А. И. Электрические машины.—М.; Л.: Энергия, 1966.
10. Сергеев П. С., Виноградов Н. В., Горяинов Ф. А. Проектирование электрических машин.—М.: Энергия, 1969.
11. Бертинов А. И. Авиационные электрические генераторы.—М.: Оборонгиз, 1959.
12. Науменко В. И., Ключков О. Г. Авиационные электрические машины с интенсивным охлаждением.—М.: Машиностроение, 1977.

[18.04.81]

УДК 621.314.222.6.001.24

Определение допустимых аварийных перегрузок силовых трансформаторов

ЛАНДА М. Л., канд. техн. наук, СЕРДЮК И. Г., инж.

Киев

Приступая к анализу допустимых аварийных перегрузок силовых масляных трансформаторов прежде всего следует отметить принципиальную разницу между действующими нормами систематических и аварийных перегрузок. Рекомендации по систематическим перегрузкам основаны на материалах МЭК и базируются на нормировании годового износа и современных представлениях о зависимостях между износом изоляции, нагревом обмоток и коэффициентами перегрузок, которые учитывают характер изменения нагрузок и температуры охлаждающего воздуха во времени [Л. 1].

Использование ЦВМ позволило развить и кон-

кретизировать рекомендации по допустимым систематическим перегрузкам при выборе установленной мощности трансформаторов с учетом графиков нагрузок сельских электрических сетей [Л. 2 и 3].

В [Л. 4] приведены данные о допустимых систематических перегрузках трансформаторов в зависимости от превышения температуры верхних слоев масла над температурой охлаждающего воздуха, которые могут использоваться в эксплуатации. К недостатку указанных рекомендаций следует отнести отсутствие в них учета зависимости допустимых перегрузок от температуры охлаждающего воздуха. Кроме того, приведенные в [Л. 4]

значения допустимых аварийных перегрузок основаны на устаревших исследованиях [Л. 5], они носят весьма усредненный характер и не учитывают ряд факторов (изменение нагрузок до наступления аварийного режима, температуру охлаждающей среды), которые могут значительно отличаться в разных случаях и существенно влияют на нагрев трансформаторов в аварийном режиме.

В настоящее время принято считать, что нагрузка трансформаторов в аварийном режиме определяется допустимой температурой наиболее нагретой точки изоляции обмотки, принимаемой в соответствии с ГОСТ 14209—69 равной 140 °С. Однако, как показано в [Л. 6], это условие в действующих рекомендациях не выполняется (температура может быть как выше, так и ниже нормируемой), что может привести в ряде случаев к превышению допустимой температуры изоляции и, следовательно, аварии трансформатора, а в других случаях — к недоиспользованию трансформаторной мощности.

Рекомендации по допустимым аварийным перегрузкам могут использоваться в двух случаях.

1. При выборе установленной мощности трансформаторов, в основном на двухтрансформаторных подстанциях, на стадии проектирования необходимы данные о графиках нагрузок и температуре охлаждающей среды, которые с целью обеспечения надежности определяют на основании вероятностно-статистической обработки материалов наблюдений [Л. 7].

2. При определении допустимых аварийных перегрузок в процессе эксплуатации возможно принять правильное решение на основании расчетов с использованием информации о режиме предшествующей нагрузки, а также температуре охлаждающей среды. Однако при этом потребуются, чтобы, во-первых, на всех подстанциях производилась постоянная запись необходимых параметров и, во-вторых, наличие оперативной связи с ЦВМ, без которой невозможно уложиться в то небольшое время, которым располагает персонал при аварии [Л. 8].

Повсеместное управление режимом работы подстанций с помощью ЦВМ, а также установку большого количества регистрирующих приборов вряд ли можно считать реальным в ближайшие годы. Поэтому оказалось необходимым разработать рекомендации по допустимым аварийным перегрузкам при эксплуатации, которые позволили бы принимать достаточно точные решения в условиях аварийной ситуации.

В основу рекомендаций, предлагаемых в настоящей статье, положено условие, что температура наиболее нагретой точки изоляции не должна превышать определенного нормированного значения. Такой температурой по ГОСТ 14209—69 является 140 °С. Однако существует точка зрения [Л. 6], что допустимая температура может быть повышена до 160 °С, так как аварийный режим длится сравнительно недолго.

Окончательное решение о нормировании максимальной температуры может быть принято после проведения соответствующих исследований

с отечественными трансформаторами. В настоящей статье расчеты выполнены для двух значений максимальных температур — 140 и 160 °С. Во всех случаях при расчете зависимостей учитывалось, что температура верхних слоев масла не должна превышать 115 °С.

Наличие исходной информации, необходимой для определения допустимых аварийных перегрузок, определяется организацией эксплуатации. В настоящее время наиболее распространенными являются следующие два варианта выполнения оперативных переключений с целью перераспределения нагрузки трансформаторов: необходимые переключения производятся персоналом непосредственно на подстанции, где установлен перегружаемый трансформатор (вариант I); персонал на подстанции отсутствует и необходимые переключения осуществляются дистанционно (вариант II).

В первом варианте в качестве исходной информации, достаточной для определения допустимых аварийных перегрузок, может служить температура верхних слоев масла трансформатора, определяемая персоналом по термосигнализатору, имеющемуся на каждом трансформаторе напряжением 35 кВ и выше, и температура охлаждающего воздуха.

Действительно, температура наиболее нагретой точки изоляции обмотки

$$\Theta = \tau + \theta_0 + \theta_{\text{в}}, \quad (1)$$

где τ — превышение температуры обмотки над температурой масла; θ_0 — превышение температуры в верхних слоях над температурой охлаждающего воздуха; $\theta_{\text{в}}$ — температура охлаждающего воздуха.

Значения τ и θ_0 являются функциями коэффициента загрузки трансформатора K . Следовательно, при нормированной температуре наиболее нагретой точки изоляции обмотки, т. е. при заданной Θ величина K определяется температурой охлаждающего воздуха.

Если бы обмотки и масло трансформатора не обладали тепловой инерцией, т. е. значения τ и θ_0 при данном K устанавливались мгновенно и однозначно, загрузка в предшествующем режиме никак не влияла бы на значения допустимых перегрузок. Постоянная времени нагрева обмоток сравнительно мала (около 5 мин), поэтому можно считать, что к моменту аварии τ равна установившемуся значению, соответствующему загрузке; зафиксированной непосредственно перед аварией.

Расчеты допустимых аварийных перегрузок с учетом постоянной времени обмотки показали, что τ перед аварией практически не влияет на результаты при перегрузках продолжительностью более 10 мин.

Постоянная времени масла значительно больше и равна 2,5—3,5 ч, поэтому θ_0 существенно зависит от характера загрузки в течение 7—10 ч до начала аварии. Следовательно, режим предшествующей загрузки влияет на допустимые аварийные перегрузки только через величину θ_0 .

Таким образом, для известного значения $\theta_0 + \theta_{\text{в}}$, т. е. для температуры масла, которая определяется по термосигнализатору и температуре воздуха,

можно рассчитать зависимость допустимой перегрузки от продолжительности аварийного режима.

В варианте II, когда переключения производятся дистанционно, температура верхних слоев масла неизвестна, так как в настоящее время на пункт управления обычно передается только информация о нагрузке. Если один из трансформаторов отключается, то благодаря АВР второй несет, как правило, удвоенную нагрузку, измерив которую, можно определить коэффициент загрузки трансформаторов в режиме непосредственно перед аварией. Учитывая отсутствие другой информации во втором варианте, в качестве исходных данных используются температура охлаждающего воздуха (определяется по термометру) и коэффициент загрузки трансформатора до аварии. При этом сделано допущение, что превышение температуры масла над температурой охлаждающего воздуха равно установившемуся значению, соответствующему принятому коэффициенту перегрузки. Последнее справедливо, если нагрузка не изменялась в течение 7—10 ч до аварии, однако по реальным графикам заметное изменение нагрузки происходит, как правило, в течение каждого часа.

В реальных условиях авария может возникнуть, когда нагрузка имеет тенденцию к увеличению («слева от максимума»); тогда использование принятой модели даст заниженные значения коэффициентов допустимых аварийных перегрузок. Если авария возникнет, когда нагрузка имеет тенденцию к уменьшению, то рассчитанные коэффициенты допустимых аварийных перегрузок могут быть или достаточно точными или завышенными (заниженными) в зависимости от суточного графика нагрузки.

Действительно, если нагрузка близка по значению к максимальной; то предшествующая аварии нагрузка была меньше, и принимаемое в расчетах установившееся значение θ_0 больше фактического. Если нагрузка близка к минимальной, то предшествующее значение было больше, в результате чего расчетное установившееся значение θ_0 может оказаться заниженным.

Так как при определении допустимых аварийных перегрузок в условиях неполной информации предпочтение следует отдавать решениям, которые обеспечивают перегрузку с минимальным риском повреждения трансформатора, то при начале аварии «справа от максимума» целесообразно ограничить коэффициент предшествующей загрузки значением, которому соответствует превышение температуры масла над температурой охлаждающего воздуха, равное превышению, получающемуся при изменении нагрузки в соответствии с типовым графиком. Расчеты показали, что этому условию соответствует коэффициент загрузки в предшествующем режиме, равный 0,5.

Таким образом, если авария произошла «справа от максимума», то при коэффициентах предшествующей загрузки 0,5 и менее допустимые коэффициенты аварийной перегрузки остаются неизменными.

Коэффициенты допустимых аварийных перегрузок для обоих вариантов определяются по форму-

ле [Л. 2]:

$$\begin{aligned} \theta = e^{t \frac{\tau_y - (\alpha + 75)}{(\alpha + 75) T'}} & \left\{ \frac{\tau_y (\theta_y - \theta_0) T_M}{T_M (\alpha + 75 - \tau_y) - (\alpha + 75) T'} \left[1 - \right. \right. \\ & \left. \left. - e^{t \frac{T_M (\alpha + 75 - \tau_y) - (\alpha + 75) T'}{(\alpha + 75) T_M T'}} \right] + \right. \\ & \left. + \frac{\alpha + \theta_y + \theta_0}{\alpha + 75 - \tau_y} \left[e^{t \frac{(\alpha + 75 - \tau_y)}{(\alpha + 75) T'}} - 1 \right] \right\} \beta' + \\ & + \beta' \tau_0 e^{t \frac{\tau_y - (\alpha + 75)}{(\alpha + 75) T'}} + \frac{1}{1 - \frac{\theta_y}{\alpha + 75}} \times \\ & \times \left[\frac{(\alpha + \tau_0 + \theta_0 + \theta_B) \theta_y}{\alpha + 75} - \theta_0 \right] \left[1 - e^{-t \frac{1 - \frac{\theta_y}{\alpha + 75}}{T_M}} \right] + \\ & + \theta_c + \theta_B, \end{aligned} \quad (2)$$

где β' — коэффициент, учитывающий отношение превышения температуры наиболее нагретой точки обмотки над температурой масла в верхних слоях к среднему превышению температуры обмотки над средней температурой масла; $\beta' = 1,1$ — для трансформаторов с системой охлаждения М и Д; $\beta' = 1,31$ — для системы охлаждения ДЦ и Ц; $\tau_y = \tau_n K^{n_2}$ — установившееся превышение температуры обмотки над температурой масла при коэффициенте перегрузки K_2 , °С; K_2 — кратность аварийной перегрузки трансформатора по отношению к номинальной мощности (искомая величина); $\tau_n = 21$ °С — установившееся среднее превышение температуры обмотки над температурой масла при номинальной нагрузке; $n = 1,8$ — для трансформаторов с системой охлаждения М и Д; $n = 2$ — для трансформаторов с системой охлаждения ДЦ и Ц; $T' = T \frac{K^{n_2} - 1}{K_2^{n_2} - 1}$ — постоянная времени обмотки трансформатора при нагрузке с кратностью K_2 , г; $T = 0,0833$ ч — постоянная времени обмотки трансформатора при номинальной нагрузке; $\theta_y = \theta_n \left(\frac{1 + \alpha K^{n_2}}{1 + \alpha} \right)^p$ — установившееся превышение температуры масла в верхних слоях при коэффициенте перегрузки K_2 , °С; $\alpha = 225$ °С — коэффициент, принимаемый на основании ГОСТ 3484—75; 75 °С — стандартная рабочая температура обмотки; $\theta_n = 55$ °С — установившееся превышение температуры верхних слоев масла над воздухом при номинальной нагрузке; $a = 5$ — отношение потерь короткого замыкания к потерям холостого хода; $p = 0,8$ — для трансформаторов с системой охлаждения М и Д; $p = 1$ — для трансформаторов с системой охлаждения ДЦ и Ц; θ_0 — установившееся превышение температуры масла над температурой охлаждающей среды в предварительном режиме работы, °С; K_1 — коэффициент начальной нагрузки трансформатора; T_M — постоянная времени масла, для трансформаторов районных подстанций $T_M = 2,5$ ч; θ_B — температура охлаждающего воздуха, °С; $\tau_0 = \tau_n K^{n_1}$ — превышение температуры обмотки

над температурой масла в предварительном режиме работы, °С; $\tau_0 + \vartheta_0 + \vartheta_{\text{в}}$ — температура обмотки в начальный момент времени $t=0$, °С.

Превышение температуры масла над температурой воздуха в предаварийном режиме работы для варианта I

$$\vartheta_0 = \Theta_{\text{м}} - \vartheta_{\text{в}}. \quad (3)$$

Для варианта II начальная температура масла в предварительном режиме нагрузки

$$\Theta_{\text{м}} = \vartheta_0 + \vartheta_{\text{в}}. \quad (4)$$

Перегрев масла над воздухом в предварительном режиме работы для варианта II

$$\vartheta_0 = \vartheta_{\text{н}} \left(\frac{1 + aK_1^2}{1 + a} \right)^p. \quad (5)$$

Расчеты проводились для температур: наиболее нагретой точки обмотки трансформатора 140 (160 °С); верхних слоев масла перед аварией 0—90 °С; окружающего воздуха — 10; 0; 10; 20 и 30 °С.

Продолжительность работы в аварийном режиме менялась при расчетах в пределах от 10 мин до 8 ч. Коэффициент загрузки до аварии в варианте II принимался равным 0,1; 0,3; 0,5 и 1,1.

Расчеты выполнены на ЦВМ БЭСМ-4М. По результатам расчетов построены графики зависимости коэффициентов допустимых аварийных перегрузок от продолжительности аварийного режима при известной температуре масла в момент, предшествующий аварии, и температуре охлаждающего воздуха для подстанций, где имеется оперативный персонал (вариант I) и при известных коэффициентах предшествующей загрузки и температуре охлаждающего воздуха для подстанций без оперативного персонала (вариант II).

По полученным графикам легко определить допустимую перегрузку при заданной ее длительности или допустимую длительность перегрузки при известной кратности аварийной перегрузки. Кроме того, графики по варианту I позволяют корректировать допустимые перегрузки в процессе аварийного режима в зависимости от изменившейся температуры масла.

Рассмотрим примеры графиков и их использования в конкретных случаях.

Пример 1. На двухтрансформаторной подстанции (трансформаторы с системой охлаждения М) в результате отключения одного из трансформаторов второй перегружен в 1,8 раза. До аварии трансформаторы были загружены примерно одинаково, после аварии нагрузка осталась прежней.

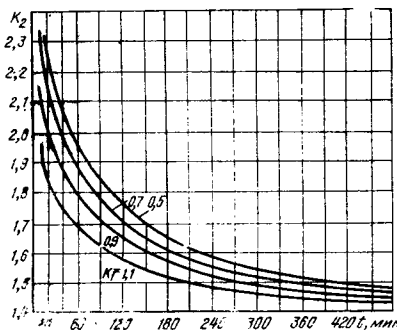


Рис. 1. Зависимости $K_2 = f(t)$ для варианта I с трансформаторами, имеющими систему охлаждения М или Д, при температуре охлаждающего воздуха $\vartheta_{\text{в}} = -10^\circ\text{С}$.

Считаем, что температура наиболее нагретой точки обмотки не должна превышать 140 °С. Температура охлаждающего воздуха во время аварии — 10 °С. Определим, в течение какого времени допустима имеющаяся перегрузка оставшегося в работе трансформатора. В данном случае коэффициент загрузки трансформатора в предшествующем режиме $K_1 = 0,9$. По графикам на рис. 1 определяем, что допустимая продолжительность имеющейся перегрузки равна 1 ч. Для сравнения — в соответствии с ГОСТ 14209—69 перегрузка в 1,8 раза допустима не более 20 мин.

Пример 2. На двухтрансформаторной подстанции в результате аварии отключен один из трансформаторов; оставшийся трансформатор, имеющий систему охлаждения Д, перегружен в 1,7 раза. Температура верхних слоев масла равна 30 °С, температура охлаждающего воздуха 0 °С.

Разгрузка трансформаторов без отключения потребителей может быть осуществлена только через 2 ч.

Учитывая, что разгрузка данного трансформатора в течение двух часов связана с отключением ответственных потребителей, принимаем, что допустимая температура наиболее нагретой точки обмотки, равная 160 °С. Для этого случая по графику на рис. 2 находим, что перегрузка в 1,7 раза допустима в течение 150 мин.

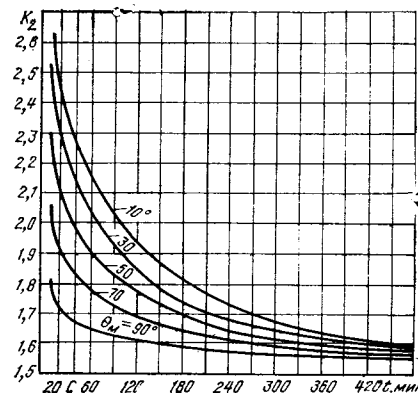


Рис. 2. Зависимости $K_2 = f(t)$ для варианта II с трансформаторами, имеющими систему охлаждения М или Д, при температуре охлаждающего воздуха $\vartheta_{\text{в}} = 0^\circ\text{С}$.

В то же время по ГОСТ 14209—69 в течение двух часов допустима перегрузка только в 1,3 раза.

Пример 3. Определим допустимую перегрузку трансформатора (системы охлаждения ДЦ) в течение 1 ч, если известно, что температура верхних слоев масла 80 °С, температура охлаждающего воздуха +20 °С. Допускаемая температура наиболее нагретой точки обмотки 140 °С.

По графикам на рис. 3 определяем $K_2 = 1,25$. В соответствии с ГОСТ 14209—69 допускаемая перегрузка равна 1,5.

Таким образом, установление единых норм перегрузки, не зависящих от режима предшествующей загрузки и температуры охлаждающего воздуха, приводит к существенным погрешностям. Так, например, коэффициент допустимой аварийной перегрузки в течение 60 мин при температуре масла 30 °С превышает коэффициент допустимой аварийной перегрузки при температуре масла 90 °С более чем на 30%; при изменении температуры

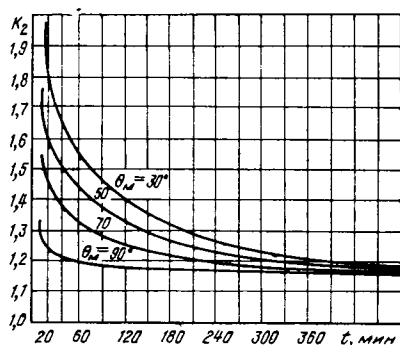


Рис. 3. Зависимости $K_2 = f(t)$ для варианта II с трансформаторами, имеющими систему охлаждения ДЦ или Ц, при температуре охлаждающего воздуха $\vartheta_{\text{в}} = 20^\circ\text{C}$.

охлаждающего воздуха от 20°C до -10°C — на 15% и т. д.

Рассмотренные в настоящей статье аварийные перегрузки в ряде случаев значительно отличаются от допустимых аварийных перегрузок по ГОСТ 14209—69. Расчеты также показали, что при температуре охлаждающего воздуха 20°C аварийные перегрузки в 140% номинального тока в течение 6 ч не допустимы даже при максимальной температуре обмотки, равной 160°C .

Таким образом, дифференцированный подход к определению перегрузочной способности в аварийных режимах на основе имеющейся информа-

ции позволяет более эффективно использовать установленные трансформаторы и повысить надежность электроснабжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Руководство по нагрузке масляных трансформаторов. — МЭК, публикация 354, 1972.
2. Инструкция по выбору установленной мощности однотрансформаторных подстанций 35/10 кВ и 10/0,4 кВ в электрических сетях сельскохозяйственного назначения. Руководящие материалы по проектированию электроснабжения сельского хозяйства. — М.: Изд-ние ин-та «Сельэнергопроект», 1975, июль.
3. Ланда М. Л., Черная И. И. Допустимые систематические перегрузки трансформаторов в электрических сетях сельскохозяйственного назначения. — Электричество, 1977, № 10.
4. Инструкция по эксплуатации трансформаторов. Служба передового опыта эксплуатации энергосистем. ОРГРЭС. — Москва, 1976.
5. Шницер Л. М. Нагрузочная способность силовых трансформаторов. — М.: Госэнергоиздат, 1953.
6. Миронов П. Е. Предлагаемые новые нормы перегрузок и методы выбора номинальной мощности силовых масляных трансформаторов общего назначения. — Электротехника, 1976, № 4.
7. Ланда М. Л., Черная И. И. Выбор установленной мощности двухтрансформаторных подстанций в электрических сетях сельскохозяйственного назначения. — Электрические станции, 1978, № 3.
8. Пат. № 3.793.559 (США). Transformer apparatus and monitoring system/ Ristuccia D. J.

[14.05.81]

УДК 538.56.001.24

Экспериментальная проверка проникновения электромагнитной волны в многослойные системы

ЛИДОРЕНКО Н. С., МУЧНИК Г. Ф., ИВАНОВ А. М., СУШКО В. И., САЛЬНИКОВ Л. А., БАЗИН В. М.

В [Л. 1] был проведен теоретический анализ общих дисперсионных уравнений, описывающих распространение электромагнитных возмущений в многослойных системах различной геометрии, и показано, что наряду с хорошо известными волновыми решениями эти уравнения описывают особый класс процессов, названный в [Л. 1] гиперпроницаемостью. Подобные процессы соответствуют слабо затухающим волнам [Л. 1] и должны реализоваться в системах с высокой проводимостью (точнее, с малой величиной скин-слоя), содержащих предельно тонкие слои диэлектрика. В таких системах выполняется условие $\Delta \ll \delta$, где Δ — толщина диэлектрического слоя, $\delta = (\mu\sigma\omega)^{-1/2}$ — толщина скин-слоя. Анализ общего дисперсионного уравнения, проведенный в [Л. 1], показал, что даже при условии $\Delta \ll \delta$ в системах типа изображенной на рис. 1 электромагнитное поле должно проникать на глубину l , значительно превышающую величину скин-слоя δ .

Интерес к системам подобного типа вызван тем, что они могут служить моделью границы раздела фаз различных сред [Л. 2]. Согласно представлениям, развитым в [Л. 2], реальная граница фаз в аспекте своих электронных свойств представляет собой не просто геометрическую поверхность, а является некоторой промежуточной средой, которая

характеризуется значениями электродинамических параметров (диэлектрической проницаемостью ϵ , проводимостью и т. п.), отличными от значений этих параметров в объеме фаз. Именно в такой ситуации и реализуется условие $\Delta \ll \delta$. На сегодня известен богатый экспериментальный материал, свидетельствующий именно о такой структуре границы раздела фаз. Однако представляется интересным прямая экспериментальная проверка эффекта гиперпроницаемости. Задачей настоящей работы и является описание результатов такой проверки.

Для экспериментального подтверждения выводов [Л. 1] по аномальному проникновению электромагнитного поля в тонкие диэлектрические зазоры создана измерительная система, состоящая из исследуемой электродинамической структуры и сверхвысокочастотной установки трехсантиметрового диапазона. Создано два типа структур, соответствующих задаче с плоской и цилиндрической симметриями [Л. 1]. Исследования были проведены на двух материалах, существенно отличающихся концентрацией свободных носителей ($n \approx 10^{19} \text{ см}^{-3}$ и $n \approx 10^{22} \text{ см}^{-3}$). Нижняя граница концентраций носителей была ограничена условием $\sigma \gg \epsilon_1\omega$, принятым для материалов стенок зазора в [Л. 1]. Поэтому для исследований были выбра-

ны следующие материалы¹: полупроводник — высоколегированный кремний n -типа с проводимостью $2 \cdot 10^2$ (Ом·см)⁻¹ и металлы — тантал, серебро.

Толщины скин-слоя δ на частоте $f=10^{10}$ Гц ($\lambda=3$ см) составляли для полупроводникового материала 36 мкм, для серебра 0,63 мкм и для тантала 1,94 мкм. Полупроводниковый материал исследовался в плоской конструкции волновода, а металл — в коаксиальной. На рис. 1 показана конструкция плоского волновода. Между двумя пластинами из полупроводникового материала зажималась пластинка слюды толщиной 18 мкм. Сторона полупроводниковых пластин, прилегающая к слюде, была отполирована по 14-му классу чистоты, а другая сторона после металлизации в вакууме облуживалась сплавом Вуда. Пакет из двух полупроводниковых пластин со слюдой устанавливался в углубление во фланце волновода и заливался полностью сплавом Вуда. Таким образом во фланце оставался диэлектрический зазор шириной 18 мкм, длиной 23 мм и глубиной 4,5 мм.

За счет постепенного перехода высоты прямоугольного сечения волновода от 10 мм к 18 мкм достигались согласование исследуемой щели с волноводом и снижение коэффициентов отражения электромагнитной волны на входе и выходе из щели. Размер другой стороны сечения волновода оставался неизменным по всей длине.

Металлическая система исследовалась в коаксиальном варианте волновода (рис. 2). Центральная часть коаксиала изготавливалась из меди, на нее припаивалось танталовое кольцо. После тщательной полировки поверхности кольца на нем электрохимическим методом выращивалась окисная пленка толщиной 1600—1800 Å. Равномерность толщины окисной пленки контролировалась цветовым методом, точность контроля менее 30 Å [Л. 3]. После этого на поверхность окисной пленки вакуумным напылением наносился слой серебра

с небольшим подслоем хрома. Затем нанесенный на поверхность поясok серебра шириной 3,2 мм облуживался сплавом Вуда; после чего спаивался весь волновод. После пайки волновода значение зазора контролировалось по емкости системы. С помощью гелиевого течеискателя проверялась вакуумная плотность паяного соединения. Таким образом в металле создавался диэлектрический зазор шириной 1600—1800 Å цилиндрической формы с диаметром 8,5 мм и глубиной 3,2 мм.

Возбуждение колебаний определенного типа, способных распространяться в узком диэлектрическом зазоре [Л. 1], обеспечивалось плавным переходом от волновода (коаксиала) стандартного сечения к исследуемому коаксиалу с минимальным зазором. Основные характеристики исследованных электродинамических структур приведены в табл. 1.

Таблица 1

Тип структуры	Материал	Диэлектрик	Длина согласующего перехода
Плоский (волноводный)	Кремний, $\sigma=2 \cdot 10^2$ (Ом·см) ⁻¹ $\delta=36$ мкм	Слюда, $\Delta=18$ мкм $l=4,5$ мм	~ 70 мм
Цилиндрический (коаксиальный)	Тантал, $\sigma=7 \cdot 10^4$ (Ом·см) ⁻¹ $\delta=1,94$ мкм Серебро, $\sigma=6 \cdot 10^5$ (Ом·см) ⁻¹ $\delta=0,63$ мкм	Окись титана $\Delta=0,16$ мкм $l=3,2$ мм	~ 60 мм

Методика проведения измерений. Для исследования модулей коэффициентов передачи T и отражения R изготовленных структур использовалась СВЧ-установка, структурная схема которой представлена на рис. 3. Установка работает следующим образом: СВЧ-излучение (8 мВт), генерируемое клистронным генератором 1 (типа ГЗ-26), проходит по волноводу стандартного сечения (23×10 мм) через аттенюатор поглощающего типа 2, вентиль 4 и попадает в циркулятор 5, в одно из плеч которого включен поляризационный аттенюатор 6 (типа ДЗ-33А), а в другое — детекторная секция 9. Аттенюатор 6 через соответствующие переходы присоединяется к изучаемой структуре 7, выход которой подключен к чувствительному приемнику СВЧ-сигнала 8 (анализатор спектра СЧ-27). Поляризационный аттенюатор ДЗ-33А позволяет измерять модуль коэффициента передачи T исследуемого четырехполюсника в диапазоне 70 дБ, что соответствует ослаблению мощности в структуре в 10^7 раз.

Применение в схеме циркулятора 5 обеспечи-

¹ Авторы выражают благодарность В. В. Лигеру за изготовление опытных образцов, использованных в эксперименте.

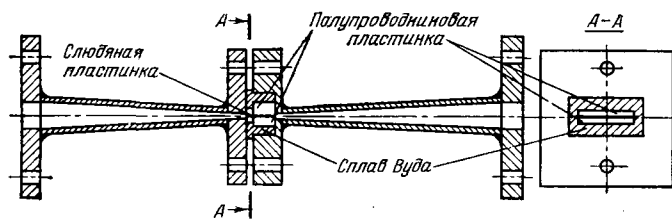


Рис. 1.

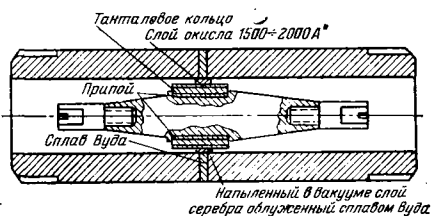


Рис. 2.

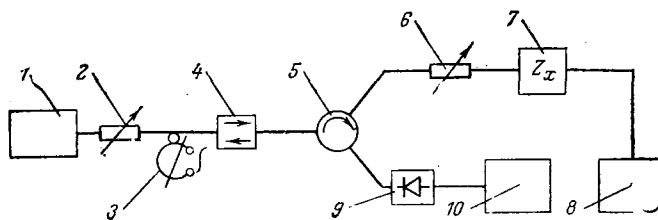


Рис. 3.

вает измерение модуля R коэффициента отражения от структуры с помощью детекторной секции 6, подключенной к селективному микровольтметру В6-4.

Методика измерения модуля T коэффициента передачи. Измерения проводятся методом замещения с помощью аттенюатора с большим динамическим диапазоном (ДЗ-33А), при этом добиваются одинакового уровня мощности на входе приемника (С4-27) с включенным четырехполосником и без него. Соблюдаются следующие условия: генератор ГЗ-26 работает в режиме непрерывной генерации, устраняется возможность утечки мощности через фланцы.

Методика измерения модуля R коэффициента отражения. При определении R исследуемый четырехполосник заменяется короткозамыкателем с хорошо притертыми контактами. Отражение от короткозамыкателя фиксируется с помощью детекторной секции 9 и микровольтметра 10 (типа В6-4) и соответствует 100% отражению. Модуль коэффициента отражения структуры определяется отношением величины сигнала для короткозамыкателя. При изменениях генератор работает в режиме внутренней модуляции прямоугольными импульсами.

Обработка результатов измерений. Измеренные значения модулей коэффициентов передачи T и отражения R являются интегральными характеристиками всей структуры в целом (включая переходы). Всю электродинамическую структуру в целом (вместе с переходами на стандартное сечение) можно рассматривать как пассивный четырехполосник. На значения T , R оказывают влияние очень много факторов: качество возбуждения нужного типа колебаний, равномерность толщины зазора, имеющиеся закоротки в структуре, неоднородность пайки конструкции и др. Все эти факторы осложняют сравнение полученных результатов с теоретическими данными. Если пренебречь интерференционными эффектами в зазоре, то

$$\frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{пад}}} = (1 - R)^2 e^{-ab} = 10^{-0,1T}, \quad (1)$$

где T , R — экспериментальные величины; b — глу-

бина зазора; $P_{\text{пр}}$ — прошедшая мощность; $P_{\text{пад}}$ — падающая мощность.

Используя формулу (1) можно оценить α — постоянную затухания электромагнитного поля в структуре. В табл. 2 приведены значения измеренных модулей коэффициентов передачи T и модулей коэффициентов отражения R исследованных структур, причем показаны данные для двух направлений прохождения электромагнитной волны. Представлены также экспериментальные значения коэффициента затухания электромагнитной волны в диэлектрическом зазоре α_0 , полученные из уравнения (1) по измеренным значениям T и R .

Расчетные значения коэффициента затухания α_p были определены из уравнения, приведенного в [Л. 1]:

$$\frac{1}{\alpha} = L \sqrt{\frac{\Delta}{\delta_1 + \delta_2}} = l, \quad (2)$$

где Δ — ширина диэлектрического зазора; δ_1 и δ_2 — толщина скин-слоя материала стенок;

$$L = \frac{1}{\omega \sqrt{\epsilon \mu}}.$$

Анализ результатов измерений показывает, что полученные данные подтверждают существенное проникновение электромагнитной волны по диэлектрическому зазору меньшим толщиной скин-слоя в материале. Полученные в [Л. 1] выражения достаточно хорошо отражают количественные характеристики затухания электромагнитной волны в сверхтонких диэлектрических зазорах.

Изучение возможных погрешностей, связанных с ошибками в определении геометрии зазора, погрешностями схемы измерения, отклонением электрофизических свойств материалов от расчетных, показало, что ошибки в определении α_0 не превышают 30%. Отмеченные расхождения (70—100%) расчетных и экспериментальных данных для полупроводниковой системы, очевидно, связаны с нарушением симметрии при входе электромагнитной волны в диэлектрический зазор. Об этом свидетельствуют существенные различия коэффициентов отражения электромагнитной волны при различных направлениях ее распространения через структуру. Нерасчетное распределение электромагнитных полей может привести к дополнительным по-

Таблица 2

Структура	Направление	Пропускание структуры $T = 10 \lg \frac{P_{\text{пад}}}{P_{\text{пр}}}$	$\frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{пад}}}$	Коэффициент отражения на границе с диэлектрическим зазором R	e^{-ab}	Коэффициент затухания		Глубина распространения l , мкм	Ширина зазора Δ , мкм	Толщина скин-слоя δ , мкм
						экспериментальный α_0 , см ⁻¹	расчетный α_p , см ⁻¹			
Плоская	Прямое	41	$7,9 \cdot 10^{-5}$	0,79	0,00052	16,8	8,4	590	18	36
	Обратное	37	$2 \cdot 10^{-4}$	0,28	0,0013	14,76		670		
Коаксиальная	Прямое	53	$5 \cdot 10^{-6}$	0,25	0,0000089	36,3	41	280	0,16	серебро 0,63
	Обратное	53	$5 \cdot 10^{-6}$	0,25	0,0000089	36,3				1,94 тантал

Расчет блуждающих и защитных токов в трубопроводной сети

ТКАЧЕНКО В. Н.

Волгоградский инженерно-строительный институт

При проектировании электрохимической защиты трубопроводов от подземной коррозии возникает необходимость в определении зоны действия катодной защиты, а при наличии в земле блуждающих токов — анодных зон и зон действия установок электродренажной защиты. В трубопроводных сетях эта задача осложняется необходимостью учета сложной геометрии сети, взаимных влияний различных участков сети, наличием гальванических связей, перемычек, различного рода заземлений и т. д.

Известные методы расчета распределения потенциала вдоль одиночного трубопровода [Л. 1] не решают сетевую задачу. В последнее время для подбора параметров катодной защиты городских трубопроводных сетей предложены эмпирические формулы [Л. 2], не пригодные, однако, для расчета распределения потенциала вдоль трубопроводов. Метод аналогового моделирования, являясь достаточно эффективным для сетей [Л. 3], до сих пор не обеспечен техническими средствами.

Наиболее приемлемый метод расчета совокупности трубопроводов предложен в [Л. 4], но он не обладает достаточной универсальностью в случае с многократно разветвленными и закольцованными сетями.

В данной статье предлагается численный метод расчета сети в общей постановке.

Основные уравнения, описывающие электрическое состояние трубопровода:

$$\left. \begin{aligned} R_{из} j(x) + \varphi(x) - \varphi_c(x) &= 0; \\ \varphi(x) &= \frac{\rho}{4\pi} \int_L j(\xi) \left(\frac{1}{r(x, \xi)} + \frac{1}{r'(x, \xi)} \right) d\xi + \varphi_3(x); \\ \frac{d\varphi_c(x)}{dx} &= -R_{пр} i(x); \\ i(x) &= \frac{1}{R_{пр}} \frac{d^2 \varphi_c(x)}{dx^2}; \\ U(x) &= R_{из} j(x), \end{aligned} \right\} (1)$$

где φ_c — потенциал трубопровода; φ — общий потенциал поля земли на внешней поверхности изоляции трубопровода; φ_3 — потенциал поля земли, вызванный внешними по отношению к трубопроводу источниками тока; U — искомое напряжение на изоляции трубопровода или напряжение «труба — земля»; $R_{из}$ — сопротивление изоляции единицы длины трубопровода; $R_{пр}$ — удельное продольное сопротивление трубопровода; i — ток трубопровода, направленный вдоль его оси; j — плотность

тока, стекающего с единицы длины трубопровода; ρ — удельное сопротивление грунта; r — расстояние между точкой $(x, d/2)$ на поверхности трубопровода и точкой ξ на его оси; r' — то же, но от точки ξ , лежащей на оси трубопровода, зеркально отображенного относительно поверхности земли,

$$r(x, \xi) = \sqrt{(x - \xi)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2};$$

$$r'(x, \xi) = \sqrt{(x - \xi)^2 + (2b)^2},$$

x — осевая координата искомой точки трубопровода; d, b — соответственно диаметр и глубина заложения трубопровода.

Пусть N — число трубопроводов, произвольным образом связанных в сеть. При этом под трубопроводом будем понимать неразветвленный, произвольной конфигурации участок сети с неизменным $R_{пр}$. Величина $R_{из}$ вдоль трубопровода может меняться также произвольно.

В общем случае для сети в соответствии с (1) может быть записана система интегральных или интегро-дифференциальных уравнений N -го порядка относительно $\varphi_c(x)$, $i(x)$ или $j(x)$ с системой граничных условий в точках связи.

Задачу можно существенно упростить, если ввести понятие тока связи.

В трубопроводной сети могут иметь место несколько разновидностей связи. Универсальная схема цепи связи, приведенная на рис. 1, соответствует, например, катодной защите, усиленному дренажу или же отражает электрохимическую неоднородность связываемых участков сети. При $E=0$ схема трансформируется в регулируемую перемычку между трубопроводами; при $E=0$ и $R=0$ она соответствует глухой стыковке трубопровода — сварке.

Пусть в узлах сети $p=1, 2, \dots, P$ включены цепи связи. Назначим направление токов в цепях связи и условимся ток, втекающий в трубопровод извне, считать положительным, вытекающий — отрицательным. Присвоим точке с отрицательным током номер p' , с положительным — p'' .

Рассечем сеть в узлах p на N отдельных трубопроводов и с целью компенсации влияния сети включим в каждой из точек расщепления по обе стороны разрыва две равные по модулю разнополярные токовые нагрузки I_p . При известных I_p задача расчета сети существенно упрощается: сеть трубопроводов представляется совокупностью нагруженных трубопроводов простейшей конфигурации. Ток в p -й цепи связи

$$I_p = \frac{\varphi_{cp'} - \varphi_{cp''} + E_p}{R_p + R_{pp}}, \quad (2)$$

где $\varphi_{cp'}$, $\varphi_{cp''}$ — потенциалы трубопроводов по обе стороны

терям на входе в зазор, что объясняет более высокие значения α_0 .

В табл. 2 показаны также для сравнения основные параметры исследованных материалов и структур толщина скин-слоя δ , ширина зазора Δ и глубина проникновения электромагнитной волны l вдоль диэлектрического зазора. Из сопоставления этих величин видно, что глубина проникновения электромагнитной волны вдоль диэлектрического зазора во много раз превышает толщину скин-слоя.

Вывод. Экспериментально показано, что глубина проникновения электромагнитного поля вдоль тонких диэлектрических зазоров ($\Delta \ll \delta$) во много раз превышает толщину скин-слоя материала стенок.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лидоренко Н. С., Сушко В. Н., Попов Д. А. — Аномальное проникновение электромагнитного поля вдоль границы раздела фаз. — Электричество, 1978, № 1.
2. Лидоренко Н. С. ДАН СССР т. 216, № 6, 1970.
3. Юнг Л. Анодные окисные пленки. — Л.: Энергия, 1967. [13.08.81]

стыка; z_{pp} — характеристическое сопротивление между точками p' и p'' при разрыве всех цепей связи.

Согласно принципу суперпозиции

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{cp'} &= \varphi_{cp'}^0 + \sum_{q=1}^P (z_{p'q''} - z_{p'q'}) I_q, \quad p' \neq q'; \\ \varphi_{cp''} &= \varphi_{cp''}^0 + \sum_{q=1}^P (z_{p''q''} - z_{p''q'}) I_q, \quad p'' \neq q''; \\ p', p'' &= 1, 2, \dots, P, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $\varphi_{cp'}^0, \varphi_{cp''}^0$ — потенциалы трубопроводов, наведенные полем блуждающих токов или полем иных независимых от данного трубопровода источников; $z_{p'q'}, z_{p'q''}$ — коэффициенты взаимного влияния, численно равные потенциалу расчлененного трубопровода в точке p' , вызванному единичной токовой нагрузкой, помещенной соответственно или в точку q' , или в q'' (см. рис. 2); $z_{p''q'}, z_{p''q''}$ — то же, но для точки p'' .

Подставляя (3) в (2) и обозначая

$$Z_{pq} = z_{p,q'} + z_{p,q''} - z_{p,q'} - z_{p,q''}, \quad (4)$$

придем к системе уравнений относительно токов в цепях связи:

$$\left. \begin{aligned} ZI &= \varphi^0; \\ Z &= \{Z_{pq}\}_{p,q=\overline{1,P}}, \quad I = \{I_p\}_{p=\overline{1,P}}, \\ \varphi^0 &= \{\varphi_{cp}^0\}_{p=\overline{1,P}}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где

$$\varphi_{cp}^0 = \varphi_{cp'}^0 - \varphi_{cp''}^0 + E_p.$$

Вычисление коэффициентов z_{pq} возможно, если известно решение для t -го ненагруженного трубопровода, находящегося в системе обособленных, но связанных взаимным влиянием трубопроводов, среди которых один (s -й) нагружен (рис. 2). В общем случае задача отыскания z_{pq} с учетом взаимных влияний между ненагруженными трубопроводами является методически более простой по сравнению с решением непосредственно системы (1), но весьма громоздкой. В этом случае подлжет решению система интегро-дифференциальных уравнений N -го порядка с однородными граничными условиями.

Система для отыскания z_{pq} распадается, однако, на N независимых уравнений, если пренебречь влиянием ненагруженных трубопроводов на нагруженные. Так, при расчете влияния s -го нагруженного трубопровода на t -й трубопровод, что необходимо для вычисления $z_{p,q'}$, было бы полезно учитывать лишь поля s -го и t -го трубопроводов. Ошибка от такого допущения тем меньше, чем дальше рассматриваемый трубопровод от соседних ненагруженных. Допущения такого рода широко использовались ранее. Пренебрегали, например, влиянием трубопровода (пассивный проводник) на рельсы электротранспорта (активный проводник). Более того, можно пренебречь влиянием нагруженного трубопровода на нагруженный. Об этом свидетельствует, например, соотношение между коэффициентами взаимного влияния в формуле (4): всегда $z_{p,q'} \gg z_{p,q''}$ и $z_{p'',q'} \gg z_{p'',q''}$. И, наконец, даже в худшем случае — для стыкующихся трубопроводов — всегда $z_{p,p'} \gg z_{p,p''}$ и $z_{p'',p'} \gg z_{p'',p''}$. Числовые значения коэффициентов z_{pp} для стыкующихся трубопроводов приведены ниже в примере расчета.

Таким образом, считая токи в цепях связи известными и предполагая вернуться к методике вычисления z_{pq} ниже, сформируем уравнения основной задачи, имея в виду численный метод ее решения.

Включим в точках p компенсирующие нагрузки, численно равные токам в цепях связи I_p . Пусть в пределах t -го трубопровода ($t=1, 2, \dots, N$) компенсирующие нагрузки имеют номера $p=\alpha+1, \alpha+2, \dots, \alpha+P_t$, где α — некоторое число.

В соответствии с конечно-разностной аппроксимацией второй производной, если в ξ -м узле t -го трубопровода ($\xi=1, 2, \dots, M_t$, где M_t — число узлов разбиения трубопровода) включена положительная токовая нагрузка I_{ξ} , то

$$\frac{\varphi_{c\xi+1} - \varphi_{c\xi}}{R_{np}h} - \frac{\varphi_{c\xi} - \varphi_{c\xi-1}}{R_{np}h} = h j_{\xi} - I_{\xi} \quad (6)$$

Рис. 1. Схема универсальной цепи связи между трубопроводами.

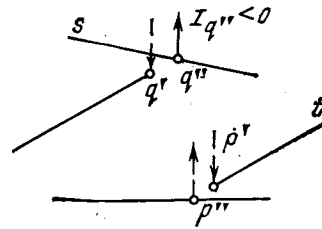
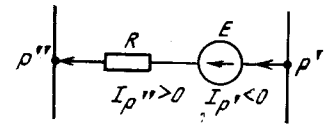


Рис. 2. Расчетная схема, где s — влияющий, а t — подверженный влиянию трубопроводы.

или в матричной форме

$$\begin{aligned} B\varphi_c &= \beta(j-I), \quad \beta = R_{np}h^2, \\ I &= \{0, \dots, I_{\alpha+1}h^{-1}, \dots, I_{\alpha+2}h^{-1}, \dots, I_{\alpha+P_t}h^{-1}, \dots, 0\}_{M_t}, \end{aligned} \quad (7)$$

$$B = \begin{pmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & -2 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -2 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -1 \end{pmatrix},$$

$$j = \{j_i\}_{i=\overline{1,M_t}}, \quad \varphi_c = \{\varphi_{ci}\}_{i=\overline{1,M_t}},$$

h — шаг дискретизации.

В соответствии с (1) для i -го узла t -го трубопровода имеем еще одно уравнение:

$$R_{niz}j_i + \varphi_i - \varphi_{ci} = 0, \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} M_t \\ \varphi_i &= \sum_{k=1}^{M_t} a_{ik}j_k + \varphi_{zi}; \\ a_{ik} &= \frac{\rho}{4\pi} \int_{-h/2}^{h/2} \times \\ &\times \left(\frac{1}{\sqrt{(x_k + l \cos \psi_k - x_i)^2 + (y_k + l \sin \psi_k - y_i)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2}} + \right. \\ &\left. + \frac{1}{\sqrt{(x_k + l \cos \psi_k - x_i)^2 + (y_k + l \sin \psi_k - y_i)^2 + (2b)^2}} \right) dl; \end{aligned}$$

l — текущая координата вдоль k -го элементарного участка; x_i, y_i — координаты i -го узла в выбранной системе координат; ψ_k — угол между осью k -го элементарного участка и осью Ox ; φ_{zi} — потенциал земли от внешних источников тока.

Для прямолинейного трубопровода

$$\left. \begin{aligned} a_{ii} &= \frac{\rho}{\pi} \ln \frac{h}{\sqrt{db}}; \\ a_{ik} &= \frac{\rho}{2\pi} \frac{1}{|i-k|} \text{ при } k \neq i. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

В общем виде

$$A_j - \varphi_c = -\varphi_z, \quad (10)$$

где

$$\begin{aligned} A &= \{a_{ik} + \delta_i\}_{i,k=\overline{1,M_t}}, \quad \delta_i = \begin{cases} 0 \\ R_{niz} \end{cases} \text{ при } \begin{cases} i \neq k \\ i = k, \end{cases} \\ \varphi_z &= \{\varphi_{zi}\}_{i=\overline{1,M_t}} \end{aligned}$$

Таким образом, для решения поставленной задачи, имеем систему матричных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} B\varphi_c &= \beta(j - I); \\ A_j - \varphi_c &= -\varphi_3. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Умножая второе уравнение слева на B и складывая, получим систему алгебраических уравнений в матричной форме:

$$(BA - \beta E)j = -\beta I - B\varphi_3, \quad (12)$$

где E — единичная матрица; $BA - \beta E$ — квадратная матрица порядка M ; j — вектор искомой плотности тока; $-\beta I - B\varphi_3$ — вектор правых частей.

Аналогично, исключая j , получим систему относительно φ_c :

$$(AB - \beta E)\varphi_c = -\beta(AI + \varphi_3). \quad (13)$$

Доопределяют задачу сведения о потенциале земли φ_3 , который находится как основными источниками тока в земле — анодами катодных станций, рельсами электрифицированных железных дорог, — так и дополнительными, появившимися в результате реализации выбранного метода расчета, — соседними трубопроводами с компенсирующими нагрузками на них.

Так, потенциал земли в i -м узле t -го трубопровода, вызываемый током, стекающим с s -го нагруженного трубопровода, находится по формуле

$$\varphi_{ai} = \frac{\rho}{4\pi} \sum_{k=1}^{M_s} a_{ik} j_k, \quad i = 1, 2, \dots, M_t. \quad (14)$$

Коэффициенты a_{ik} вычисляются по (8), но при этом k принадлежит s -му трубопроводу. Плотность тока j_k определяется из откорректированной системы (12):

$$(BA - \beta E)j = -\beta I, \quad (15)$$

где в векторе I все элементы нулевые за исключением тех, которые соответствуют точкам стыка, т. е. где включены токи связи, или точке дренажа, к которой подключена катодная станция. Алгоритм расчета, таким образом, представляется в следующем виде.

1. Вычисляются по формуле (15) плотности тока на трубопроводах, нагруженных токами электрохимической защиты. Одновременно вычисляются плотности тока, вызванные единичными разнополярными токовыми нагрузками, включенными в точках связи.

2. Вычисляются коэффициенты взаимного влияния z_{pq} . Если $p=q$, то используется система (13) с измененной правой частью:

$$(AB - \beta E)\varphi_c = -\beta AI, \quad (16)$$

где элемент вектора I , соответствующий точке стыка, есть $I_q = h^{-1}$, а остальные — нули. Если $p \neq q$, то (13) приобретает вид

$$(AB - \beta E)\varphi_c = -\beta \varphi_3. \quad (17)$$

Один из элементов φ_c , а именно, соответствующий точке стыка, есть искомое значение z_{pq} .

3. По формуле (4) находится матрица характеристических сопротивлений Z_{pq} .

4. Находится столбец потенциалов φ^0 , наведенных внешними источниками. Так, если в трубопроводной сети действует система катодной защиты, имеющая N_a анодов, которые можно считать точечными, то расчет φ^0 должен выполняться по формуле (17), где

$$\varphi_{zi} = \sum_{k=1}^{N_a} \frac{I_{ak}\rho}{2\pi r_{ki}}, \quad (18)$$

I_{ak} — ток k -го анода; r_{ki} — его расстояние до i -й точки трубопровода.

5. По формуле (5) вычисляются токи связи.

6. По формуле (14) находится поле в земле от токов связи и других внешних источников, и после формирования правых частей в формуле (12) вычисляется искомая плотность тока.

Пример 1. Данный пример расчета рассмотрим с целью оценки погрешностей, связанных с принятыми в методике допущениями. Прямолинейный трубопровод длиной $L=2000$ м рассечен пополам, рассчитан по частям и затем «сшит» в соответствии с предлагаемым методом расчета. Для сравнения тот же трубопровод рассчитаем как цельный, что в данной

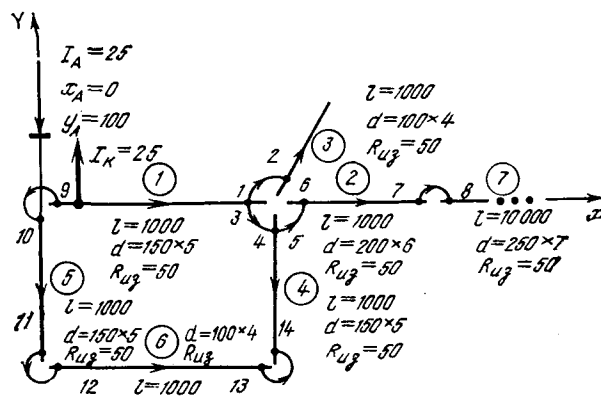


Рис. 3. Расчетная схема трубопроводной сети и ее параметры.

ситуации с неразветвленным трубопроводом — не составляет проблемы.

Исходные данные для расчета: диаметр трубопровода $d=0,3$ м, глубина его заложения $b=1,5$ м, погонное сопротивление изоляции $R_{из}=50$ Ом·м, удельное сопротивление $R_{пр}=1 \cdot 10^{-5}$ Ом/м, удельное сопротивление земли $\rho=20$ Ом·м. Трубопровод защищается катодной станцией, подключенной в начале трубопровода ($x_A=0$, $y_A=100$). Анод ее располагается в земле в точке $x_A=0$, $y_A=100$ (ось Ox направлена вдоль трубопровода). Ток катодной станции $I_K=50$ А.

Таблица 1

Продольная координата x , м	Линейная плотность тока, мА/м		
	j_1	j_2	j_3
50	—0,04273	—0,04325	—0,04333
250	—0,02993	—0,03034	—0,03041
450	—0,02609	—0,02635	—0,02643
650	—0,02435	—0,02437	—0,02446
850	—0,02364	—0,02311	—0,02321
950	—0,02398	—0,02252	—0,02275
1050	—0,02070	—0,02217	—0,02236
1150	—0,02156	—0,02209	—0,02205
1250	—0,02170	—0,02188	—0,02179
1450	—0,02174	—0,02158	—0,02144
1650	—0,02184	—0,02150	—0,02135
1850	—0,02232	—0,02186	—0,02170
1950	—0,02314	—0,02262	—0,02245

Примечание. j_1 — трубопровод «сшит», но поле в земле от тока связи не учтено; j_2 — расчет по предложенной в статье методике; j_3 — контрольный расчет для нерассеченного трубопровода.

В табл. 1 приведены окончательные и некоторые промежуточные результаты расчета. Сравнение окончательных результатов для «сшитого» j_2 и цельного j_3 трубопроводов показывает на высокую точность расчета: наибольшая погрешность, равная 1%, возникает, как и следовало ожидать, вблизи точки рассечения. Малая погрешность свидетельствует о том, что вполне приемлемо принятое в расчете допущение о пренебрежимо малом влиянии поля ненагруженного трубопровода. Это допущение является существенно облегчающим фактором при вычислении коэффициентов z_{pq} и, следовательно, токов в цепях связи. Даже нагруженный ток связи трубопровода (ток связи $I_p=21,85$ А) вызывает поле, незаметное в приближенных расчетах, что видно из сравнения j_1 и j_2 . О том же свидетельствует соотношение между коэффициентами z_{pq} : $z_{11}=z_{22}=0,09691$, $z_{12}=z_{21}=0,00442$, т. е. $z_{11} \gg z_{12}$.

Пример 2. Пример иллюстрирует возможности предлагаемого метода. Распределительная сеть состоит из семи трубопроводов (рис. 3), причем трубопровод 7 — магистральный или эквивалент соседней сети. Если на трубопроводе 7 действует ранее запроектированная защита, то это учитывается включением в цепь связи 7—8 источника э. д. с. (по рис. 1).

В табл. 2 приведены результаты расчета. Каждый из трубопроводов разбит на 5 элементарных участков. Направление

Таблица 2

№ трубопровода	Значения напряжения «труба—земля» в узлах вдоль трубопровода, В				
	1	2	3	4	5
1	-0,7556	-0,4203	-0,2805	-0,1862	-0,1037
2	-0,1	-0,0874	-0,0726	-0,0578	-0,0432
3	-0,0941	-0,091	-0,084	-0,0787	-0,0781
4	-0,0943	-0,0972	-0,0959	-0,0953	-0,0975
5	-0,6283	-0,4087	-0,3144	-0,2541	-0,2105
6	-0,1996	-0,1623	-0,1333	-0,1112	-0,0948

нумерации участков (узлов) вдоль трубопровода показано стрелками на оси трубопровода (рис. 3). Дугами на стыках трубопроводов показаны цепи токов связи.



УДК 621.318.563.001.24

К анализу точности реле активного тока

КОЗЛОВ В. Н., ЛЯМЕЦ Ю. Я.

Чебоксары

Выпускаемые промышленностью реле активного тока предназначены для защиты генераторов от перехода в двигательный режим. Функциональные схемы этих реле состоят из измерительной части — измерительного преобразователя активного тока в среднее значение выходного напряжения — и исполнительного элемента — компаратора [Л. 1 и 2]. Измерительный преобразователь выполняется на основе схемы сравнения абсолютных значений или схемы сравнения фаз двух электрических величин и сглаживающего фильтра. В статье рассматриваются факторы, влияющие на точность измерения активного тока.

Вначале рассмотрим принципиальные особенности схем сравнения абсолютных значений как измерительных преобразователей активного тока, а затем влияние сглаживающего фильтра на точность реле.

На входы схемы сравнения абсолютных значений подаются э. д. с. E_1 и E_2 , являющиеся линейными функциями напряжения и тока (рис. 1). Среднее значение выходного напряжения пропорционально разности $E_1 - E_2$. В то же время активный ток пропорционален разности проекций $E_{1x} - E_{2x}$. Учитывая соотношения

$$E_1^2 - E_2^2 = E_{1x}^2 - E_{2x}^2, \\ E_{1x} + E_{2x} = 2E_u,$$

и обозначая $\lambda = E_u / E_i$, определяем методическую погрешность измерения активного тока

$$\delta_m = \left(\frac{2\lambda}{\sqrt{1 + \lambda^2 + 2\lambda \cos \varphi} + \sqrt{1 + \lambda^2 - 2\lambda \cos \varphi}} - 1 \right) 100\%,$$

графики которой приведены на рис. 2.

В отличие от схем сравнения абсолютных значений схемы сравнения фаз свободны от методической погрешности измерения активного тока. Предположим, что в измерительном преобразователе активного тока схема сравнения фаз имеет идеальную косинусоидальную характеристику. Тогда погрешность замера активного тока будет определяться только сглаживающим фильтром.

Компаратор реагирует на максимальные значения сглаженного напряжения. В связи с тем, что в выходном напряжении фильтра соотношение между уровнями постоянной и переменной составляющих зависит от угла φ , возникает погрешность фильтрации

$$\delta_\phi = \left(\frac{U_{m\phi}}{U_{m\phi 0} \cos \varphi} - 1 \right) 100\%,$$

где $U_{m\phi}$ — максимум напряжения на выходе фильтра при произвольном угле φ , а $U_{m\phi 0}$ — при $\varphi = 0$.

Погрешность δ_ϕ определена далее для реле с одно- и двухполупериодной схемой сравнения фаз и однозвенным RC-фильтром. Последний применяется в тех случаях, когда

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Методы расчета электрических полей при электрохимической защите металлических сооружений от коррозии / В. И. Остапенко, Ф. Н. Жапакова, В. В. Лукович и др. — Киев: Наукова думка, 1980.

2. Левин В. М., Оганезова И. С. Методика расчета электрохимической защиты подземных сооружений. — В кн.: Совершенствование методов защиты подземных трубопроводов от внешней и внутренней коррозии. — Науч. труды АХХ им. К. Д. Памфилова, 1978, вып. 159.

3. Палагин В. Г. Моделирование электрической защиты от коррозии подземных металлических сооружений. — Газовая промышленность, 1973, № 10.

4. Тозони О. В., Нежинская М. М. Расчет электрозащиты подземных трубопроводов. — Электричество, 1979, № 9.

[31.07.81]

необходимо исключить срабатывание реле при снижении активного тока по отношению к заданному уровню до истечения установленной выдержки времени. Анализ погрешности ведется при условиях, что схема сравнения фаз представляет собой идеальный источник э. д. с. (внутреннее сопротивление источника отнесено к фильтру), а входное сопротивление компаратора бесконечно велико (фильтр не нагружен).

В реле с однополупериодной схемой сравнения фаз на первых полупериодах напряжение, подаваемое датчиком на вход фильтра, изменяется по закону (рис. 3)

$$u_{вх}(t) = U_{мвх} \sin(\omega t - \varphi). \quad (1)$$

Первые полупериоды чередуются со вторыми, на которых $u_{вх}(t) \equiv 0$. Определим выходное напряжение фильтра, условившись отсчитывать время от начала каждого полупериода. На первых полупериодах

$$u_{с1}(t) = u_{спр}(t) + A_1 \exp(-t/\tau), \quad (2)$$

а на вторых

$$u_{с2}(t) = A_2 \exp(-t/\tau),$$

где A_1 и A_2 — постоянные величины, $\tau = RC$, $u_{спр}(t)$ — принужденная (синусоидальная) в пределах отдельных интервалов составляющая выходного напряжения;

$$u_{спр}(t) = -U_{мвх} \sin \gamma \cos(\omega t - \varphi + \gamma),$$

а $\gamma = \arctg \omega \tau$ — есть собственный угол RC-цепи (рис. 3, б).

Рис. 1. Векторная диаграмма схемы сравнения.

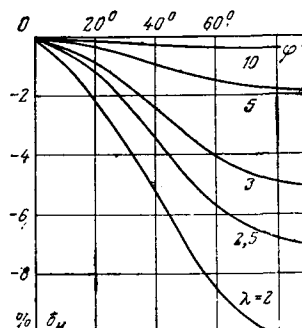
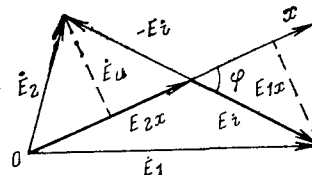


Рис. 2. Зависимость методической погрешности измерения активного тока схемой сравнения абсолютных значений от разности фаз между напряжением и током.

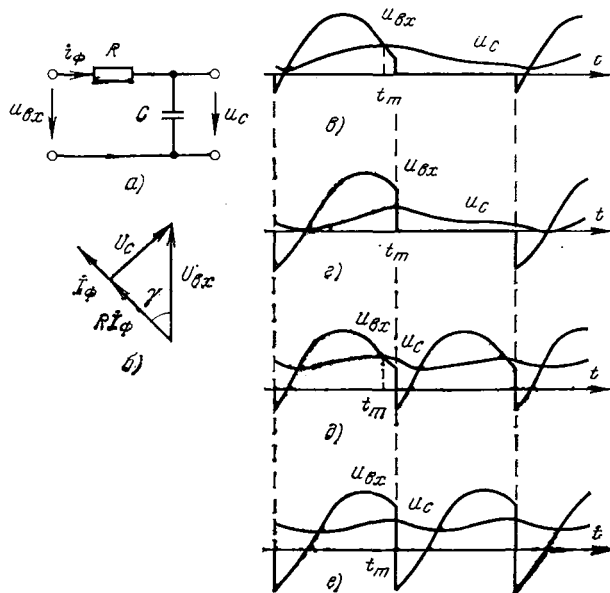


Рис. 3. Однозвенный RC-фильтр (а), его векторная диаграмма (б), кривые входного и выходного напряжений $u_{вх}$ и u_c при однополупериодной (в, г) и двухполупериодной (д, е) схемах сравнения фаз.

в и д — для $\varphi < \varphi_{гр}$; г и е — для $\varphi > \varphi_{гр}$.

Из условий $u_{c1}(T/2) = u_{c2}(0)$ и $u_{c1}(0) = u_{c2}(T/2)$ находим

$$A_1 = A_2 = A = \frac{U_{мвх} \cos(\gamma - \varphi) \sin \gamma}{1 - \exp(-T/2\tau)}.$$

В моменты времени t_m , когда напряжение $u_c(t)$ достигает максимумов, выполняются равенства: $u'_{c1}(t_m) = 0$; $i_\phi(t_m) = 0$ и $u_{c1}(t_m) = u_{вх}(t_m)$. (3)

Очевидно, что при активно-емкостной нагрузке сети, т. е. в диапазоне углов $-90^\circ < \varphi \leq 0$, момент t_m заведомо меньше $T/2$, а при активно-индуктивной нагрузке ($0 \leq \varphi < 90^\circ$) $t_m < T/2$ лишь до некоторого граничного значения угла $\varphi_{гр}$ (рис. 3, в и г), начиная с которого максимумы выходного напряжения приходятся на конец полупериода ($t_m = T/2$). Значение $\varphi_{гр}$ определяется из условия $u_{вх}(T/2) = u_{c2}(0) = A$:

$$\varphi_{гр} = \arccotg \left[\cotg \gamma - \frac{2}{\sin 2\gamma} \exp\left(-\frac{T}{2\tau}\right) \right].$$

Таким образом, в диапазоне углов $-90^\circ < \varphi < \varphi_{гр}$ для определения моментов t_m необходимо решить трансцендентное уравнение, получаемое после подстановки (1) и (2) при t_m в условие (3),

$$\frac{\cos(\gamma - \varphi)}{1 - \exp(-T/2\tau)} \exp(-t_m/\tau) = \cotg \gamma \sin(\omega t_m - \varphi + \gamma) \quad (4)$$

и при этом максимальное значение выходного напряжения

$$U_{мф} = U_{мвх} \sin(\omega t_m - \varphi),$$

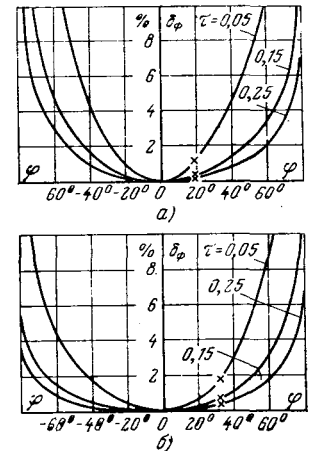
а в диапазоне углов $\varphi_{гр} \leq \varphi < 90^\circ$ $U_{мф} = A$.

В реле с двухполупериодной схемой сравнения фаз входное напряжение фильтра на всех полупериодах описывается выражением (2). Если B — новая постоянная, то в этом случае

$$u_c(t) = u_{спр}(t) + B \exp(-t/\tau).$$

Из условия $u_c(0) = u_c(T/2)$ вытекает соотношение, свиде-

Рис. 4. Зависимость погрешности фильтрации от разности фаз между напряжением и током при однополупериодной (а) и двухполупериодной (б) схеме сравнения фаз. Крестиками помечены точки, соответствующие граничным значениям угла $\varphi_{гр}$. Значение τ дано в секундах.



тельствующее о том, что $B = 2A$. Аналогично предыдущему может быть получено новое выражение для граничного угла

$$\varphi_{гр} = \arccotg \left[\frac{2}{\sin 2\gamma} \frac{1 - \exp(-T/2\tau)}{1 + \exp(-T/2\tau)} - \tg \gamma \right].$$

Уравнение для определения моментов t_m в диапазоне углов $-90^\circ < \varphi < \varphi_{гр}$ отличается от уравнения (4) только коэффициентом 2 в левой части. В диапазоне углов $\varphi_{гр} \leq \varphi < 90^\circ$ по-прежнему $t_m = T/2$, а

$$U_{мф} = u_c(0) = U_{мвх} \cos(\gamma - \varphi) \sin \gamma \frac{1 + \exp(-T/2\tau)}{1 - \exp(-T/2\tau)}.$$

На рис. 4 приведены результаты расчета погрешности $\delta\varphi$, выполненные на ЦВМ по приведенным в статье формулам для частоты 50 Гц и трех значений τ .

Заметим, что при $\omega\tau \gg 1$ для однополупериодного реле

$$\varphi_{гр} \rightarrow \arccotg \pi = 17,6^\circ,$$

а для двухполупериодного

$$\varphi_{гр} \rightarrow \arccotg \frac{\pi}{2} = 32,5^\circ,$$

что нашло свое отражение и на рис. 4.

Выводы. 1. Измерительному преобразователю активного тока на основе схемы сравнения абсолютных значений электрических величин присуща методическая погрешность измерения.

2. Точность реле активного тока зависит от характера нагрузки сети. Однополупериодное исполнение реле при индуктивном характере нагрузки ($\varphi > 0$) обладает более высокой точностью, чем при емкостном ($\varphi < 0$); двухполупериодное — наоборот. При одинаковых условиях двухполупериодное исполнение всегда точнее однополупериодного, но это преимущество ощутимо лишь при емкостном характере нагрузки, а при индуктивном оно малозаметно.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гринштейн В. И., Лямец Ю. Я., Поляков Г. П. Бесконтактное реле активного обратного тока. — Электротехника, 1965, № 3.
2. Ковалевская В. В., Машенков В. М. Энергетические измерительные преобразователи. — М.: Энергия, 1969.
3. Einvall C. H. Directional relay type RXPE 4. — ASEA Journal, 1972, vol. 45, № 3.

[14.06.81]

Влияние частоты воздействия импульсного напряжения на время до пробоя полиэтилена

СКВИРСКАЯ И. И., СОТНИКОВ В. Г., УШАКОВ В. Я.

НИИ высоких напряжений при Томском политехническом институте им. С. М. Кирова

Многообразие и сложность процессов, протекающих в диэлектриках при их электрическом старении, не позволяя на сегодня априорно определять с удовлетворительной точностью время до пробоя (время жизни) изоляции (ЭИ) и надежность конструкции ЭИ. По этой же причине основным методом исследования старения ЭИ остается эксперимент. При этом ставится цель либо исследование влияния различных факторов на время до пробоя ЭИ с привлечением большого статистического материала [Л. 1 и 2], либо изучение процессов в инкубационной стадии и в стадии тринга с использованием современных методов физического эксперимента [Л. 3 и 4].

В данной статье приведены результаты исследования влияния частоты следования импульсов напряжения на время до пробоя полиэтиленовых образцов в резконеоднородном поле. Выбор метода исследования и испытываемого материала обусловлен тем, что полиэтилен является одним из полимеров, широко используемых в ЭИ в высоковольтной электрофизической аппаратуре, работающей в широком диапазоне частот. Результаты таких исследований способствуют разработке научно обоснованных методов расчетов и проектирования ЭИ и могут быть полезными при обсуждении механизма старения ЭИ при многоимпульсных воздействиях электрического поля.

Образцы изготавливались из полиэтилена низкой плотности марки 15802—020; электрод — игла радиусом при вершине 12 мкм вдавливался в материал. Противоположная поверхность образца покрывалась проводящим слоем, состоящим из клея БФ-6 и графита. Расстояние между электродами составляло 2,5 мм.

Испытания образцов проводились в воздухе без длительных перерывов. Одновременно испытывались две партии по 10—20 образцов, причем в одной из них напряжение подавалось на иглу, в другой — на плоскость. Образцы подвергались воздействию колебательных затухающих импульсов с амплитудой 15 и 20 кВ с длительностью фронта 0,3 мкс и аperiodических импульсов с длительностью фронта и волны соответственно 0,3 и 2,7 мкс и амплитудой 20 кВ. Частота следования импульсов изменялась от 0,1 до 130 имп/с. Количество поданных импульсов до пробоя фиксировалось с помощью частотомера $\Phi=5007$.

На рис. 1 приведены типичные зависимости вероятности пробоя образцов от числа поданных на образец импульсов напряжения при различной частоте их посылки. Прямолинейный вид зависимостей, представленных на бумаге Вейбулла — Гнеденко, свидетельствует о возможности описания их распределением Вейбулла; отчетливо видно влияние частоты посылки импульсов.

На рис. 2 представлены зависимости времени до пробоя образцов от частоты следования импульсов f , рассчитанные по отношению числа импульсов до пробоя образцов при вероятности отказа 0,8 к частоте их следования. Отмечаются три закономерности: зависимость t имеет минимум; при увеличении амплитуды импульса минимум смещается в область низших частот; при увеличении частоты уменьшается влияние полярности электрода-острия.

При объяснении этих закономерностей необходимо иметь в виду, что в условиях выполненных нами экспериментов заключительная стадия старения представляет собой развитие от острия дендрита, который наблюдался при изготовлении срезов образцов. Фундаментальными фрагментами в физической картине развития дендрита являются следующие. Под действием приложенного поля происходит инжекция зарядов (электронов с катода, дырок с анода), приводящая к искажению первоначальной картины поля. При интенсивной эмиссии (например, при сильных знакопеременных полях) эмиссионный ток может вызывать распыление определенного объема материала, а сильные локальные поля инжектированных зарядов вызвать образование микротрещин. Канал дендрита заполнен газообразными продуктами разложения материала. В газовом канале возникают разряды (в общих чертах подобные частичным разрядам). Дискретная во времени ионизация в газовом канале дендрита вызывает последовательное разрушение материала вблизи его головки и обеспечивает прорастание дендрита в глубь материала.

В рамках этой модели представленные на рис. 2 зависимости $t=F(f)$ можно объяснить следующим образом. На левой ветви кривых $\lg t=F(\lg f)$ снижение времени до пробоя обусловлено увеличением числа импульсов, воздействующих на полиэтилен в единицу времени, каждый из которых вне зависимости от частоты вызывает примерно одинаковые разрушающие эффекты. Разрушающий эффект от каждого импульса не будет зависеть от частоты лишь в том случае, если к моменту воздействия очередного импульса условия для развития разрушения возвратятся в исходное состояние. Прежде всего имеется в виду уменьшение до исходного уровня: давления газа в стволе дендрита, объемного заряда, внедренного в диэлектрик ионизацией в стволе дендрита и температуры материала вблизи головки канала дендрита. При увеличении частоты выше определенной критической [в нашем случае соответствующей минимуму на кривых $\lg t=F(\lg f)$] система не будет возвращаться в исходное состояние в течение паузы между импульсами, т. е. будет увеличиваться давление газа в канале, накапливаться объемный заряд, повышаться температура материала.

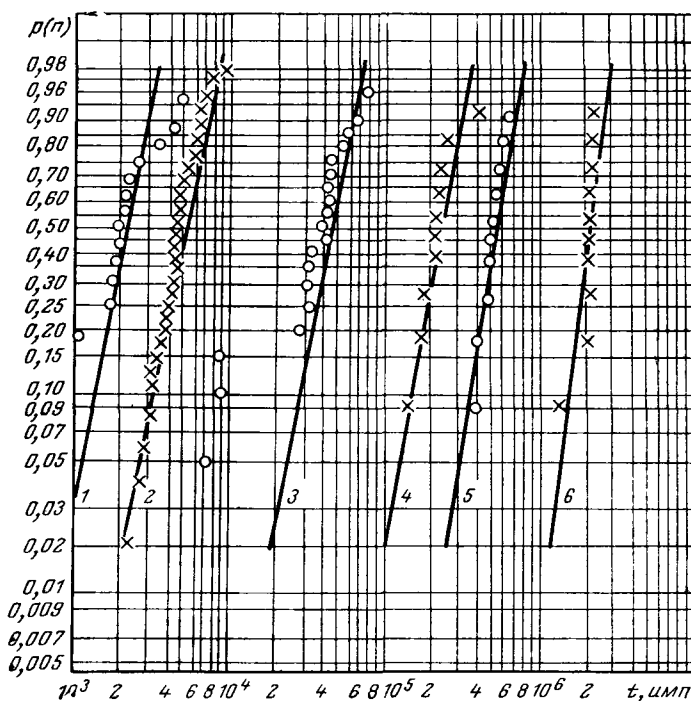
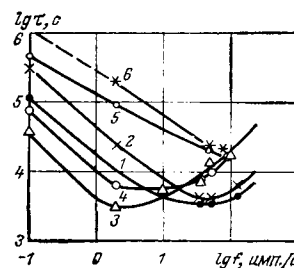


Рис. 1. Распределение отказов образцов при подаче напряжения 20 кВ на иглу.

Частота следования: 1 — 0,1; 2 — 2; 3 — 10; 4 — 35; 5 — 50; 6 — 100 имп/с.

Рис. 2. Зависимость времени до пробоя образцов при вероятности отказа 0,8 от частоты следования импульсов при подаче напряжения 15 кВ (1, 2) и 20 кВ (3, 4, 5, 6) на иглу (1, 3, 5) и на плоскость (2, 4, 6). 1, 2, 3, 4 — импульс колебательный; 5, 6 — импульс аperiodический.



Условия испытания	Число импульсов до пробоя при вероятностях отказа p (%)						
	0,2	0,3	0,4	0,5	0,7	0,8	0,9
Полая игла	3784	5071	5606	5861	30673	92425	201050
Запаянная игла	4774	99111	110720	154188	1914175	3 501 206	3 511 299

Увеличение давления газа вызывает уменьшение интенсивности ионизации и разрушающего эффекта от каждого импульса напряжения и, как следствие, увеличение времени жизни образца (правая ветвь на кривых рис. 2). Для проверки справедливости такого объяснения были проведены контрольные эксперименты, в которых кроме обычного электрода-острия применялась полая игла, аналогично [Л. 5]. Сквозной канал в игле обеспечивал быстрый сброс избыточного давления в канале дендрита и сохранение высокой интенсивности ионизации в нем, что вело к значительному (до 100 раз) уменьшению числа импульсов, выдерживаемых образцом без пробоя (см. таблицу).

Приведенные данные получены при испытании колебательным импульсом положительной полярности амплитудой 20 кВ при частоте посылки 115 имп/с.

При увеличении амплитуды импульса и, как следствие, усиления газовой выделению в канале дендрита описанный эффект увеличения τ проявляется при меньших частотах. Аналогично и влияние колебательного импульса по сравнению с аперiodическим.

Меньший разрушающий эффект импульсов отрицательной полярности может быть объяснен по аналогии с [Л. 6] экранирующим действием объемного заряда инжектированных электронов. При увеличении частоты следования импульсов, когда идет интенсивный разогрев диэлектрика вблизи головки канала дендрита, увеличивается скорость диффузии и рекомбинации избыточных объемных зарядов и, как следствие,

уменьшение влияния полярности электрода, с которого развивается дендрит.

Таким образом, результаты экспериментов не противоречат развитой на сегодня модели тринга в полимерах, уточняют и подтверждают некоторые закономерности этого процесса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Надежность и долговечность полимерной изоляции импульсных кабелей при ограниченном сроке службы/Г. С. Кучинский, Г. Г. Лысаковский, А. Н. Перфилов и др. — Электричество, 1978, № 9.
2. Washow W. F., Uschakow W. J. Untersuchungen der statischen Gesetzmässigkeit des Stoßspannungsdurchschlages der Polymerisolation. — XXII. Intern. Wiss. Koll. TH Ilmenau, 1977.
3. Важов В. Ф., Робежко А. Л., Ушаков В. Я. Исследование явлений в твердых диэлектриках при многоимпульсном воздействии напряжения оптическими методами. — В кн.: Техника высоких напряжений и электрическая прочность изоляции, Томск, 1977.
4. Noto F., Yoshimura N., Nishida M. Tree growth in polyethylene by applying d. c. and impulse voltage. — IEEE Conf. Rec. Int. Symp. Elec. Insul. Philadelphia, 1978, № 11.
5. Электрические свойства полимеров/Под ред. Сажиба Б. И., — Л.: Химия, 1970.
6. Mason J. H. Breakdown of solid dielectrics in divergent fields. — Proc. IEE, 1955, № 2.

[26.08.80]

УДК 621.315.61.048.1

О создании высоковольтной оксидной изоляции

ЧЕРНЫШЕВ В. В., ШВЕЦОВ Г. И.

Воронежский государственный университет

Оксидная изоляция (ОИ), получаемая при непосредственном окислении поверхности проводника или полупроводника, в настоящее время представляется весьма перспективной по сравнению с известными электроизоляционными материалами органического происхождения. Это связано, с одной стороны, как с рядом ценных электрофизических свойств (нагревостойкость, хорошая теплопроводность, механическая прочность, радиационная и химическая стойкость), так и со сравнительной простотой получения ОИ [Л. 1].

Наиболее распространенным способом создания ОИ на металлах и полупроводниках является их электрохимическое окисление при анодной поляризации в растворах электролитов или газоразрядной плазме [Л. 2]. При этом на некоторых из них (в частности на алюминии) возможно получение как сплошной изолирующей пленки оксида (ОИ первого типа), так и пористой (ОИ второго типа) [Л. 1].

По своим свойствам ОИ первого типа является более качественной, так как образует сплошную, монолитную пленку (или пленку «барьерного типа»). Однако рост такой пленки существенно ограничивается по толщине: увеличение толщины оксида «барьерного типа» сопровождается повышением анодного напряжения на оксидирующем металле, которое в определенный момент ограничивается так называемым напряжением искрения $U_{\text{и}}$. При достижении этого напряжения начи-

нается микропробой диэлектрического оксидного слоя (искры на аноде), рост оксида почти прекращается, а его свойства ухудшаются. Поэтому повышение напряжения искрения — основная задача, решение которой обеспечивает получение высоковольтной ОИ. В связи с этим в данной статье приведены результаты исследования, целью которых является выявление зависимости напряжения искрения при создании ОИ первого типа на алюминии от различных факторов.

На рис. 1 приведены структурная схема установки для проведения исследований. Импульсы напряжения на эталонном резисторе, возникающие при искрении на оксидируемом алюминиевом аноде А, усиливались импульсным усилителем 2 и после предварительного «срезания» шумов интегральным дискриминатором 3 считались пересчетным устройством 4.

Методика определения напряжения искрения $U_{\text{и}}$ следующая. Поддерживалась постоянная плотность тока оксидирования $j=5$ мА/см²; при этом из-за роста оксидной пленки на аноде А (рис. 1) напряжение формовки на ячейке $U_{\text{ф}}$ необходимо увеличивать равномерно. При достижении напряжения, соответствующего возникновению микропробоев пленки (искрение) пересчетное устройство начинает фиксировать импульсы. Строится зависимость интенсивности напряжения N (число импульсов в 1 с) от напряжения на ячейке путем экстраполяции участка резкого возрастания N на ось напряжений определяется значение $U_{\text{и}}$.

При исследовании использовалось оксидирование алюминия в водных растворах борной кислоты с добавлением аммиака, которые являются наиболее употребительными для получения ОИ первого типа, например, в конденсаторостроении [Л. 3]. Меняя концентрацию борной кислоты в растворе, а также количество добавляемого аммиака, можно было варьировать удельное сопротивление электролита ρ с целью определения его влияния на напряжение искрения $U_{\text{и}}$. В качестве исходного материала для образцов использовались алюминиевая фольга толщиной 100 мк (содержание алюминия 99,99%). Температура электролита устанавливалась и поддерживалась с помощью термостата ТС-16А.

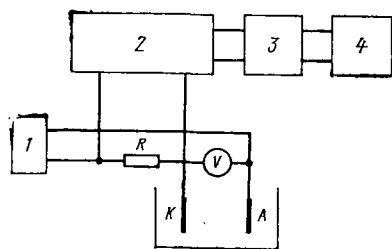


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки.

1 — стабилизированный источник питания УИП-1; 2 — импульсный усилитель; 3 — интегральный дискриминатор ИД-2; 4 — пересчетное устройство ПСТ-100.

Для выяснения влияния гидростатического давления на напряжение искрения электролитическая ячейка с оксидированным образцом помещалась в камеру, где можно было создавать регулируемое повышенное давление нейтрального газа (в нашем случае азота). При изменении удельного сопротивления электролита снималась зависимость, которая описывается известным уравнением:

$$U_{\text{и}} = a + b \lg \rho, \quad (1)$$

где a и b — константы.

Повышение температуры электролита, применяемого в данном исследовании (4%-ный водный раствор борной кислоты с добавкой аммиака в количестве 1 мг на 1 л раствора), приводило к понижению $U_{\text{и}}$, что также коррелирует с изменением (т. е. с уменьшением) удельного сопротивления электролита ρ . Исследования показали, что графики зависимости напряжения искрения $U_{\text{и}}$ и логарифма удельного сопротивления ρ от гидростатического давления P имеют идентичный характер. Это обстоятельство позволяет изучить характер зависимости $U_{\text{и}}$ от $\lg \rho$. Удельное сопротивление ρ изменялось различными способами: вариациями концентрации добавок, температуры и давления.

Полученные зависимости изображены на рис. 2. Во всех трех рассмотренных случаях наблюдается сохранение в первом приближении линейной зависимости $U_{\text{и}} = f(\lg \rho)$ — см. выражение (1). Однако значения констант a и b существенно различны для разных ситуаций. В [Л. 4] отмечается, что параметры a и b являются сложной функцией как состава электролита и рода металла, так и условий поведения электронов в оксиде. Исходя из того, что в рассмотренных случаях фазовый состав образующегося оксида одинаков, можно сделать вывод, что основное изменение констант a и b происходит за счет различия условий разряда кислорода на границе электролит — оксидная пленка. Однако надо иметь в виду, что при повышении температуры может изменяться напряженность поля в оксиде при его росте, как это происходит при оксидировании тантала и ниобия [Л. 5]. В этом случае наблюдается даже изменение знака константы b .

Влияние состояния границы раздела электролит — оксид проявляется также и в зависимости $U_{\text{и}}$ от предварительной обработки поверхности металла. На рис. 3 показано изменение $U_{\text{и}}$ от предварительного нанесения пористого слоя оксида (кривая 1) или гидроокиси (кривая 2) разной толщины. Пористый аморфный слой оксида получается путем предварительного электрохимического оксидирования алюминиевых образцов в 10%-ном водном растворе серной кислоты при плотности тока 10 мА/см². Рыхлый слой гидроокиси наносится за счет обработки алюминия в кипящей дистиллированной воде. Как известно [Л. 6 и 7], при этом в течение первых 5–10 мин на поверхности металла образуется поликристаллический слой гидроокиси (бемитмогидрат). Как видно из рис. 3, наличие этих пористых слоев повышает значение $U_{\text{и}}$, что имеет практическое значение при производстве высоковольтной ОИ. Различие кривых 1 и 2 на рис. 3 можно объяснить как различием фазовых составов наносимых слоев, так и их структурно-морфологическими отличиями. Механизм влияния предварительной обработки в последнем случае, видимо,

Рис. 2. Зависимость напряжения искрения от логарифма удельного сопротивления электролита при изменении концентрации электролита (1), температуры (2) и давления (3).

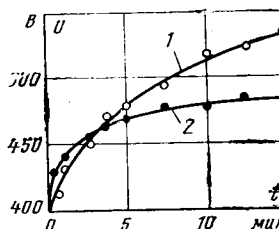
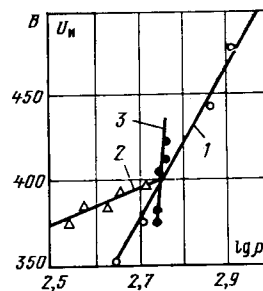


Рис. 3. Влияние времени нанесения пористого слоя на напряжение искрения.

1 — электрохимическое окисление в серной кислоте; 2 — обработка в кипящей дистиллированной воде.

связан с уменьшением концентрации (истощением) электролита в нанесенном пористом или рыхлом диэлектрическом слое за счет затрудненного ионного переноса, диффузии и перемешивания слоев электролита. Однако в конечном итоге это опять сводится к изменению условий разряда ионов кислорода на границе раздела электролит — оксид.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тареев Б. М., Лернер М. М. Оксидная изоляция — М.: Энергия, 1970.
2. Юнг Л. Анодные оксидные пленки: Пер с англ./Под ред. Л. Н. Закгейма, Л. Л. Одынца. — М.: Энергия, 1967.
3. Закгейм Л. Н. Электролитические конденсаторы. — М.: Госэнергоиздат, 1963.
4. Ikonopisov S. Theory of electrical breakdown during formation of barrier anodic films. — *Electrochimica Acta*, 1977, № 22.
5. Ханина Е. Я. Искрение в системах металл — окисел — электролит, металл — окисел — MnO_2 — электролит. — В кн.: Анодные окисные пленки. Межвузовский сборник. — Петрозаводск, 1978.
6. Маркова Н. Е., Чернышев В. В., Барбашина А. Б. О применении гидратных слоев, получаемых обработкой алюминиевой фольги кипячением в производстве электролитических конденсаторов. — *Электронная техника*, 1969, г. сер. 8, вып. 2 (15).
7. Чернышев В. В., Галкин Г. И., Гонтарь А. Г. Остроение слоев, полученных при обработке алюминия кипящей водой. *Электронная техника*, 1972 г., сер. 5, вып. 2 (27).

[24.03.80]

Новые стандарты

ГОСТ 24697—81 Е. Преобразователи постоянного напряжения полупроводниковые. Общие технические условия.

ГОСТ 2469—81 Е разработан впервые, утвержден постановлением Госстандарта от 20 апреля 1981 г.; срок действия — с 1 июля 1982 г. до 1 июля 1987 г.

Цель разработки — установление технических требований к полупроводниковым преобразователям постоянного напряжения.

Стандарт распространяется на полупроводниковые преобразователи электроэнергии постоянного напряжения с постоянными выходными напряжениями до 460 В и выходными токами от 1 до 1250 А, предназначенные для преобразования электроэнергии постоянного тока.

Он устанавливает основные параметры (номинальные токи на выходе, номинальные напряжения на выходе и т. д.); технические требования (к конструкции, электрическим и электрохимическим параметрам, устойчивости к внешним воздействиям, надежности, составным частям преобразователя, сырью, исходным и эксплуатационным материалам и т. д.); требования безопасности; правила приемки, методы контроля; требования маркировки, упаковки, транспортирования и хранения; указания по применению и эксплуатации, гарантии изготовителя.

В приложении даны пояснения к терминам, используемым в стандарте.

Внедрение стандарта позволит повысить качество полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения.

Пресс-центр Госстандарта — по материалам ВНИИКИ

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Метод исследования сравнительной стойкости электроизоляционных материалов к поверхностным частичным разрядам

ИЕРУСАЛИМОВ М. Е., доктор техн. наук, ИЛЬЕНКО О. С., канд. техн. наук, ВИНОГРАДНЫЙ А. Н., инж.

Киевский политехнический институт

Одной из причин повреждения электрической изоляции высоковольтного электрооборудования являются частичные разряды (ЧР), представляющие собой местный разряд на поверхности или внутри твердой электрической изоляции (ЭИ) в виде короны, скользящий разряд или пробой отдельных элементов ЭИ [Л. 1].

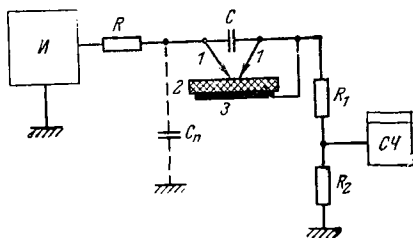
Для создания надежных, долговечных и экономичных конструкций ЭИ необходима объективная оценка стойкости различных видов изоляции к воздействию ЧР. Существенная зависимость физических процессов, определяющих долговечность ЭИ, от условий испытания требует их проведения в условиях, близких к эксплуатационным. В связи с большой трудоемкостью таких экспериментов, одним из наиболее актуальных является вопрос об ускоренных испытаниях ЭИ. В настоящей статье предложен новый метод исследования сравнительной стойкости изоляции к ЧР, обеспечивающий минимальное время испытаний путем создания максимально жестких условий, которые могут иметь место в процессе эксплуатации конструкций ЭИ.

Физические предпосылки. Механизмы разрушения ЭИ действием ЧР исследованы недостаточно. В общем случае разрушение может быть вызвано многими факторами: тепловым воздействием, бомбардировкой диэлектрика заряженными частицами, воздействием химически активных продуктов, образующихся в канале ЧР, воздействием излучения, возникающего в процессе развития ЧР, воздействием ударных волн и механическим разрушением диэлектрика, воздействием электростатических сил и т. д. [Л. 1]. Анализ перечисленных факторов и специально поставленные эксперименты показывают, что независимо от степени участия каждого из указанных физических процессов в разрушении диэлектрика, оно будет происходить наиболее интенсивно в том случае, если разряд фиксирован и «прижат» к поверхности диэлектрика.

Такие максимально жесткие условия работы ЭИ могут возникать в процессе эксплуатации при образовании по разным причинам местной резкой неоднородности электрического поля. Вероятность случайного возникновения максимально жестких условий невелика. Однако, как показывает опыт эксплуатации конструкций ЭИ, чаще всего повреждаются именно те конструкции, в которых возникли наиболее благоприятные условия для развития ЧР. Поэтому целесообразно ужесточать условия испытаний, фиксируя ЧР на определенном участке поверхности диэлектрика.

Срок службы ЭИ при воздействии ЧР определяется не только способностью материала противостоять разрушающему воздействию ЧР, но и случайными процессами, ослабляющими это воздействие (перемещение канала ЧР в пространстве, нестабильность его во времени, развитие канала на определенном расстоянии от поверхности диэлектрика и т. д.). Поэтому метод испытаний при максимально жестких условиях может быть использован не для определения срока службы ЭИ, а для оценки сравнительной стойкости различных видов ЭИ к воздействию ЧР определенной интенсивности.

Сущность метода состоит в фиксировании канала разряда



на участке поверхности между игольчатыми электродами 1 (см. рисунок). Для создания условий наиболее плотного прилегания канала разряда к поверхности исследуемое изделие 2 размещено на металлической плоскости 3, электрически соединенной с одним из электродов. Значение среднего тока ЧР регулируется с помощью резистора R , с сопротивлением порядка 10^8 Ом, включенного последовательно с электродами, а значение заряда, нейтрализуемого при единичном ЧР, регулируется с помощью конденсатора емкостью C , включенного параллельно электродам [Л. 3].

После включения высоковольтного источника $И$ емкость C заряжается через высокоомный резистор R . Когда напряжение на емкости достигает значения разрядного напряжения промежутка между электродами 1, происходит пробой по поверхности испытываемого диэлектрика и разряд емкости C . После разряда емкости электрическая прочность промежутка восстанавливается и процесс повторяется многократно до возникновения проводящего следа (трека) на поверхности испытываемого материала, после чего напряжение заряда емкости резко снижается и разряды прекращаются. Значение заряда Q , нейтрализованного при одном ЧР, определяется емкостью C с учетом паразитной емкости схемы C_n , а также напряжения зажигания U_z и погасания U_n разряда между электродами:

$$Q = (C + C_n)(U_z - U_n). \quad (1)$$

Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения, через который разряжается паразитная емкость C_n при пробое промежутка между электродами 1. С низковольтного плеча делителя сигнал подается на счетчик импульсов $СЧ$ для измерения частоты следования и общего числа ЧР.

Полное перекрытие участка поверхности между близко расположенными электродами испытательной установки соответствует неполному ЧР между удаленными электродами в реальной ЭИ, а ограничение тока внешним высокоомным резистором соответствует ограничению тока ЧР сопротивлением неперекрываемой части ЭИ.

Средний ток ЧР при испытаниях определяется зарядом, нейтрализуемым при одном разряде, и средней частотой следования $n_{ср}$

$$I_{ср} = Q n_{ср} = (C + C_n)(U_z - U_n) n_{ср}. \quad (2)$$

Регулируя емкость и расстояние между электродами, можно проводить испытания при изменении заряда ЧР в широких пределах (10^{-11} — 10^{-6} Кл).

Частным случаем предложенного метода (при $C=0$) является метод испытания полимерной ЭИ на трекингстойкость путем фиксирования микродуги [Л. 4]. При использовании метода фиксирования микродуги были установлены такие его преимущества перед другими методами, как сокращение времени испытаний, возможность проведения испытаний с изоляцией любой формы и небольших размеров, возможность выражать стойкость исследуемой ЭИ к ЧР в процентах от стойкости ЭИ, принятой за базисную [Л. 5]. Такими же преимуществами в полной мере обладает и рассматриваемый в настоящей статье метод.

Методика испытаний. При проведении испытаний по предложенной схеме непосредственно могут быть измерены частота следования разрядов $n_{ср}$ и напряжение источника питания U . Для определения заряда и среднего тока ЧР необходимо, согласно (1) и (2), знать напряжения зажигания и погасания, а также емкости C и C_n , которые в общем случае неизвестны. Рассмотрим методику определения этих величин. Используем то обстоятельство, что частота следования ЧР зависит не только от сопротивления R и напряжения источника питания U , но и от неизвестных величин $C + C_n$, U_z , U_n . Поскольку $R \gg R_1 + R_2$, скорость изменения напряжения на емкостях определяется из дифференциального уравнения:

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{u - u_c}{R(C + C_n)}, \quad (3)$$

решение которого при синусоидальном напряжении источника питания $u = U_m \sin \omega t$ имеет вид

$$u_c = \frac{U_m}{T} \cdot \frac{\left(\frac{1}{T} \sin \omega t - \omega \cos \omega t\right)}{\frac{1}{T^2} + \omega^2} + K \exp\left(-\frac{t}{T}\right), \quad (4)$$

где K — постоянная интегрирования; T — постоянная времени; $T = R(C + C_n)$. (5)

Выражение (4) определяет процесс нарастания напряжения на емкостях, а следовательно, и частоту следования ЧР. Однако выразить в явном виде зависимость частоты следования от искомых величин не удастся. Поэтому для определения напряжений зажигания и погасания разрядов, а также входящих в (5) емкостей целесообразно применить в схеме испытаний источник постоянного напряжения U_0 . Тогда решение уравнения (3) имеет вид

$$u_c = U_0 + K \exp\left(-\frac{t}{T}\right). \quad (6)$$

Принимая, что в начальный момент времени напряжение на емкостях равно напряжению погасания разряда, получаем $K = U_n - U_0$, (7)

что позволяет, используя (6), определить время нарастания напряжения до зажигания разряда t_a и частоту следования

$$n = t_a^{-1} = \left[T \ln \frac{U_0 - U_n}{U_0 - U_a}\right]^{-1} = \left[R(C + C_n) \ln \frac{U_0 - U_n}{U_0 - U_a}\right]^{-1}. \quad (8)$$

В общем случае неизвестными являются три величины: U_a , U_n , $(C + C_n)$, для определения которых предложена методика трех последовательных испытаний при различных напряжениях источника питания U_{01} , U_{02} , U_{03} . Определяя экспериментально частоты следования импульсов n_1 , n_2 , n_3 при каждом напряжении и используя соотношение (8), можно составить систему трех трансцендентных уравнений, решение которой позволяет получить искомые величины. В настоящей статье для решения системы трех трансцендентных уравнений применен метод простой итерации, состоящий в последовательном уточнении величин U_a и U_n с помощью следующих рекуррентных соотношений, вытекающих из уравнения (8):

$$\left. \begin{aligned} U_a^{m+1} &= U_{01} - (U_{01} - U_a^m) \exp\left(\frac{-1}{n_1 T^m}\right); \\ U_n^{m+1} &= U_{02} - (U_{02} - U_n^m) \exp\left(\frac{-1}{n_2 T^m}\right), \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где

$$T^m = \left[n_3 \ln \frac{U_{03} - U_a^m}{U_{03} - U_n^m}\right]^{-1}; \quad (10)$$

m — номер итерации.

Метод простой итерации реализован на малых ЭВМ. Опыт использования этого метода показал, что возможны случаи, когда практически трудно обеспечить схождение итерационного процесса. Аналогичные результаты получены при использовании метода Ньютона, метода наискорейшего спуска и других методов.

Задача существенно упрощается, если емкости определены экспериментально, а значит постоянная времени T известна. Тогда для определения двух неизвестных величин U_a , U_n нужно решить систему двух уравнений (8). Решение этой системы удается выразить в виде расчетных формул:

$$U_n = \frac{U_{01} [1 - \exp(-n_1^{-1} T^{-1})] - U_{02} [1 - \exp(-n_2^{-1} T^{-1})]}{\exp(-n_2^{-1} T^{-1}) - \exp(-n_1^{-1} T^{-1})}; \quad (11)$$

$$U_a = U_{01} - (U_{01} - U_n) \exp(-n_1^{-1} T^{-1}). \quad (12)$$

Приведенные выражения позволяют вычислить напряжения зажигания и погасания разряда, после чего найти с помощью формул (1) и (2) заряд, нейтрализуемый при одном ЧР, и средний ток ЧР.

Результаты исследований. Предложенным методом испытан ряд электроизоляционных материалов, применяемых в трансформаторостроении (электрокартон, ламипер, бакелит). Стойкость ЭИ к ЧР оценивалась временем t_c , в течение которого ЭИ противостоит воздействию ЧР определенной интенсивности (10^{-8} Кл). Анализ коэффициентов корреляции показал, что между временем t_c и общим числом разрядов существует достаточно тесная зависимость (коэффициенты корреляции лежат в пределах 0,68—0,85), в то время как между t_c и частотой следования импульсов зависимость слабая (коэффициенты корреляции 0,009—0,43). Поэтому наряду с временем t_c фиксировалось также общее число разрядов. Основные результаты испытаний даны в таблице.

Для определения стойкости электрокартона к воздействию поверхностных разрядов в настоящее время используется стандартная методика (ГОСТ 12268—74). Как показали исследования, при такой методике интенсивность ЧР приблизительно составляет $50 \cdot 10^{-8}$ Кл. Эта методика также была применена в настоящей работе для испытания указанных материалов (см. таблицу).

Средние значения времени стойкости t_c и общего числа разрядов N при испытаниях предложенным методом и времени испытания t_n по стандартной методике

Материал	$Q = 10^{-8}$ Кл		$Q = 50 \cdot 10^{-8}$ Кл
	t_c , с	N , тыс. ЧР	t_n , с
Ламипер (вдоль волокон)	33	16,8	43
Электрокартон при влажности 5%	36,6	44	573
Бакелит	287	440	1520
Электрокартон при влажности 0,3%	293	454	800
Ламипер (поперек волокон)	1260	647	2490

Коэффициенты вариации времени испытаний по стандартной методике лежат в пределах 8,8—42%, что примерно в 2 раза меньше, чем при испытаниях по предложенной ускоренной методике (19,6—80%). Поэтому число опытов, найденное из условия, что ошибка в определении средней величины не должна превышать среднее квадратическое отклонение, при стандартных испытаниях может быть выбрано меньшим (около 10 при доверительной вероятности 0,95), чем при испытаниях предложенным методом (около 20 при той же доверительной вероятности). Несмотря на это, общее время проведения серии опытов при использовании ускоренной методики оказывается примерно на порядок меньше, чем при испытаниях по стандартной методике. Это происходит не только в результате уменьшения времени проведения одного опыта (см. таблицу), но и в результате того, что вся серия опытов может быть проведена на одном образце.

Испытания как ускоренным, так и стандартным методом приводят к приблизительно одинаковым результатам в оценке сравнительной стойкости изоляции к ЧР. Вместе с тем, интенсивность ЧР при ускоренной методике в 50 раз меньше, чем при стандартной, что ближе к условиям эксплуатации и повышает надежность результатов испытаний.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кучинский Г. С. Частичные разряды в высоковольтных конструкциях. — Л.: Энергия, 1979.
2. Лысаковский Г. Г. Электрофизические проблемы долговечности и надежности высоковольтной изоляции и изоляционных конструкций. — Электричество, 1978, № 9.
3. А. с. 686991 (СССР). Устройство для испытания электроизоляционных материалов/М. Е. Иерусалимов, О. С. Ильенко, З. М. Белецкий и др. Оpubл. в Б. И., 1979, № 35.
4. А. с. 536443 (СССР). Устройство для испытания электроизоляционных материалов/О. С. Ильенко, Л. Ф. Монастырская. Оpubл. в Б. И., 1976, № 43.
5. Ильенко О. С., Монастырская Л. Ф., Кондратьева В. Т. Разработка методики ускоренных испытаний полимерной изоляции на стойкость к поверхностным разрядам. — В кн.: Изоляция воздушных линий электропередачи и распределительных устройств высокого напряжения в условиях загрязнения. Тезисы докладов III Всесоюзной научно-технической конференции. — Ташкент, 1973.

Электрическая прочность жидких и твердых органических диэлектриков под давлением

МЕСЕНЖНИК Я. З., ПРУТ Л. Я.

Жидкие и твердые органические диэлектрики, применяемые в качестве электрической изоляции (ЭИ) погружных электродвигателей для нефтенасосов и электробуров, работают при повышенных гидростатическом давлении и температуре. Литературные сведения об электрической прочности этих диэлектриков под давлением недостаточно полны. Нами были проведены исследования зависимости электрической прочности ЭИ от давления и температуры. Исследования проводились в автоклаве, позволяющем повышать давление до 200 МПа и температуру до 473 К [Л. 1]. Объектами исследований служили как органические полимерные диэлектрики, используемые для ЭИ обмоточных проводов нефтенасосов и электробуров, работающие в среде трансформаторного масла, так и само трансформаторное масло, являющееся составной частью ЭИ электродвигателей. Исследовались ЭИ следующих типов:

I тип — ЭИ, состоящая из полиэфирной эмали, лавсановой пленки и обмотки из лавсанового волокна;

II тип — ЭИ, состоящая из неориентированной пленки фторопласта-4, поверх которой накладывается ориентированная пленка фторопласта-4;

III тип — ЭИ, состоящая из полиамидоимидной эмали и пленки каптон-F;

IV тип — трансформаторное масло.

Результаты исследований, приведенные на рис. 1 и 2, свидетельствуют об увеличении электрической прочности исследованных типов ЭИ с ростом давления. Проанализируем экспериментальные результаты с точки зрения известных представлений физики диэлектриков.

В большинстве случаев у твердых органических полимерных диэлектриков в слабых электрических полях наблюдается преимущественно ионная электропроводность, о чем свидетельствует совпадение для некоторых из них, например, полиэтилена, значений энергии активации подвижности носителей заряда (НЗ) и диффузии [Л. 2], результаты расчета энергии активации ряда органических диэлектриков, приведенные в [Л. 1], а также результаты исследований [Л. 3], показывающие монотонное снижение проводимости ЭИ с ростом давления. В то же время известно, что электрическому пробое диэлектриков предшествует резкое возрастание тока.

Согласно известной гипотезе А. Ф. Иоффе, электропроводность диэлектриков в сильных полях и сам пробой связаны с ударной ионизацией ионами. В настоящее время большинство исследователей придерживается точки зрения, согласно

которой ударная ионизация не всегда «ответственна» за пробой, а в тех случаях, когда причиной пробоя является ударная ионизация, речь идет об ударной ионизации электронами [Л. 4]. Одним из аргументов в пользу ионизации электронным ударом является то, что скорость развития разряда, например в NaCl, соответствует подвижности μ НЗ порядка $1 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$. Считается, что подобное значение μ свойственно электронам, а значение μ ионов на несколько порядков ниже. Это справедливо в случае ионных кристаллов, имеющих ширину зоны проводимости значительно большую, чем у органических диэлектриков, значение μ электронов или дырок в которых мало и близко к величине μ ионов. Из-за значительной технической сложности определения μ НЗ в высокоомных органических диэлектриках, а также очень большого разброса значений μ , полученных различными экспериментаторами, практически невозможно определить механизм пробоя органических диэлектриков, исходя только из значений μ в сильных полях, точно так же, как по значению μ невозможно определить механизм электропроводности диэлектриков в слабых полях.

Обычно давление приводит к расширению зон проводимости и увеличению μ НЗ в диэлектриках с узкими зонами проводимости. Так, давление 300 МПа увеличивает μ НЗ в 1,4 раза [Л. 5]. Это приводит к уменьшению электрической прочности. Увеличение давления должно приводить также к увеличению μ поляронов в связи с увеличением статической диэлектрической проницаемости и к снижению электрической прочности в случае поляронной природы пробоя [Л. 6]. При «прыжковом» механизме электропроводности μ НЗ в диэлектрике должна расти в связи с более полным перекрытием электронных оболочек соседних атомов и снижением энергетических барьеров, что также должно приводить к снижению электрической прочности.

Увеличение давления должно приводить также к уменьшению энергии активации образования свободных НЗ и росту их концентрации, что снижает электрическую прочность. Под действием давления происходит уменьшение числа ловушек электронов, которыми являются межмолекулярные полости. Концентрация этих ловушек достигает 10^{20} см^{-3} , а глубина — 3 эВ [Л. 6]. Можно предположить, что в исследуемом нами диапазоне давлений увеличение μ и концентрации НЗ проявляются незначительно и превалирует процесс увеличения электрической прочности органических диэлектриков в связи с затруднениями развития частичных разрядов (ЧР) в газовых включениях (порах) с ростом давления. При рассмотрении действия давления на электрическую прочность газовых включений необходимо учитывать, что увеличение давления в порах составляет только некоторую часть от внешнего давления.

Так, для радиационно-модифицированного полиэтилена (доза облучения 80 Мрад) при внешнем давлении 25 МПа и нормальной температуре давление в порах увеличивается всего на 12% [Л. 7]. Рост температуры приводит к дополнительному увеличению давления газов в порах, так как при росте температуры начальный объем газа в порах увеличивается сильнее, чем сам объем пор в результате теплового расширения. Для радиационно-модифицированного полиэтилена высокого давления, например, $V/V_0 = 1,3507$, CO_2 — 1,3754, где V — объем при 373 К, V_0 — объем при 293 К [Л. 7].

Расчет давления в порах диэлектриков при воздействии внешнего давления приведен в [Л. 1, 7]. Рост электрической прочности с давлением экспериментально установлен для ряда газов. Давление около 10 МПа приводит к увеличению электрической прочности до 10^8 В/м [Л. 4], т. е. порядка электрической прочности твердого диэлектрика, и дальнейшее увеличение давления в газовых порах не должно приводить к увеличению электрической прочности в случае, если это увеличение связано только с затруднениями развития ЧР в газовых включениях. Дальнейшее увеличение электрической прочности органических полимеров с ростом давления может быть связано с увеличением упорядоченности структуры [Л. 8]. На увеличение электрической прочности в центральной, более упорядоченной, области сферолитов полипропилена указано в [Л. 9]. При этом согласно [Л. 4] уменьшение дефектности

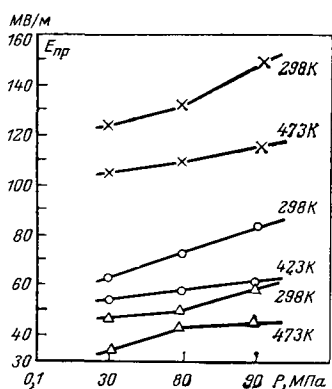
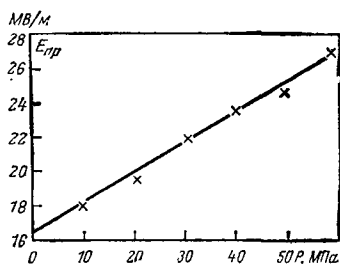


Рис. 1. Зависимость электрической прочности изоляции обмоточных проводов от давления. —○—○— тип I; —△—△— тип II; —×—×— тип III.

Рис. 2. Зависимость электрической прочности трансформаторного масла от давления.



структуры может приводить к уменьшению μ НЗ и увеличению электрической прочности. Зависимость электрической прочности от давления возможно рассматривать с позиций представления о пробое, как о разрыве тела электрическим полем, но оно дает расчетные значения электрической прочности, значительно превышающие экспериментально установленные [Л. 4].

В то же время известно, что в некоторых случаях пробой может быть связан с разрушением диэлектриков, облегченным в результате трещинообразования [Л. 4]; действие же гидростатического давления приводит к значительному уменьшению трещин. Так, в [Л. 8] указывается, что при давлении 150 МПа количество трещин в полимерах, образующихся в результате действия механических напряжений, уменьшается на несколько порядков; при этом прочность полимеров возрастает.

В случае давлений меньших пороговых, т. е. тех, которые необходимы для закрытия трещин, влияние гидростатического давления на прочность полимерных диэлектриков несущественно. Следует иметь в виду, что при повышенных температурах трещины могут закрываться при меньших давлениях. Таким образом, можно предположить, что до давлений в 8–10 МПа в газовых порах рост электрической прочности происходит за счет затруднений развития ЧР в них. Температура усиливает ионизационные процессы, снижая электрическую прочность полимерных диэлектриков. Дальнейший рост давления приводит к увеличению электрической прочности в связи с увеличением упорядоченности структуры и затруднением трещинообразования.

Учитывая, что ЭИ погружных электродвигателей для нефтенасосов и электробуров работает под давлением в среде трансформаторного масла, являющегося составляющей частью ЭИ двигателей, а пробой жидких диэлектриков, имеющих сложную структуру, изучен еще меньше, чем пробой твердых диэлектриков, изучение влияния всестороннего сжатия на электрическую прочность трансформаторного масла представляет значительный практический и научный интерес. Ряд теорий пробоа твердых диэлектриков, в частности ионизация электронным ударом, используется для объяснения механизма пробоа жидких диэлектриков. Наряду с ударной теорией пробоа жидких диэлектриков в последнее время рассматривается и неударный механизм пробоа. В пользу этого механизма могут свидетельствовать, согласно [Л. 4], экспериментальные факты, связанные с повышением пробивного напряжения при увеличении внешнего давления. Так, в [Л. 10] указывается на увеличение электрической прочности трансформаторного масла при повышении давлений до 0,7 МПа.

Нами были проведены исследования зависимости электрической прочности трансформаторного масла от давления в диапазоне 0–60 МПа. Исследования проводились по методике, изложенной в [Л. 11]. Результаты исследований, приведенные на рис. 2, свидетельствуют о монотонном возрастании электрической прочности трансформаторного масла с давлением. Известно [Л. 4], что процессы пробоа в жидких диэлектриках связаны с образованием газовых пузырей на электродах и последующим развитием в них ЧР. Можно предположить, что действие внешнего давления приводит к затруднению развития ЧР в газовых включениях и, как следствие, к увеличению электрической прочности жидких диэлектриков. Рассмотрение увеличения давления в газовых включениях полимеров с ростом внешнего давления, приведенное выше, остается справедливым в случае газовых включений в жидких диэлектриках.

Ввиду малой сжимаемости жидкости по сравнению с полимерами увеличение давления в газовых порах в жидких диэлектриках с ростом внешнего давления будет большим, чем

в полимерах. Следует иметь в виду, что электрическая прочность газа при давлении в газовой полости 8–10 МПа приближается к электрической прочности жидкости и дальнейшее увеличение давления в газовой полости не должно влиять на электрическую прочность. Из-за малой сжимаемости жидких диэлектриков изменение сил взаимодействия молекул в исследуемом диапазоне давлений незначительно и не может сказываться на увеличении электрической прочности.

Для объяснения увеличения электрической прочности трансформаторного масла с давлением в [Л. 4] приводится теория выделения газа в результате химических превращений и теория Као, связанная с выполнением в газовых пузырях закона Пашена. В обеих этих теориях рассматривается изменение размеров газовых пузырей и электрической прочности их с давлением, причем эта прочность, как указывалось выше, не может превышать электрической прочности жидкости. На длительность развития процесса пробоа жидкости, связанного с газовыми включениями, указано в [Л. 10]. Так, при пробое на импульсном напряжении пробивное напряжение не зависит от внешнего давления. Предпробойные процессы в жидких диэлектриках и сам пробой связаны со значительным локальным разогревом жидкости в канале пробоа, вскипанием ее, газовыделением и ориентацией вдоль поля пузырьков жидкости, представляющего собой слабые (с точки зрения электрической прочности) места при давлении в них до 8–10 МПа.

Можно предположить, что при повышении внешнего давления таких пузырьков формируется меньше, но как указано в [Л. 10] ясности в этом вопросе нет. В общем, сложности, связанные с применением основных положений физики диэлектриков к интерпретации экспериментальных результатов по зависимости электрической прочности твердых диэлектриков от давления, на которые указывалось выше, остаются и в случае жидких диэлектриков, которым свойствен близкий порядок и к которым применима зонная теория.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Полимерная электроизоляция под давлением/С. Н. Колесов, Я. З. Месенжик, Н. С. Волков и др. Ташкент: Фан, 1976.
2. Seapog D. Электропроводность органических веществ.— Химия и технология полимеров, № 12, 1966.
3. Месенжик Я. З., Прут Л. Я., Цифанский П. Б. Исследование тепло- и электропроводности изоляции погружных электродвигателей с использованием двухфакторного дисперсионного анализа. Изв. АН УзССР, Серия техн. наук, № 2, 1980.
4. Воробьев Г. А. Физика диэлектриков, область сильных полей — Томск: изд. Томского ун-та, 1977.
5. Гутман Ф., Лайонс Л. Органические полупроводники.— М.: Мир, 1970.
6. Закревский В. А., Пахотин В. А. Ионизационные процессы при разрушении полимеров.— Механика композиционных материалов, № 1, 1981.
7. Месенжик Я. З. Кабели для нефтегазовой промышленности, Ташкент: Фан, 1972.
8. Свойства полимеров при высоких давлениях/С. Б. Айнбиндер, К. И. Алкенс, Э. Л. Тюнина, М. Г. Лака.: Химия, 1973.
9. Колесов С. И. Структурная электрофизика полимерных диэлектриков. Ташкент, Узбекистан, 1975.
10. Балыгин И. Е. Электрическая прочность жидких диэлектриков. М.: Энергия, 1964.
11. Казарновский Д. М., Тареев Б. М. Испытания электроизоляционных материалов. Л.: Энергия, 1980.

[11.08.81]

УДК 621.316.995.001.24

О влиянии покрытий пластинчатых электродов на сопротивление растеканию между ними

ИВЛИЕВ Е. А., ИОССЕЛЬ Ю. Я.

Ленинград

Расчет сопротивления растеканию электродов, соединяющих различные цепи постоянного тока с проводящей средой, является одной из наиболее типичных и актуальных прикладных задач теории стационарных электрических полей. Специ-

фические особенности этих задач, существенно отличающие их от аналогичных задач электростатики, связаны прежде всего с тем, что на поверхности указанных электродов обычно возникают (или искусственно наносятся) различного рода поверх-

ностные пленки (покрытия), значительно изменяющие картину распределения поля вблизи электродов, а соответственно и значение их сопротивлений растеканию¹.

Способы количественной оценки влияния покрытий на сопротивление растеканию электродов существенно зависят от их формы и взаимного расположения. Ниже приведены такие оценки для электродов в форме пластин при их произвольном взаимном расположении (см. также [Л. 2]). Если ограничиться случаем однородной среды и покрытиями, толщина которых h пренебрежимо мала по сравнению с размерами электродов (рис. 1), то сопротивление растеканию между электродами 1 и 2 может быть строго определено по формуле

$$R = |U_1 - U_2| \gamma \int_S \frac{\partial U}{\partial n} dS \quad (1)$$

где γ — удельная электрическая проводимость среды; S — наружная поверхность покрытия какого-либо одного из электродов; U — потенциал электрического поля, удовлетворяющий граничным условиям

$$(U - \rho_i \gamma \frac{\partial U}{\partial n})_{S_i} = U_i \quad (i = 1, 2); \quad (2)$$

U_i — константы, называемые обычно [Л. 1] «эффективными» потенциалами электродов и определяемые из условия электро-нейтральности

$$\int_{S_1} \frac{\partial U}{\partial n} dS = \int_{S_2} \frac{\partial U}{\partial n} dS;$$

n — внешняя (направленная в среду) нормаль к S_i ; ρ_i — удельное (на единицу поверхности) сопротивление покрытия на i -м электроде.

Поскольку строгое аналитическое решение уравнений (1), (2) при произвольной форме электродов связано с трудностями принципиального характера, ограничимся получением верхней и нижней оценок величины R . С этой целью покажем сначала, что для сопротивления растеканию между двумя электродами любой формы (в том числе и для пластин) справедливо соотношение

$$R \geq R_0 + \frac{\rho_1}{S_1} + \frac{\rho_2}{S_2}, \quad (3)$$

где R_0 — сопротивление растеканию между эквипотенциальными (непокрытыми) электродами; S_i — площадь поверхности i -го электрода, а остальные обозначения те же, что и в (1), (2).

Для доказательства справедливости (3) совместим с поверхностями покрытий (поверхности S_1 и S_2 на рис. 1) бесконечно тонкие идеально проводящие замкнутые поверхности, охватывающие рассматриваемые проводники. Как известно (см., например, [Л. 3]), внесение в среду, окружающую любые проводники, любых идеально проводящих поверхностей (или тел) по крайней мере не увеличивает сопротивления растеканию между проводниками, т. е.

$$R \geq R_0, \quad (4)$$

¹ Как можно показать (см., например, [Л. 1]), при надлежаще выбранном удельном поперечном сопротивлении таких покрытий можно приближенно учесть и влияние происходящих на поверхности электродов в средах с ионной проводимостью явлений электрохимической поляризации.

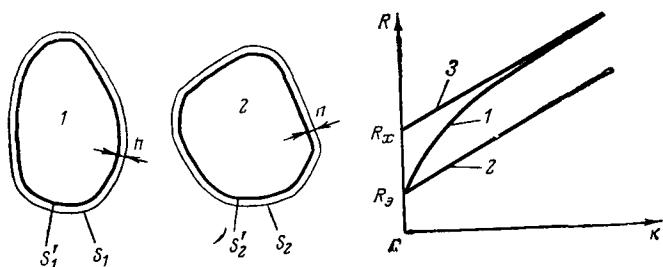


Рис. 1. Система электродов с проводящим покрытием.

Рис. 2. Общий вид зависимости сопротивления растеканию между двумя электродами R при изменении безразмерного параметра k .

где R_1 — сопротивление растеканию между рассматриваемыми электродами в присутствии идеально проводящих поверхностей S_1 и S_2 , а равенство достигается только в том случае, если внесенные поверхности совпадают с эквипотенциальными поверхностями неискаженного поля. Но в данном случае величина R_1 может быть представлена (с учетом малости величины h) в виде

$$R_1 = R_0 + \frac{\rho_1}{S_1} + \frac{\rho_2}{S_2}.$$

Подстановка данного выражения в (4) и приводит к неравенству (3).

Покажем далее, что верхняя оценка сопротивления растеканию R для пластин любой формы может быть получена с помощью соотношения

$$R \leq R_x + \frac{\rho_1}{S_1} + \frac{\rho_2}{S_2}, \quad (5)$$

где R_x — сопротивление растеканию между двумя непокрытыми электродами, вычисленное методом Хоу [Л. 4], т. е. величина, определяемая из выражения

$$R_x = \frac{1}{I} \left| \frac{1}{S_1} \int_{S_1} U(S_1) dS - \frac{1}{S_2} \int_{S_2} U(S_2) dS \right|. \quad (6)$$

В (6) $I = \gamma \left| \int_{S_i} \frac{\partial U}{\partial n} dS \right|$ ($i = 1, 2$), $U(S_1)$ и $U(S_2)$ — потенциалы в произвольных точках поверхностей S_1 и S_2 (соответственно) при равномерном распределении тока I по каждой из этих поверхностей.

Как легко показать [Л. 4], величина R_x может быть представлена в виде

$$R_x = \frac{1}{4\pi\gamma} \left[\frac{1}{S_1^2} \int_{S_1} dS \int_{S_1} \frac{dS}{r_{11}} - \frac{2}{S_1 S_2} \int_{S_1} dS \int_{S_2} \frac{dS}{r_{12}} + \frac{1}{S_2^2} \int_{S_2} dS \int_{S_2} \frac{dS}{r_{22}} \right], \quad (7)$$

где r_{11} и r_{22} — расстояния между двумя произвольными точками поверхности одного и того же электрода; $r_{12} = r_{21}$ — расстояние между произвольными точками поверхностей разных электродов.

Соотношение (5) непосредственно следует из вариационного принципа Гаусса [Л. 3], согласно которому сопротивление растеканию между двумя произвольными пластинами удовлетворяет неравенству

$$R \leq \frac{1}{I^2} \left| \int_{S_1} U(S_1) j(S_1) dS - \int_{S_2} U(S_2) j(S_2) dS \right|, \quad (8)$$

где $j(S_i)$ — любая заданная плотность тока на поверхности S_i ($i=1,2$); $U(S_i)$ — потенциал, возбуждаемый при указанном распределении тока в произвольной точке поверхности S_i ;

$$I = \int_{S_1} j(S_1) dS = \int_{S_2} j(S_2) dS.$$

Считая распределение тока по поверхности рассматриваемых электродов равномерным (т. е. полагая $j(S_1) = \frac{I}{S_1}$;

$j(S_2) = \frac{I}{S_2}$) и учитывая малость величины h , получаем

$$U(S_1) \approx U(S'_1) + \rho_1 \frac{I}{S_1}; \quad U(S_2) \approx U(S'_2) - \rho_2 \frac{I}{S_2},$$

где S_1 , S'_1 , S_2 и S'_2 — внутренние и наружные поверхности покрытий на электродах 1 и 2 (рис. 1); $U(S'_1)$ и $U(S'_2)$ — потенциалы в произвольных точках поверхностей S'_1 и S'_2 при равномерном распределении тока на каждой из них.

Подставляя указанные значения $j(S_i)$ и $U(S_i)$ ($i=1,2$) в формулу (8), получаем (с учетом малости h)

$$R \leq \frac{1}{I} \left| \frac{1}{S_1} \int_{S_1} U(S_1) dS - \frac{1}{S_2} \int_{S_2} U(S_2) dS \right| + \frac{\rho_1}{S_1} + \frac{\rho_2}{S_2}.$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

В рассматриваемом случае $R_{\Sigma} \gamma a = 0,3919$, $R_a \gamma a \approx 0,3633$. Анализ полученных результатов, в том числе данных, приведенных в таблице, позволяет сделать следующие выводы:

1. Наличие поверхностных пленок существенно изменяет значение сопротивления растеканию между электродами. Так, при $k=1$ сопротивление растеканию между рассмотренными квадратными пластинами возрастает в 4 раза.

2. Приближенные формулы (3) и (5) позволяют определить сопротивление растеканию покрытых пластин с максимальной относительной погрешностью

$$\delta = \frac{R_x - R_a}{R_a} 100\%.$$

В рассмотренном случае эта погрешность не превосходит 8%.

3. При каждой заданной форме пластин может быть найдено такое значение безразмерного параметра $k=k_0$, что при $0 \leq k \leq k_0$ большую точность расчета обеспечивает формула (3), а при $k > k_0$ — формула (5). Так, для рассмотренной системы $k_0 \approx 0,1$.

4. С увеличением параметра k распределение тока по поверхности покрытых пластин существенно выравнивается, в силу чего сопротивление растеканию, рассчитанное по формуле (5), неограниченно приближается к R .

5. При достаточно больших значениях параметра k сопротивление растеканию между покрытыми пластинами может быть найдено по простейшей формуле

$$R \approx \frac{\rho_1}{S_1} + \frac{\rho_2}{S_2},$$

относительная погрешность которой не превышает величины

$$\delta = \frac{R_x}{\frac{\rho_1}{S_1} + \frac{\rho_2}{S_2}} 100\%.$$

В заключение отметим, что в силу известных аналогий рассматриваемая задача относится и к расчету теплового сопротивления между пластинами в условиях их конвективного теплообмена с окружающей средой.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иоссель Ю. Я., Клеинов Г. Э., Павловский Р. А. Расчет и моделирование контактной коррозии судовых конструкций. — Л.: Судостроение, 1979.
2. Иоссель Ю. Я., Вишневский А. М., Ивлиев Е. А. О влиянии покрытий на сопротивление растекания электродов в форме пластин. — Изв. вузов СССР — Электромеханика, 1981, № 7.
3. Полия Г., Сеге Г. Изопериметрические неравенства в математической физике. — М.: ГИФМЛ, 1962.
4. Иоссель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. — Л.: Энергоиздат, 1981.
5. Иоссель Ю. Я., Павловский Р. А. К расчету сопротивления растекания линейно-поляризующихся электродов. — Электричество, 1967, № 9.

[13.04.81]

УДК 621.314.25.001.24

Анализ электромагнитных процессов многофазных преобразователей методом разностных уравнений

ВЕЙГАНДТ В. Я.

Ленинград

Большое многообразие и сложность нулевых схем вентильных преобразователей делают необходимым поиск обобщенных методов анализа и формализации алгоритмов расчета. Существующие методы обобщенного анализа сводятся к численным расчетам, что затрудняет исследование общих закономерностей [Л. 1]. Цель статьи состоит в том, чтобы показать один из возможных путей представления исходных уравнений преобразователя в форме, удобной как для аналитических исследований, так и для организации численного расчета.

Решение поставленной задачи предлагается на основе приведения преобразователя к стандартной эквивалентной расчетной схеме простого вида и использования метода разностных уравнений. Анализ проведен для некомпенсированного нулевого преобразователя параллельного типа, в котором в общем случае первичная обмотка трансформатора имеет комбинированную схему соединения, а вторичная обмотка, выполненная по разомкнутому типу и содержащая вместе с уравнительными реакторами M секций, образует m -фазную систему. Преобразователи с первичными обмотками, собранными в звезду или в треугольник, являются частными случаями рассматриваемой схемы.

В общем случае э. д. с. приняты несимметричными и несинусоидальными, нагрузка — активно-индуктивной. Учитываются собственные и взаимные индуктивные сопротивления трансформатора и уравнительных реакторов. Используются общепринятые допущения об идеальности вентилей и равенства нулю активных сопротивлений фаз.

Приведение к эквивалентной расчетной схеме. Исследование многофазного вентильного преобразователя в значительной степени осложняется тем, что питающий трансформатор содержит разветвленную магнитосвязанную систему обмоток, между которыми могут быть дополнительно включены реакторы. Типичным представителем рассматриваемой в общем виде схемы преобразователя может служить схема, показанная на рис. 1. Для облегчения анализа приведем пре-

образователь к эквивалентной расчетной схеме простого вида. При этом, сохраняя вентильную группу с нагрузкой неизменной, заменим оставшуюся линейную часть эквивалентной относительно фазных напряжений и токов вентильной группы схемой в виде m -фазной лучевой звезды (рис. 2,а). Параметры эквивалентной расчетной схемы найдем из сопоставления зависимостей фазных напряжений от э. д. с. источников и токов вентильной группы для исходной и эквивалентной расчетных схем.

Используя матрично-топологическую форму записи уравнений цепей [Л. 2], определим связь между токами и напряжениями вторичной цепи преобразователя графом G (рис. 2,б). В этом графе структура подграфа $G1$ для напряжений и токов вторичных катушек трансформатора и уравнительных реакторов совпадает со структурой линейной части вторичной цепи преобразователя, а структура подграфа $G2$ для фазных напряжений и токов вентильной группы представляет собой m -лучевую звезду (в подграфе $G2$ положительные направления токов противоположны показанным на рис. 2,б положительным направлениям напряжений).

Принимая в графе G в качестве дерева $G1$, а хордами ветви из $G2$, будем иметь:

$$I_2 = -A^* I_\pi; \quad (1)$$

$$U_\pi = -A U_2, \quad (2)$$

где A — $M \times m$ -подматрица основных контуров G , соответствующая ветвям дерева $G1$; I_2 и U_2 — M -вектора токов и напряжений фаз на входе вентильной группы.

Связь между токами и напряжениями первичной обмотки трансформатора, имеющей комбинированную схему соединения (рис. 1), имеет вид:

$$U_1 = B \left(E_\Phi - U_2 - X_c \frac{d}{dt} I_1 \right); \quad (3)$$

$$I_2 = B^T I_1, \quad (4)$$

где

$$B = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix};$$

E_Φ —3-вектор (размерность 3) фазных э. д. с. источников; I_1 ; U_1 и I_3 , U_3 —3-вектора токов и напряжений линейной ω_Δ и фазной ω_λ секций первичной обмотки трансформатора; X_c — 3×3 -матрица индуктивных сопротивлений сети (здесь и ниже индуктивные сопротивления определены на основной частоте э. д. с. источников); θ —угловая мера времени (в радианах) основной частоты э. д. с. источников.

Закон Ома (компонентные уравнения) для трансформатора с уравнительными реакторами представим в виде:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} & 0 \\ X_{21} & X_{22} & X_{23} \\ 0 & X_{32} & X_{33} \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где X_{11} , X_{33} и X_{22} —подматрицы индуктивных сопротивлений обмоток ω_Δ , ω_λ и ω_2 ; X_{12} и X_{21} —подматрицы взаимных индуктивных сопротивлений между обмотками ω_Δ и ω_2 ; X_{23} и X_{32} —подматрицы взаимных индуктивных сопротивлений между обмотками ω_λ и ω_2 ; предполагается также, что фазная и линейная секция первичной обмотки трансформатора индуктивно не связаны.

Совместное преобразование (1)—(5) позволяет получить зависимость фазных напряжений от э. д. с. источников и токов вентильной группы для исходной расчетной схемы преобразователя:

$$U_\Pi = -A(X_{21} + X_{23}B^T)(X_{11} + X_{33}^*)^{-1}BE_\Phi + \\ + A[X_{22} - (X_{21} + X_{23}B^T)(X_{11} + X_{33}^*)^{-1}(BX_{32} + \\ + X_{12})]A^T \frac{d}{d\theta} I_\Pi, \quad (6)$$

$$X_{33}^* =$$

$2x_{11} + x_{22} - x_{12} -$ $-2x_{21} - x_{13} + x_{23}$	$x_{11} - x_{22} + x_{12} -$ $-2x_{13} + 2x_{23} - x_{21}$	0
0	$2x_{22} + x_{33} - x_{23} -$ $-2x_{32} - x_{21} + x_{31}$	$x_{22} - x_{33} + x_{23} -$ $-2x_{21} + 2x_{31} - x_{32}$
$x_{33} - x_{11} + x_{31} -$ $-2x_{32} + 2x_{12} - x_{13}$	0	$2x_{33} + x_{11} - x_{31} -$ $-2x_{13} - x_{32} + x_{12}$

x_{11} , x_{12} , ..., x_{33} —элементы суммарной матрицы индуктивных сопротивлений.

Уравнение входных переменных эквивалентной расчетной схемы имеет вид

$$U_\Pi = -E_\Pi + X_\Pi \frac{d}{d\theta} I_\Pi. \quad (7)$$

Из сравнения (6) и (7) получаем следующие условия эквивалентности:

$$\left. \begin{aligned} E_\Pi &= A(X_{21} + X_{23}B^T)(X_{11} + X_{33}^*)^{-1}BE_\Phi; \\ X_\Pi &= A[X_{22} - (X_{21} + X_{23}B^T)(X_{11} + \\ &+ X_{33}^*)^{-1}(BX_{32} + X_{12})]A^T. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

В частных случаях при соединении первичной обмотки трансформатора в звезду или треугольник условия эквивалентности найдем из (8) при условии $X_{11}=0$, $X_{12}=0$, $X_{21}=0$ или $X_{23}=0$, $X_{32}=0$, $X_{33}=0$ соответственно.

Определение дискретных значений токов. Найдем рекуррентную формулу, связывающую дискретные значения токов фаз в моменты включения вентилей. Будем считать, что в интервале $[\theta_{k-1}, \theta_k]$ между моментами включения вентилей B_{k-1} , B_k вследствие последовательного погасания вентилей наблюдается поочередная проводимость n , $n-1$, ..., $n-p$ вентилей группами.

Выделим из уравнения расчетной схемы (7) строки, соответствующие напряжениям $n-p$ фаз, проводящих ток в течение всего интервала $[\theta_{k-1}, \theta_k]$. При условии, что вентили и фазы пронумерованы в порядке очередности их работы,

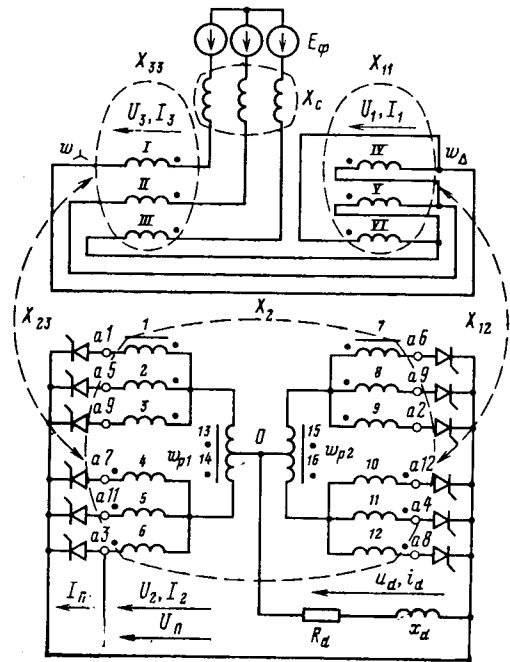


Рис. 1. Сложная двенадцатифазная нулевая схема преобразователя с комбинированным соединением первичной обмотки трансформатора (схема Кримера).

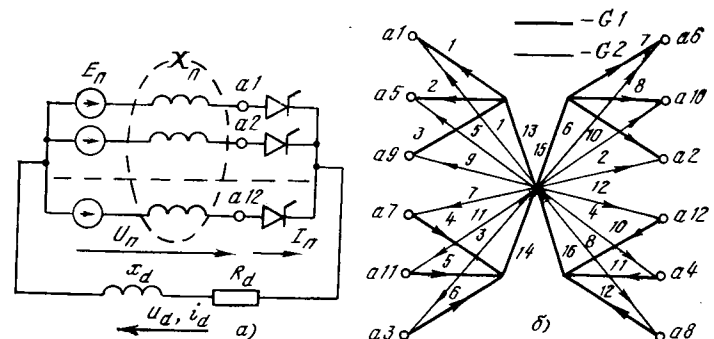


Рис. 2. Эквивалентная расчетная схема (а) и граф G (б) двенадцатифазного нулевого преобразователя.

это будут строки $k-n+p$, $k-n+p+1$, ..., $k-1$. Учитывая равенство напряжений токопроводящих фаз напряжению нагрузки

$$u_{k-n+p} = u_{k-n+p+1} = \dots = u_{k-1} = -u_d, \quad (9)$$

(где u_j , $j=k-n+p$, ..., $k-1$ —напряжения фаз; u_d —напряжение нагрузки), при интегрировании выделенных из (7) строк получаем

$$S_{(k)}[1 \ 1 \dots 1]^T = e_{(k)} - X_1 I'_{(k)} - X_2 I'_{(k-1)}. \quad (10)$$

Здесь

$$S_{(k)} = \int_{\theta_{k-1}}^{\theta_k} u_d d\theta;$$

$$e_{(k)} = \int_{\theta_{k-1}}^{\theta_k} [e_{k-n+p} e_{k-n+p+1} \dots e_{k-1}]^T d\theta;$$

e_j , $j=k-n+p$, ..., $k-1$ —э. д. с. эквивалентных источников фаз; $I'_{(k-1)} = [i_{k-n}^{(k-1)} i_{k-n+1}^{(k-1)} \dots i_{k-2}^{(k-1)}]^T$; $I'_{(k)} = [i_{k-n+p}^{(k)} i_{k-n+p+1}^{(k)} \dots i_{k-1}^{(k)}]^T$; $i_j(t)$, $j=k-n+p$, ..., $k-1$ —дискретные значения токов фаз в момент времени θ_i ; для X_1 и X_2 при использовании обозначения подма-

трицы из X , содержащей строки l_1, l_2, \dots, l_n и столбцы j_1, j_2, \dots, j_r в виде

$X \begin{pmatrix} l_1, & l_n \\ j_1, & j_r \end{pmatrix}$ будем иметь

$$X_1 = X \begin{pmatrix} k-n+p, & k-1 \\ k-n+p, & k-1 \end{pmatrix} \quad X_2 = X \begin{pmatrix} k-n+p, & k-1 \\ k-n, & k-2 \end{pmatrix}.$$

Преобразуем (10) совместно с уравнением активно-индуктивной нагрузки, представленным в форме разностной зависимости [Л. 3]:

$$S(k) = a(k) (i_d(k) - \varepsilon(k) i_d(k-1)), \quad (11)$$

где $i_d(k)$ — дискретное значение тока нагрузки при θ_k ;

$$a(k) = \Delta \theta_k R_d (1 - \varepsilon(k))^{-1}; \quad \varepsilon(k) = \exp(-\Delta \theta_k) x_d / R_d;$$

R_d и x_d — активное и индуктивное сопротивления нагрузки.

В результате получим искомое рекуррентное соотношение:

$$I'_0(k) = X_{01}^{-1} \varepsilon_0(k) + X_{01}^{-1} X_{02} I''_0(k-1), \quad (12)$$

где

$$I'_0(k) = \begin{bmatrix} I'_d(k) \\ i'_d(k) \end{bmatrix}; \quad I''_0(k-1) = \begin{bmatrix} I''_d(k-1) \\ i''_d(k-1) \end{bmatrix}; \quad \varepsilon_0(k) = \begin{bmatrix} \varepsilon(k) \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$X_{01} = \begin{bmatrix} X_1 & \begin{bmatrix} a(k) \\ \vdots \\ a(k) \end{bmatrix} \\ \hline 1 \dots 1 & 1 \end{bmatrix}; \quad X_{02} = \begin{bmatrix} X_2 & \begin{bmatrix} a(k)\varepsilon(k) \\ \vdots \\ a(k)\varepsilon(k) \end{bmatrix} \\ \hline 0 \dots 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Соотношение (12) позволяет при известном количестве открытых вентилях (n) в начале интервала и проводящих вентилей ($n-p$) в течение интервала определять дискретные значения токов фаз и нагрузки преобразователя в моменты включения вентилях как в переходном, так и в установившемся состоянии.

Условием правильности выбора n открытых вентилях в момент θ_{k-1} и $n-p$ проводящих вентилей в течение интервала $[\theta_{k-1}, \theta_k]$ является положительность всех токов вектора $I_{(k)}$ и отрицательность тока $i_{k-n-p-1(k)}$, найденного для случая n открытых вентилей в момент θ_{k-1} , но $n-p+1$ проводящих вентилей в течение интервала $[\theta_{k-1}, \theta_k]$. Необходимо отметить, что возможны режимы прерывистой проводимости вентилей, в которых после первого включения вентилей с кратковременной проводимостью происходит повторное их включение с последующей нормальной коммутацией. Определяя в этих случаях моменты θ_k моментами повторного отпирания вентилей, для режима n открытых вентилей при θ_{k-1} и $n-p$ проводящих вентилей в течение всего интервала $[\theta_{k-1}, \theta_k]$ будем также иметь рекуррентные соотношения вида (10) и (12). Из этого следует, что рекуррентное соотношение (12) определяется количеством открытых вентилей в начале интервала и количеством проводящих вентилей в течение всего интервала и при этом не зависит от характера переключения вентилей в интервале.

Внешняя характеристика преобразователя. Найдем внешнюю характеристику при условии, что преобразователь симметричен, вентили переключаются группами по $n, n-1$, интервал повторяемости электромагнитных процессов $2\pi/m$. Условие повторяемости для граничных значений ненулевых токов интервала $[\theta_{k-1}, \theta_k]$ имеет вид

$$i_{k-n(k-1)} = i_{k-n+1(k)}; \quad i_{k-n+1(k-1)} = i_{k-n+2(k)}, \dots, i_{k-2(k-1)} = i_{k-1(k)}.$$

Используя эти соотношения в уравнении (10), где следует считать $p=1$, получаем:

$$S(k) [1 \ 1 \dots 1]^T = \varepsilon(k) - (X_1 - X_2) I'_0(k). \quad (13)$$

Дополнив (13) соотношением

$$i_{k-n-1(k)} + i_{k-n-2(k)} + \dots + i_{k-1(k)} = i_d(k),$$

получим систему, в результате решения которой будем иметь:

$$S(k) = D_1^{-1} D_2 (\varepsilon(k)) + D_3 i_d(k),$$

$$D_1 = \det \begin{bmatrix} X_1 - X_2 & \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \hline 1 \ 1 \dots 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad D_2 (\varepsilon(k)) = \det \begin{bmatrix} X_1 - X_2 & \varepsilon(k) \\ \hline 1 \ 1 \dots 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad (14)$$

$$D_3 = \det (X_1 - X_2).$$

Согласно равенству для среднего значения выходного напряжения

$$U_d = m S(k) / 2\pi,$$

получим внешнюю характеристику

$$U_d = \frac{m}{2\pi} D_1^{-1} (D_2 (\varepsilon(k)) + D_3 i_d(k)). \quad (15)$$

В связи с тем, что зависимость (10) сохраняет свой вид и в случае прерывистого включения вентилей полученная на ее основе внешняя характеристика (15) справедлива как для режима переключения по $n, n-1$ вентилей, так и для режима переключения по $n, n-1, n, n-1$ вентилей. Этот вывод подтверждается в [Л. 4], где внешние характеристики преобразователей для смежных режимов с прерывистой и непрерывной коммутацией имеют одинаковые аналитические зависимости.

Определение мгновенных значений токов и напряжений преобразователя. Знание дискретных значений токов в моменты включения вентилей дает возможность находить закон изменения мгновенных значений переменных и углы проводимости вентилей только в интересующем нас интервале.

Рассмотрим в интервале $[\theta_k, \theta_{k+1}]$ подынтервал $[\theta_k, \theta'_k]$ проводимости n вентилей $B_{k-n}, B_{k-n+1}, \dots, B_k$. Выделим из уравнения (7) строки $k-n, k-n+1, \dots, k$, для которых можно записать

$$u_d [1 \ 1 \dots 1]^T = -E''_n + X \begin{pmatrix} k-n, & k \\ k-n, & k \end{pmatrix} \frac{d}{d\theta} I''_n, \quad (16)$$

где E'' и I'' — векторы э. д. с. и токов проводящих фаз в подынтервале $[\theta_k, \theta'_k]$.

Дополняя матричное уравнение (16) соотношением

$$i_{k-n} + i_{k-n+1} + \dots + i_k = i_d$$

и решая его относительно $di_d/d\theta$, будем иметь скалярное уравнение

$$D_4 \frac{d}{d\theta} i_d = D_5 (E''_n) - D_6 u_d, \quad (17)$$

где

$$D_4 = \det X_3;$$

$$D_5 (E''_n) = \det \begin{bmatrix} X \begin{pmatrix} k-n, & k \\ k-n, & k \end{pmatrix} & E''_n \\ \hline 1 \ 1 \dots 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad D_6 =$$

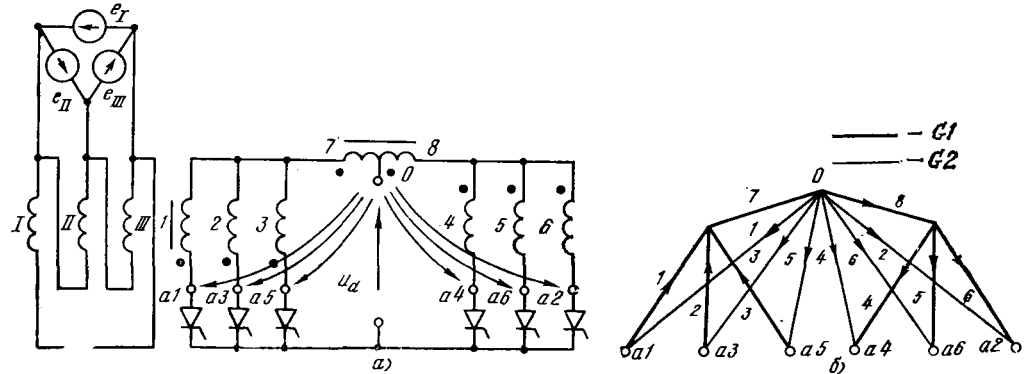
$$= \det \begin{bmatrix} X \begin{pmatrix} k-n, & k \\ k-n, & k \end{pmatrix} & \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \hline 1 \ 1 \dots 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Из совместного решения уравнения (17) с дифференциальным уравнением нагрузки

$$u_d = x_d \frac{di_d}{d\theta} + R_d i_d$$

получаем закон изменения i_d и u_d . Используя эти зависимости, по уравнениям связи и компонентным уравнениям в результате обычных преобразований находятся токи и напряжения преобразователя: из соотношений (1) и (16) находим I_n и I_2 , из соотношений (3) — (5) — I_1, U_1, U_2, U_3 .

Рис. 3. Шестифазная нулевая схема преобразователя с уравнильным реактором и граф G вторичных токов и напряжений преобразователя.



Пример расчета. Простой вид зависимости внешней характеристики преобразователя (15) делает пригодным использование ее для аналитических расчетов при учете не только индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора, но и взаимоиндуктивностей этих обмоток, а также индуктивностей реакторов. Найдем внешние характеристики шестифазного преобразователя с уравнильным реактором в режимах переключения вентилей 1, 2 (режим малых токов) и вентилей 2, 3 (рабочий режим) при условии, что параметры фаз равны, э. д. с. источников синусоидальны и симметричны:

$$e_I = E_{\max} \sin \theta; e_{II} = E_{\max} \sin (\theta - 2\pi/3); e_{III} = E_{\max} \sin (\theta + 2\pi/3).$$

Рассматриваемый преобразователь и граф G вторичных токов и напряжения показаны на рис. 3. Подматрица основных контуров A и матрица индуктивных сопротивлений преобразователя X_{11} в соответствии с принятой нумерацией фаз (по вертикали) и катушек (по горизонтали) обмоток и реактора имеют вид:

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \end{matrix};$$

$$X_{11} = \begin{pmatrix} x_1 & 0 & 0 \\ 0 & x_1 & 0 \\ 0 & 0 & x_1 \end{pmatrix};$$

$$X_{21} = X_{12}^T = \begin{pmatrix} x_0 & 0 & 0 \\ 0 & x_0 & 0 \\ 0 & 0 & x_0 \\ x_0 & 0 & 0 \\ 0 & x_0 & 0 \\ 0 & 0 & x_0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; X_{22} =$$

$$= \begin{pmatrix} x_2 & 0 & 0 & x_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x_2 & 0 & 0 & x_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x_2 & 0 & 0 & x_0 & 0 & 0 \\ x_0 & 0 & 0 & x_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x_0 & 0 & 0 & x_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x_0 & 0 & 0 & x_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & x_4 & x_5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & x_5 & x_4 \end{pmatrix},$$

где x_1 и x_2 — собственные индуктивные сопротивления фаз первичной и вторичной обмоток трансформатора; x_0 — взаимоиндуктивное сопротивление между первичной и вторичной обмотками трансформатора; x_4 и x_5 — собственное и взаимоиндуктивное сопротивления секций реактора (все параметры приведены к вторичной обмотке трансформатора).

Зависимости э. д. с. источников и индуктивных сопротивлений эквивалентной расчетной схемы согласно (8) при $X_{23} = X_{32} = X_{33} = 0$ принимают вид:

$$E_{\Pi} = AX_{21}X_{11}^{-1}E; \Pi X_{\Pi} = A(X_{22} - X_{21}X_{11}^{-1}X_{12})A^T.$$

При этом

$$E_{\Pi} = x_3^{-1}x_3 \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_I \\ e_{II} \\ e_{III} \end{pmatrix};$$

$$X_{\Pi} = \begin{pmatrix} x_{k1} + x_4 & -x_5 & x_4 & -x_{k2} - x_5 & x_4 & -x_5 \\ -x_5 & x_{k1} + x_4 & -x_5 & x_4 & -x_{k2} - x_5 & x_4 \\ x_4 & -x_5 & x_{k1} + x_4 & -x_5 & x_4 & -x_{k2} - x_5 \\ -x_{k2} - x_5 & x_4 & -x_5 & x_{k1} + x_4 & -x_5 & x_4 \\ x_4 & -x_{k2} - x_5 & x_4 & -x_5 & x_{k1} + x_4 & -x_5 \\ -x_5 & x_4 & -x_{k2} - x_5 & x_4 & -x_5 & x_{k1} + x_4 \end{pmatrix},$$

$$\text{где } x_{k1} = x_2 - x_1^{-1}x_0^2; x_{k2} = x_0 - x_1^{-1}x_0^2.$$

На основании (14) и (15) в режиме переключения вентилей 1, 2 группами будем иметь:

$$D_1 = -1; D_2(\varepsilon(k)) = -x_1^{-1} x_0 E_{\max} \sin\left(\theta_1 + \frac{\pi}{6}\right); D_3 = x_{k1} + x_4 + x_5;$$

$$U_d = \frac{3}{\pi} x_1^{-1} x_0 E_{\max} \sin\left(\theta_1 + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{3}{\pi} (x_{k1} + x_p) i_{d(k)}, \quad (18)$$

где $x_p = x_4 + x_5$.

В режиме переключения вентилей 2, 3 группами

$$D_1 = 3x_{k1} + 4x_p; D_2(\varepsilon(k)) = x_1^{-1} x_0 E_{\max} \left[(x_{k1} + 2x_p) \cos \theta_1 - 2(x_{k1} + x_p) \cos\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right]; D_3 = x_{k1} (x_{k1} + x_p);$$

$$U_d = \frac{3x_1^{-1} x_0 E_{\max}}{\pi (3x_{k1} + 4x_p)} [(x_{k1} + 2x_p) \cos \theta_1 - 2(x_{k1} + x_p) \cos\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right)] - \frac{3x_{k1} (x_{k1} + x_p)}{\pi (3x_{k1} + 4x_p)} i_{d(k)}. \quad (19)$$

Сравним полученные зависимости с известными результатами. Полагая, что $x_3^{-1} x_0 = 1$, $x_p \rightarrow \infty$, $\theta_1 = \pi/6$, имеем шестифазный неуправляемый преобразователь с идеальным реактором и сосредоточенными во вторичной обмотке трансформатора индуктивными сопротивлениями рассеяния x_{k1} . Для этого преобразователя зависимость (19) приобретает такой же, как и в [Л. 4], вид:



УДК 621.372.018.088

Прикладные методы обращения интеграла Дюамеля

ФРУМКИН А. Л., канд. техн. наук

Московский энергетический институт

Задачи определения формы входного сигнала по наблюдаемому и по переходной характеристике цепи, а также переходной характеристики по входному и выходному сигналам при отличии входного сигнала от идеального скачка встречаются в различных областях электротехники [Л. 1—3 и др.]. Под решением этих задач, сводящихся к соответствующим той или иной форме интеграла Дюамеля интегральным уравнениям Вольтерра, понимается получение результата, погрешность которого не превышает допустимой при данном уровне экспериментальных погрешностей. Однако решение здесь может оказаться неустойчивым, а погрешность результата неограниченно большой даже при незначительной погрешности исходных данных. Общие методы, обеспечивающие устойчивость решения таких задач [Л. 1—4 и др.], требуют применения сложных регулирующих алгоритмов и мощных ЭВМ. Наряду с этим известен ряд простых расчетных соотношений [Л. 5—7 и др.], основанных на методе квадратурных формул. Как и у стандартных [Л. 8 и др.] схем этого метода, решение здесь слишком часто оказывается неустойчивым [Л. 9 и др.]. Однако могут быть получены подобные соотношения, простота которых сочетается с устойчивостью решения, достаточной для широкого круга практических задач.

Для непосредственного применения к задачам обращения наиболее пригодна квадратурная формула средних. Расчетные соотношения работ [Л. 5—7] отражают некоторые варианты такого подхода. Для реализации всех возможностей непосредственного применения формулы средних здесь нужно дополнить число возможных расчетных соотношений с разграничением областей их применения. Пусть $x(t)$ — непрерывный и с непрерывной первой производной входной сигнал, $y(t)$ — выходной сигнал, $h(t)$ — переходная характеристика стационарной цепи. Применяя формулу средних к первой и третьей

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_{\max} - \frac{3}{4\pi} x_{k1} i_{d(k)}.$$

Полагая, что $x_3^{-1} x_0 = 1$, $x_p = 0$, будем иметь шестифазный преобразователь без реактора. Для такого преобразователя из (18) и (19) следует, что в режиме переключения вентилей 1, 2 группами

$$U_d = \frac{3}{\pi} E_{\max} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} x_{k1} i_{d(k)},$$

а в режиме переключения вентилей 2, 3

$$\alpha = \frac{2}{\pi} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \right] - \frac{x_{k1}}{\pi} i_{d(k)},$$

где угол α отсчитывается от точки естественного включения вентилей $\left(\theta_1 = \frac{\pi}{3} + \alpha\right)$.

Эти зависимости также совпадают с зависимостями из [Л. 3].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Конев Ф. Б. Моделирование вентильных преобразователей на вычислительных машинах. — В кн.: Итоги науки и техники. Силовая преобразовательная техника. — М.: ВИНТИ 1976.
2. Сешу С., Рид М. Линейные графы и электрические цепи. — М.: Высшая школа, 1971.
3. Вейгандт В. Я. Исследование многофазного нулевого преобразователя. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1980, № 1.
4. Размадзе Ш. М. Преобразовательные схемы и системы. — М.: Высшая школа, 1967.

{10.12.80}

формам [Л. 16] интеграла Дюамеля, имеем соотношения:

$$y_n = x_0 h_n + (x'_{0,5} h_{n-0,5} + x'_{1,5} h_{n-1,5} + \dots + x'_{n-0,5} h_{0,5}) \Delta t; \quad (1)$$

$$y_n = x_n h_0 + (x_{0,5} h'_{n-0,5} + x_{1,5} h'_{n-1,5} + \dots + x_{n-0,5} h'_{0,5}) \Delta t, \quad (2)$$

где Δt — шаг квадратурной формулы; индексы характеризуют момент, которому соответствует численное значение функции:

$$y_n = y(n\Delta t) = y(t), \quad x_0 = x(0), \quad x'_{0,5} = x'(0,5\Delta t)$$

и т. д.

Эти соотношения могут быть использованы как рекуррентные для определения очередного с индексом $n=0,5$ значения искомой функции x или h , или ее производной.

При определении обращением $h(t)$ здесь следует пользоваться формулой (1), если $x_0=0$, и (2), если $x_0 \neq 0$. В последнем случае значение h_0 определяется как y_0/x_0 , либо при малых x_0 как

$$h_0 = 3 \frac{y_1}{x_1} - 3 \frac{y_2}{x_2} + \frac{y_3}{x_3}, \quad (3)$$

а текущие значения h_n как $h_0 + (h'_{0,5} + h'_{1,5} + \dots + h'_{n-0,5}) \Delta t$. Аналогично при определении $x(t)$ по известным $h(t)$ и $y(t)$ пользуемся формулой (2), если $h_0=0$, и (1), если $h_0 \neq 0$. Во всех этих случаях решение устойчиво, если максимальные значения известной функции (ядра интегрального уравнения) — множителя при определяемой — по модулю не более, чем примерно вдвое превышает значение ядра с индексом 0,5. Этот запас устойчивости часто недостаточен, хотя и обеспечивает, например, определение $h(t)$ обращением при синусоидальном с нулевой начальной фазой входном сигнале.

Ниже приведены соотношения только для определения

$h(t)$ по известным $x(t)$ и $y(t)$. Соотношения для определения $x(t)$ отличаются от них только положением символов x и h . Расчетные схемы с повышенной устойчивостью могут быть получены как на основе формулы средних, так и других квадратурных формул. Так, исключая из (1) при $x_0=0$ значение $h_{n-0,5}$ с помощью линейной экстраполяции $h_{n-0,5}=2h_{n-1,5}-h_{n-2,5}$, приходим к соотношению

$$N_0 h_{n-1,5} = \frac{y_n}{\Delta t} - N_1 h_{n-2,5} - N_2 h_{n-3,5} - x'_{4,5} h_{n-4,5} - \dots - x'_{n-0,5} h_{0,5}, \quad (4)$$

где

$$N_0 = 2x'_{0,5} + x'_{2,5}; \quad N_2 = x'_{2,5} - x'_{0,5}; \quad N_2 = x'_{3,5}. \quad (5)$$

Соотношение (4) допускает примерно 2—3-кратное отношение $|x'_{\max}/x'_1|$ или 4—6-кратное для $|x'_{\max}/x'_{0,5}|$. Увеличение этих отношений соответственно до 4—5- и 10-кратных достигается заменой N_0 , N_1 и N_2 на коэффициенты

$$N_{0B} = N_{1B} = \frac{1}{3} (2N_0 + N_1); \quad N_{2B} = N_2 + \frac{1}{3} (N_1 - N_0). \quad (6)$$

При $x_0=0$ и весьма малых x'_0 такие же допустимые значения этих отношений обеспечиваются расчетным соотношением:

$$N_{0B} h_{n-2} = \frac{y_n}{\Delta t} - N_{1B} h_{n-3} - N_{2B} h_{n-4} - x'_{5,5} h_{n-5} - \dots - x'_{n-3,5} h_{3,5} - \frac{23}{24} x'_{n-2,5} h_{2,5} - \frac{7}{6} x'_{n-1,5} h_{1,5} - \frac{3}{8} x'_{n,5} h_{0,5}, \quad (7)$$

полученным на основе квадратурной формулы Грегори исключением h_n и h_{n-1} с помощью квадратичной экстраполяции. Здесь коэффициенты N_{0B} , N_{1B} и N_{2B} определяются согласно (6), а

$$\left. \begin{aligned} N_0 &= \frac{9}{4} x'_0 + \frac{7}{2} x'_1 + \frac{23}{24} x'_2; \\ N' &= x'_3 - \frac{7}{2} x'_1 - 3x'_0; \\ N_2 &= x'_4 + \frac{7}{6} x'_1 + \frac{9}{8} x'_0. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Аналогично при $x \neq 0$ пользуемся соотношением

$$N_0 h'_{n-1,5} = \frac{y_n - x_n h_0}{\Delta t} - N_1 h'_{n-2,5} - N_2 h'_{n-3,5} - x_{4,5} h'_{n-4,5} - \dots - x_{n-0,5} h'_{0,5}, \quad (9)$$

где

$$N_0 = 2x_{0,5} + x_{1,5}; \quad N_1 = x_{2,5} - x_{0,5}; \quad N_2 = x_{3,5} \quad (10)$$

и т. д.

Формулу (4) можно применять, начиная с определения $h_{2,5}$; значения $h_{0,5}$ и $h_{1,5}$ должны быть найдены по формуле (1). Формула (7) применима, начиная с определения h_7 . Предыдущие значения h в узлах могут быть найдены интерполяцией по значениям h в середине интервалов, найденным с помощью формул (1) и (4). Значения x' в узлах могут быть вычислены с помощью стандартных [Л. 11 и др.] формул численного дифференцирования по пяти точкам. Затем интерполяцией можно найти значения x' в середине интервалов. Исходные данные, результаты расчета x' , а также результаты обращения должны быть сглажены по семи—девяти точкам [Л. 11 и др.].

Величина Δt определяется как максимальный интервал, за который на любом участке каждой из исходных кривых изменение ее не превышает 0,1 амплитуды, интервал сглаживания ($6\Delta t$ при сглаживании по семи и $8\Delta t$ —по девяти точкам) содержит не более одной точки экстремума или перегиба и сумма типа

$$[6x_i + x_{i+1} + x_{i-1} - 7(x_{i+2} + x_{i-2}) + 3(x_{i+3} + x_{i-3})]/13$$

не имеет выбросов, превышающих вероятную погрешность измерений или сравнимой с ней постоянной составляющей. Последнее условие проверяется лишь для участков с наибольшей кривизной. При большем шаге погрешность результата возрастает из-за методической погрешности расчетных формул, а при меньшем—из-за большего переноса в него погрешностей исходных данных.

Без учета операций дифференцирования и сглаживания число арифметических действий, необходимое для определения n значений искомой величины, близко к $n^2 = (t/\Delta t)^2$. Чтобы обеспечить несущественность ошибок округления, число значащих цифр при расчетах должно на одно—два превышать их число в исходных данных.

После определения зависящей от вида $x(t)$ и $y(t)$ величины шага можно по виду функции $x(t)$ выяснить возможность получения устойчивого результата обращения, а также при известном уровне погрешности исходных данных—оценить вероятную погрешность устойчивого результата. Для этого нужно найти коэффициенты k_i , равные отношению коэффициентов при предшествующих значениях искомой величины к N_0 или N_{0B} . Так, для формулы (4) $k_1 = N_1/N_0$, $k_2 = N_2/N_0$, $k_3 = x'_{4,5}/N_0$ и т. д. После этого могут быть найдены коэффициенты l_i , характеризующие воспроизводство в n -результате обращения случайной ошибки, допущенной при определении h_{n-i} :

$$l_1 = -k_1; \quad l_2 = -k_2 - k_1 l_1; \quad l_i = -k_i - \sum_{j=1}^{i-1} k_{i-j} l_j, \quad (11)$$

и коэффициенты $m_i = 1 + l_1 + l_2 + \dots + l_i$, характеризующие отражение в h_n неизменной систематической погрешности, вносимой в результат обращения, начиная с h_{n-i} . Результат обращения устойчив, если все $|l_i|$ и $|m_i|$ не превышают единицы.

Вероятная погрешность n -результата устойчивых обращений может быть оценена соотношением

$$\delta h_n \approx \frac{1}{N_0 \Delta t} \left(\delta y_c m_n + \sqrt{\sum_{i=-2a}^{n-1} (r_i \delta y_{n-i})^2} \right), \quad (12)$$

где δy_c —вероятное значение систематической погрешности выходного сигнала, предполагаемое здесь неизменным; r_i —результаты двоякого сглаживания зависимости $l_i(i)$ в предположении, что при $i < 0$ все $l_i = 0$, а $l_0 = 1$, δy —вероятное значение случайной погрешности выходного сигнала, в общем случае зависящее от номера шага; $a=3$ при сглаживании по семи точкам и $a=4$ при сглаживании по девяти точкам.

Различием некоторых индексов и числа членов суммы, соответствующим конкретным формулам обращения, в данном случае можно пренебречь. При пользовании соотношением (6) величина N_0 в (12) заменяется на N_{0B} .

Иногда зависимость $l_i(i)$ имеет вид затухающих колебаний с периодом $6\Delta t$ — $8\Delta t$. Колебательность с тем же периодом и с амплитудой, лежащей в пределах оценки погрешности по (12), может наблюдаться при этом и в результате обращения. Если колебания такой частоты отсутствуют в исходных сигналах, то без уменьшения достоверности результата обращения они могут быть устранены из него неравноточной интерполяцией.

Приведенные выше расчетные соотношения позволяют успешно осуществлять обращение при широком круге сигналов и переходных характеристик, встречающихся в электротехнической практике. Путем некоторых усложнений эти соотношения могут быть распространены на случаи со скачкообразным изменением x и x' , а также (только для определения формы входного сигнала) на случай, когда во время переходного процесса дискретным образом меняются свойства цепи. Рассмотрим численный пример обращения по формуле (4). Сигнал от источника напряжения $u = \sin \omega t$ при частоте 500 кГц ($T=2$ мкс) подается на цепь RC , у которой $R=27,78$ Ом, $C=0,01$ мкФ, переходная характеристика для напряжения на конденсаторе u_c $h(t) = 1 - e^{-3,6 \cdot 10^6 t}$. Осциллограф, с помощью которого наблюдаются входной и выходной (u_c) сигналы, имеет переходную характеристику $h_{осц}(t) = 1 - e^{-1,8 \cdot 10^6 t}$; соответственно сигналы, регистрируемые на входе и на выходе исследуемой цепи, определяются выражениями:

$$\begin{aligned} x(t) &= 0,4971 \sin(\omega t - 60,19^\circ) + 0,4314 e^{-1,8 \cdot 10^6 t} \text{ В;} \\ y(t) &= 0,3746 \sin(\omega t - 101,3^\circ) + 0,8627 e^{-1,8 \cdot 10^6 t} - \\ &\quad - 0,4954 e^{-3,6 \cdot 10^6 t} \text{ В.} \end{aligned}$$

По численным значениям этих сигналов нужно найти $h(t)$. Погрешность создавалась добавлением к истинным зна-

чениям x и y слагаемого $0,002g$ В, когда они менее $0,2$ В, и их умножением на $1+0,01g$ при больших их значениях (здесь g — случайные числа, равномерно распределенные в пределах ± 1). Относительная среднеквадратичная погрешность при этом составляла $0,72\%$ для y и $0,57\%$ для x . В данном случае обращения $x_0 = x'_0 = 0$. При шаге $\Delta t = T/30 = 0,06667$ мкс и сглаживании исходных данных по семи точкам $|x'_{\max}/x'_{-1}| = 4,8$, $|x'_{\max}/x'_{0.5}| = 9,3$. Ниже приведены начальные значения коэффициентов l_i и m_i при выравнивании коэффициентов по (6):

l_i	1	2	3	4	5	6
l_i	-1	-0,1519	-0,1091	0,0675	0,2947	0,1134
m_i	0	-0,1519	-0,2610	-0,1935	0,1012	0,2146
l_i	7	8	9	10	11	12
l_i	0,0303	-0,0372	-0,0360	-0,0310	-0,0521	0,1077
m_i	0,2449	0,2077	0,1717	0,1407	0,0886	0,1952

В дальнейшем модуль знакопеременных l_i убывает до $0,01-0,02$ и определяется погрешностями $x(t)$, значения m_i соответственно колеблются около $0,28$. Такой вид зависимостей l_i и m_i от i говорит о возможности устойчивого обращения. Результаты его на 30 шагах, за которые $h(t)$ достигает $0,9993$, т. е. практически установившегося значения, характеризуются (за исключением первых двух точек, где погрешность несколько больше) максимальной абсолютной погрешностью $0,022$ и среднеквадратичной относительной $1,34\%$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Основные методы оценки динамических погрешностей измерений/ Г. И. Кавалеров, С. М. Мандельштам, Г. Н. Со-

лопченко, В. И. Хрумало. Приборостроение и автоматический контроль, 1978, № 1.

2. Рабинер П., Гоульд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. — М.: Мир, 1979.

3. Методы теории чувствительности в автоматическом управлении/ Под ред. Е. Н. Розенвассера и Р. М. Юсупова. — Л.: Энергия, 1971.

4. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. — М.: Наука, 1979.

5. Васильев В. Г. Воспроизведение быстропротекающих процессов линейными регистрирующими системами. — Измерительная техника, 1963, № 1.

6. Пеллинец В. С. Измерение ударных ускорений. — М.: Изд-во стандартов, 1975.

7. Janaszek M. Prosta metoda idealizacji odwoiedzi skakowey zlonu liniowego. — Pr. Inst. Elektrotechn., 1976, t. 24, № 98.

8. Верлань А. Ф., Сизиков В. С. Методы решения интегральных уравнений с программами для ЭВМ — Киев: Наукова думка, 1978.

9. Полуэктов Р. А., Солопченко Г. Н. Методы коррекции динамических погрешностей. — Автометрия, 1971, № 5.

10. Основы теории цепей/ Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, С. В. Страхов. — М.: Энергия, 1975.

11. Румшицкий Л. З. Математическая обработка результатов эксперимента. — М.: Наука, 1971.

[31.03.81]

УДК 621.317.714

Измерение токораспределения в параллельных цепях с помощью секционированного пояса Роговского

ГРИГОРЬЕВ И. Н.

Отделение ВЭИ им. В. И. Ленина, г. Истра

В ряде случаев необходимо одновременное бесконтактное измерение токов, протекающих в нескольких параллельно соединенных цепях, располагаемых в местах, недоступных для непосредственного подсоединения датчиков. Такого рода измерения актуальны при исследовании токораспределения в мощных газоразрядных приборах, когда для повышения нагрузочной способности промежутков между анодом и катодом снабжаются устройствами, разделяющими возникающий разряд на несколько параллельно работающих каналов [Л. 1]. Кроме того, контроль токораспределения важен в разрядниках, выполняемых для уменьшения индуктивности в виде многоканальных конструкций [Л. 2].

Расчеты непосредственного измерения распределения токов или измерения каким-либо контактным способом [Л. 3] в таких системах сопряжены с большими трудностями и не всегда могут гарантировать удовлетворительную точность. В настоящей статье предлагается методика нахождения токов в параллельных цепях с помощью охватывающего систему токов пояса Роговского (ПР), обмотка которого разделена на секции, имеющие отводы. Методика заключается в следующем: по известным положениям проводников или каналов (в газоразрядных приборах, разрядниках) и измеренным сигналам с секций ПР определяются токи, создающие полученную картину сигналов с секций.

В общем случае секционированный ПР (рис. 1) состоит из W витков и разделен на n секций, расположенных между центральными углами θ_{1i} и θ_{2i} (i — номер секции). Пояс охватывает систему n токов I_j , местоположение которых характеризуется радиусом r_j и углом θ_j ($j=1 \rightarrow n$). В i -й секции ПР наводится э. д. с., определяемая по формуле¹

$$e_i = -\omega_0 \int_{\theta_{1i}}^{\theta_{2i}} \frac{d\Phi}{dt} d\theta = -\omega_0 \int_{\theta_{1i}}^{\theta_{2i}} \frac{d}{dt} \sum_1^n \Phi_{ij} d\theta = \sum_1^n e_{ij}, \quad (1)$$

где Φ — поток индукции, нормальный к сечению витков ПР; $\omega_0 = W/2\pi$ — угловая плотность намотки; e_{ij} — величина частичной э. д. с., индуцированной на i -й секции j -м током; Φ_{ij} — частичный поток.

Как показано в [Л. 4].

$$\Phi_{ij} = I_j \frac{\mu_0 h}{2\pi} \ln \frac{\rho_2(\theta_{2i})}{\rho_1(\theta_{1i})}, \quad (2)$$

где

$$\rho_1 = \sqrt{r^2 - 2rr_j \cos \theta_{1i} + r_j^2}$$

и

$$\rho_2 = \sqrt{R^2 - 2Rr_j \cos \theta_{2i} + r_j^2}$$

— наименьшее и наибольшее расстояния от j -го тока до витка с углом θ_i (относительный угол $\theta_{2i} = \theta_i - \theta_{1i}$); r, R — внутренних и внешних радиусы ПР; h — высота ПР.

Используя (2) и (1), нетрудно получить выражение для величины частичной э. д. с.:

$$e_{ij} = e_j(\theta_{2i}) - e_j(\theta_{1i}), \quad (3)$$

где

$$e_j(\theta^*) = -\frac{\mu_0 h \omega_0}{2\pi} \left(\theta^* \ln \frac{R}{r} + P_j \right) \frac{dI_j}{dt}; \quad (4)$$

$$P_j = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\theta^*}{k^2} \left(\frac{r_j}{r} \right)^k \left[1 - \left(\frac{r}{R} \right)^k \right]. \quad (5)$$

¹ Запись для выражения э. д. с. предполагает замену суммирования последовательно включенных э. д. с. витков секций интегрированием по числу витков или по центральному углу, что правомерно при равномерной и достаточно плотной намотке витков ПР; последнее обычно имеет место на практике.

Множитель, стоящий в (4) перед производной тока, представляет собой коэффициент взаимной индукции между i -й секцией ($0 \rightarrow \theta^*$) и j -м током. Первое слагаемое в скобках выражения (4) соответствует индуктивной связи при центральном расположении проводника с током; второе слагаемое характеризует поправку к коэффициенту взаимной индукции вследствие смещения проводника относительно центра ПР. Для ПР малой толщины $a=R-r$ выражение для поправки P_j записывается в виде

$$P_{0j} = P_j(r \rightarrow R) = \frac{a}{r_{cp}} \arctg \frac{\varepsilon_j \sin \theta^*}{1 - \varepsilon_j \cos \theta^*}, \quad (6)$$

где $r_{cp} = (r + R)/2$; $\varepsilon_j = r_j/r_{cp}$.

Таким образом, в конечном итоге рассматриваемая методика нахождения токов в параллельных цепях сводится к решению системы уравнений

$$\hat{M} \hat{J} = \hat{E}, \quad (7)$$

где \hat{M} — матрица коэффициентов взаимной индукции, определяемых из полученных выше соотношений; \hat{J} и \hat{E} — в случае неинтегрирующего пояса матрицы производных токов dI_j/dt и э. д. с. e_j , в случае пояса с интегрирующими цепочками — матрицы токов I_j и интегралов от э. д. с. секций $\int e_j dt$.

Помимо основных параметров обычного ПР [Л. 5] для секционированного ПР целесообразно ввести дополнительный параметр, характеризующий способность измерительной системы «различать» величины близко расположенных токов. Назовем этот параметр разрешающей способностью секционированного ПР. Необходимость введения такой характеристики вытекает прямо из самой процедуры нахождения токов путем решения системы уравнений. В самом деле, сохранить требуемую точность на фоне вносимых в систему возмущений (в роли которых выступают неизбежные погрешности исходных измерений) возможно лишь при условии слабой зависимости полученного результата от величины возмущения, т. е. при хорошей обусловленности матрицы коэффициентов взаимной индукции M . При малом пространственном взаимном разделении токов коэффициенты взаимной индукции измеряемых токов с соответствующими секциями ПР, а следовательно и элементы строк матрицы \hat{M} , становятся близкими по величине. Поскольку при этом матрица \hat{M} становится плохо обусловленной, то погрешность в токах возрастает и токи не «различаются».

Количественным показателем обусловленности матрицы является число обусловленности C , которое выступает в роли своеобразного коэффициента усиления полных погрешностей в сигналах с секций, получаемых в исходных измерениях [Л. 6]:²

$$\delta \hat{J} \leq C \delta \hat{E}, \quad (8)$$

$$\text{где } \delta \hat{J} = \sqrt{\sum_1^n \Delta J_i^2 / \sum_1^n J_i^2}; \quad \delta \hat{E} = \sqrt{\sum_1^n \Delta E_i^2 / \sum_1^n E_i^2}; \quad J_i, E_i, \Delta J_i, \Delta E_i \text{ — элементы матриц } \hat{J} \text{ и } \hat{E} \text{ в (7) и соответствующие погрешности.}$$

Чем больше значение C , тем хуже разрешение токов. Поэтому выберем в качестве меры разрешающей способности F секционированного ПР величину, обратную C . Согласно [Л. 6] число обусловленности вычисляется как произведение норм прямой и обратной матрицы, а для случая симметриче-

² Если принять во внимание возможные вариации элементов матрицы \hat{M} , то при аналогичном анализе погрешности необходимо иметь в виду изменение формулы (8); см., например, [Л. 7].

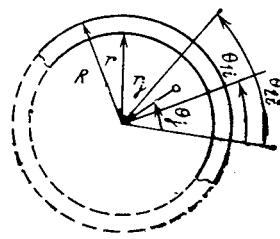


Рис. 1.

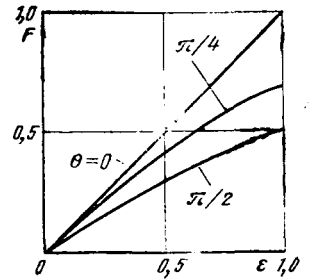


Рис. 2.

ской матрицы — как отношение максимального собственного числа к минимальному. Поскольку $1 \leq C < \infty$, то F меняется в пределах от 0 до 1.

В качестве примера вычислим разрешающую способность для ПР, состоящего из двух секций с углами 2θ . Пояс охватывает два тока, расположенных по оси симметрии секций на равных расстояниях от центра ПР. Определяя максимальные и минимальные собственные числа матрицы \hat{M} , получаем выражение для разрешающей способности двухсекционного ПР

$$F = (1 - m/M) / (1 + m/M),$$

в котором M и m — коэффициенты взаимной индукции «ток — близлежащая» секция и «ток — удаленная секция». Величина m/M для тонкого ПР находится из (4) с учетом (6). Соответствующая зависимость $F(\varepsilon)$ при различных θ приведена на рис. 2. Как видно, разрешающая способность снижается при сведении проводников к центру и растет с уменьшением угла θ . Если учесть, что точность практических измерений ΔE_i составляет около 1%, то, по-видимому, удовлетворительной разрешающей способностью может считаться величина не менее 0,1. Из приведенного рис. 2 следует, что для рассматриваемого случая, принимая во внимание указанное условие для F , измерения могут производиться при $\varepsilon > 0,1$ ($\theta \rightarrow 0$) и $\varepsilon > 0,16$ ($\theta = \pi/2$).

В заключение отметим, что кроме решения задачи определения токов в параллельных цепях предложенная методика позволяет получить данные о пространственном положении токовой цепи (токового канала, электронного пучка и т. п.) в объеме, охваченном секционированным ПР. Такие сведения представляют существенный интерес, например, при исследовании характера поведения токового шнура в газоразрядных приборах [Л. 8].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. № 288169 (СССР). Одноанодный ртутный вентиль/ А. В. Оленин. — Опул. в Б. И., 1970, № 36.
2. Ковальчук Б. М., Кремнев В. В., Поталцын Ю. Ф. Сильноточные наносекундные коммутаторы. — Новосибирск: Наука, 1970.
3. Грачев А. М., Клярфельд Б. Н., Степанов Н. П. Распределение разрядного тока в поперечном сечении мощного газоразрядного прибора. — Электричество, 1964, № 5.
4. Болотин И. Б., Эйдель Л. З. Измерения в режимах короткого замыкания. — Л.: Энергия, 1973.
5. Бровченко В. Г., Молчанов Ю. Д., Строганов Е. А. Измерение импульсов тока магнитными поясами. — ПТЭ, 1966, № 3.
6. Стренг Г. Линейная алгебра и ее приложения. — М.: Мир, 1980.
7. Воеводин В. В. Вычислительные основы линейной алгебры. — М.: Наука, 1977.
8. Коненко О. К., Мусин А. К. Электрический ток в гетерогенной среде с неподвижным и движущимся токовым каналом. — ЖТФ, 1973, т. 43.

[30.09.80]

Грозозащитные характеристики линий электропередач сверхвысокого напряжения с тросовой защитой

МАЙКОПАР А. С. , канд. техн. наук

Москва

Грозозащита линий электропередачи высших классов напряжения представляет собой серьезную проблему, поскольку число грозовых отключений составляет значительную долю общего числа аварийных отключений линий; эта проблема остается актуальной и для электропередач сверхвысокого напряжения (СВН). Анализ [Л. 1] показал, что при отсутствии тросовой защиты удовлетворительная грозоупорность электропередач СВН может быть достигнута лишь для линий с отдельно стоящими изолирующими опорами фаз при значительном их габарите до земли.

Постановка вопроса о грозоупорности линий электропередач СВН с тросовой защитой основывается на единстве основных факторов и физической картины воздействия молнии для линий СВН, линий более низкого напряжения, для которых имеются обширные данные опыта эксплуатации и теоретические проработки, включающие большой круг вопросов.

Анализ грозоупорности линий [Л. 2 и 3] послужил основой для одной из методик [Л. 4], которая при уточненном значении эквивалентного волнового сопротивления молнии по [Л. 1] дает возможность рассчитывать грозоупорность линий 110—500 кВ с тросовой защитой. Соответствующие данные для линий различного конструктивного выполнения, надежные данные опыта эксплуатации которых известны из литературы, приведены в табл. 1.

Гистограмма и плотность вероятности отклонений расчетов от опыта эксплуатации по всем 24 типам линий табл. 1 в асимптотически нормальном приближении приведены на рис. 1; они свидетельствуют, что при надежности, соответствующей $\pm 2\sigma$, ошибки расчетов находятся в пределах до 35%. Вместе с тем, для районов, в которых возможно отличие в соотношении числа разрядов молнии в землю и между облаками, с отличными распределениями амплитуд и крутизны токов молнии и по другим причинам, отклонение расчетов от опыта эксплуатации линий 110—500 кВ может быть значительно большим.

При переходе к линиям электропередач с более высоким номинальным напряжением расчет грозоупорности при ударах молнии в опоры линий по [Л. 2—4] не изменяется, необходимые для таких расчетов данные по вероятностям больших токов молнии приведены в [Л. 5].

Расчет грозоупорности при прорывах молнии на провода мимо тросов по [Л. 2—4] при переходе к линиям электропередач СВН нуждается в уточнении; это обусловлено высокими импульсными уравнениями линий 750—1800 кВ в пределах 40—65 кА, что существенно сужает область ориентации лидера молнии, в которой возможны опасные для изоляции линий прорывы молнии. Подобный подход использован в электрогеометрической теории прорыва молнии [Л. 6], однако, полученные при этом соотношения не подверглись широкому сопоставлению с данными по линиям, опыт эксплуатации которых известен. Вытекающая из этого неопределенность распространяется и на оценку грозоупорности линий 750—1500 кВ

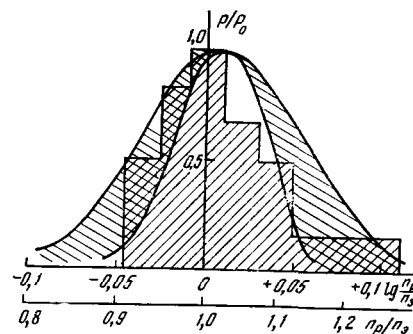


Рис. 1. Гистограмма и плотность распределения вероятности в нормальном приближении соотношений удельных чисел грозовых отключений линий 110—500 кВ табл. 1 согласно расчету по [Л. 2—4] и опыту эксплуатации.

Таблица 1

Страна	Напря- жение, кВ	Число и тип изо- ляторов	Защитный угол, град	Высота опор, м	Высота подвеса верхнего, провода, м	Среднее сопротив- ление за- земления опоры, Ом	Удельное число грозových от- ключений на 100 км и 30 гро- зозоней				Длитель- ность на- блюдений, тыс. км·лет	n_p/n_z
							Расчет			Опыт экс- плуата- ции		
							$n_{оп}$	$n_{пр}$	n_z			
СССР	110	7×П-4,5	16,5	24,8	13,6	7	0,6	0,05	0,65	0,63	2	1,03
СССР	110	7×П-4,5	30	26,1	17,6	7	0,8	0,1	0,9	0,81	1,3	1,11
СССР	110	7×П-4,5	30	29,4	24,7	7	2,35	0,39	2,74	3,02	2,2	0,9
США	138	9×53/4"	30	28,4	25,6	7,5	0,71	0,28	0,99	1,02	5,1	0,97
США	161	11×5,3/4"	0	33,8	29,5	12,5	0,75	0	0,75	0,75	2	1,05
США	161	11×5 3/4"	12	26,6	20,2	12,5	0,49	0,03	0,52	0,54	6,7	0,97
США	220	10×4 3/4"	0	24,9	22	25	1,65	0	1,65	1,65	1,1	1
СССР	220	14×П-4,5	20	22,8	17,5	7	0,06	0,03	0,09	0,09	30	1
СССР	220	14×П-4,5	30	38	32	7	1,2	0,68	1,88	1,65	20	1,14
ПНР	220	14×К 250/155	14	40,9	33,2	7,5	0,79	0,14	0,93	0,86	0,95	1,1
ЧССР	220	11×С	31	41,4	35,6	10	2,53	0,92	3,45	3,7	1,3	0,97
США	220	20×5 3/4"	15	25,7	17,8	25	0,18	0,04	0,22	0,24	2,2	0,93
Великобритания	275	16×6"	45	35,1	29,6	15	2,37	2,48	4,85	4,6	3,4	1,06
Великобритания (1 цепь ВЛ)	275	16×6"	45	35,1	29,6	15	2,37	1,24	3,61	3,45	4,8	1,05
Япония	275	16×5 3/4"	15	37,9	26,7	20	0,89	0,13	1,02	1,05	0,8	0,97
СССР	330	17×П-4,5	27	41,4	32,3	7	0,73	0,66	1,39	1,65	4	0,9
СССР	330	18×ПМ-4,5	31	37,2	28,5	7	0,75	0,56	1,31	1,2	1,6	0,05
СССР	330	18×ПМ-4,5	20	29,2	22,4	7	0,14	0,07	0,21	0,21	5,7	1
США	345	18×5 3/4"	36	45	37,1	5	1,1	1,96	3,06	2,52	5,8	1,21
США (1 цепь ВЛ)	345	18×5 3/4"	36	45,0	37,1	5	1,1	0,98	2,07	1,58	2,5	1,3
США	345	21×5"	26	50,0	45	7	0,9	1,15	2,05	2,05	1,3	1
Швеция	380	20×280	24	26,5	18,5	30	0,36	0,06	0,42	0,45	10,6	0,93
Швеция	380	20×280	31	28,7	18,8	30	0,32	0,18	0,5	0,46	3,9	1,08
СССР	500	22×П-8,5	20	29,9	22	7	0,02	0,055	0,075	0,075	40	1

в [Л. 7], выполненную также с помощью электрогеометрического метода, где наиболее важное для ориентировки лидера молнии разрядное напряжение до объекта получалось путем формальной экстраполяции разрядных напряжений лабораторных промежутков длиной до 5 м на промежутки 100 м и более. Видимо, в первую очередь из-за этого для всех линий 750—1500 кВ с углами защиты 20° и низкими сопротивлениями заземления опор удельное число грозовых отключений оказалось тождественно равным нулю.

Приведенные в [Л. 7] другие оценки грозоупорности линий 760—1500 кВ не учитывают специфики ориентировки лидера молнии при высоких защитных уровнях линий и не могут поэтому рассматриваться в качестве ориентира для электропередач столь высокого напряжения, а полученные таким образом значения о удельных числах грозовых отключений сильно завышены.

При расчетах грозоупорности линий 750—1800 кВ по методикам [Л. 2—4] в настоящей статье необходимые параметры брали из табл. 2, а для сопротивления заземления вводили

Таблица 2

Номинальное напряжение, кВ	750	1200	1800
Высота опор, м	35	43	49
Высота подвеса провода, м	25	30	35
Габарит, м	10	12	15
Расстояние между фазами, м	18	23	32
Строительная высота гирлянд, м	6	9	15
Провода	4×АСО-400-80	8×АСО-300×110	12×АСО-300×160
Тросы	АСУС-70	2×АСУС-70×40	2×АСУС-70×60

Примечание: относительная длина пути утечки для указанных напряжений составляла 0,016 м/кВ.

ся импульсный коэффициент 0,7. Результаты, представленные на рис. 2, показывают, что удельное число грозовых отключений при ударах молнии в опоры по мере возрастания номинального напряжения линии уменьшается, а с увеличением сопротивления заземления опор возрастает. При обычном сопротивлении заземления (около 10 Ом) удельное число грозовых отключений при ударах молнии в опоры линий 750 кВ составляет около 0,005 на 100 км и 30 грозодней, а для линий 1200—1800 кВ эта величина снижается до 0,0005—0,00005, что позволяет не считаться с грозовыми отключениями таких линий при ударах молнии в опоры. Этот результат является следствием высокой импульсной прочности изоляции при небольших предразрядных временах, согласно [Л. 3] возрастающей пропорционально увеличению длины пути утечки гирлянд изоляторов наиболее употребительных тарельчатых форм.

При оценке вероятности перекрытия изоляции при прорывах молнии, как и ранее [Л. 2—4], исходными являлись данные модельных экспериментов с тросовыми молниеотводами, причем весьма тщательные исследования [Л. 8] подтвердили, насколько это возможно, правомерность масштабного пересчета такого рода данных на молнию. Согласно [Л. 2] вероятность перекрытия изоляции при прорывах молнии

$$P^*_{п} = k \int_{I_0}^{\infty} \frac{\partial P_I}{\partial I} P_{п \max} dI, \quad (1)$$

где

$$P_I = \exp(-\alpha I); \quad (2)$$

$$P_{п \max} = \exp \left[-\varphi(\alpha) \frac{H}{h_0} \right]; \quad (3)$$

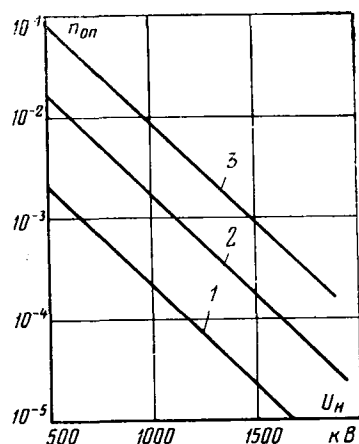
P_I — вероятность тока молнии; I — защитный уровень линии при ударе в провод; $P_{п \max}$ — максимальная вероятность прорыва молнии; $\varphi(\alpha)$ — функция угла защиты тросами; H — высота ориентировки молнии; h_0 — высота опоры линии; k — численный коэффициент.

Максимальная вероятность прорыва молнии определяется относительной высотой ориентировки молнии H/h_0 и функцией расположения проводов и тросов $\varphi(\alpha)$, как это схематически представлено на рис. 3. Численные значения $\varphi(\alpha)$ могут быть получены из модельных экспериментов, например [Л. 9].

Для оценки высоты ориентировки необходимо установить связь потенциала лидера с высотой, которая для схемы рис. 3

Рис. 2. Зависимость удельного числа грозовых отключений при ударах молнии в опоры на 100 км и 300 грозодней от номинального напряжения линий на порталных опорах с тросовой защитой; расчет по [Л. 2—4]

1, 2, 3 — сопротивление заземления 5, 10, 20 Ом соответственно.



определяется из выражения:

$$U = \frac{I}{4\pi\epsilon_0 c} \frac{c}{v} \left(\ln \frac{2H+l}{l} + \frac{2H}{l} \ln \frac{2H+l}{2H} \right), \quad (4)$$

где v и c — скорости главного канала и света; l — длина участка, в пределах которого происходит возрастание тока молнии на фронте.

Значение l находится из приближенной предпосылки, что средняя скорость главного канала на фронте тока молнии равна половине скорости главного канала:

$$l = 0,5 c \tau_{фр} \frac{v}{c}, \quad (5)$$

где $\tau_{фр}$ — средняя длина фронта тока молнии.

Необходимая зависимость скорости главного канала от амплитуды тока молнии здесь может быть принята в соответствии с выражением [Л. 10]:

$$\frac{v}{c} = \left(1 + \frac{900}{I} \right)^{-0,5}. \quad (6)$$

С другой стороны, потенциал лидера определяет расстояние, начиная с которого происходит его ориентировка. Из физически обоснованной экстраполяции разрядных напряжений воздушных промежутков [Л. 11] и исходя из представления поля вокруг лидера в форме гиперболоида вращения имеем:

$$U = 1260r \sqrt{1 - \frac{r}{H}} \operatorname{arth} \sqrt{1 - \frac{r}{H}}, \quad (7)$$

где радиус кривизны r при $E=2$ МВ/м определяется функцией:

$$r = 60I \left(\frac{v}{c} E \right)^{-1}. \quad (8)$$

Совместное решение (2)—(6) позволяет определить зависимость высоты ориентировки от амплитудного значения тока молнии (рис. 3), приближенно аппроксимируемую выражением

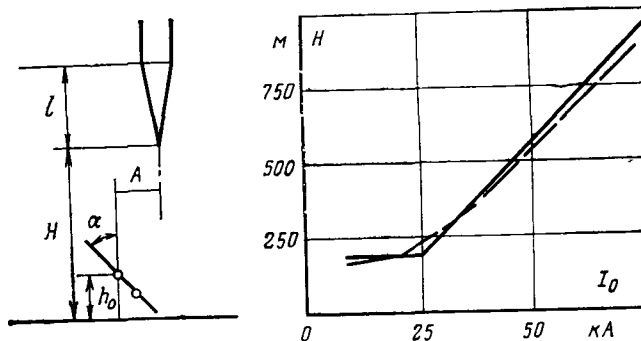


Рис. 3. Схема для анализа прорывов молнии на провода мимо тросов и зависимость опасной для изоляции высоты ориентировки молнии от защитного уровня линии при ударах в провода.

----- расчет по выражениям (4)—(8); ——— аппроксимация.

$H = m + nI$ при $m = -175$ и $n = 15$ с постоянной высотой H , равной 200 м до токов 25–30 кА.

Согласно рис. 3 высота ориентировки лидера молнии может находиться в пределах 5-, 10-кратной высоты линии над землей. При продвижении уже ориентированного лидера происходит второй этап ориентации на тросы или провода линии, причем высота этой второй ориентации, также полагая пропорциональной 5-, 10-кратной превышения тросов над проводами, получается равной 50–100 м от системы «провода — тросы». Это согласуется с данными фоторегистраций разветвляющихся молний [Л. 12], где точка разветвления находится на высоте порядка 200 м. При этом лидер с потенциалом 20–50 МВ (в 30–50 раз превышает напряжение линии) окажется на столь близком расстоянии от вершины опоры, что наличие рабочего напряжения не окажет влияния на выбор направления между тросами и проводами. Это позволяет и для линий 750–1800 кВ ориентироваться на данные без учета рабочего напряжения.

Тогда с учетом сказанного из (1) получаем вероятности прорыва опасной для изоляции линии:

$$P_n = k \exp \left[-a I_1 - \varphi(\alpha) \frac{H_1}{h_0} \right] + \frac{k}{1 + \frac{\varphi(\alpha) n}{h_0 a}} \exp \left[-a (I_1 - I_0) - \varphi(\alpha) \frac{m + nI}{h_0} \right]. \quad (10)$$

Первый многочлен выражения (10) используется лишь при $I_0 < I_1$, а при токах свыше 25–30 кА его полагают равным нулю. Во втором многочлене при $I_1 - I_0 < 0$ эта разность принимается равной нулю. Результаты расчетов P_n в функции угла защиты и высоты опор представлены на рис. 4. При защитных уровнях до 25–30 кА, характерных для линий напряжением 500 кВ и менее, численные значения опасных для изоляции вероятностей прорыва, указанные на рис. 4, получились совпадающими с данными [Л. 2–4], когда при оценке высоты ориентировки исходным было более грубое приближение в виде средней разрядной напряженности 60–75 кВ/м. Это кривые подтверждаются данными опыта эксплуатации и приняты в [Л. 4], а согласно [Л. 13] их возможно использовать для линий напряжением 345 кВ и ниже.

Согласно рис. 4 при защитных уровнях свыше 25–30 кА опасные для изоляции вероятности прорыва молнии при прочих равных условиях снижаются: так, при высоте опор 40 м при переходе от защитного уровня 25–30 кА к 40 и 50 кА вероятности прорыва для угла защиты 20° снижаются с 0,6 до 0,4% и 0,15% соответственно. Изменение высоты опор при прочих равных условиях также влияет на опасную для изоляции вероятность прорыва молнии: например, при защитном уровне линии 50 кА и угле защиты 20° увеличение высоты опор с 40 до 50 м приводит к увеличению такой вероятности прорыва с 0,15 до 0,35%, т. е. более, чем в два раза.

Защитный уровень линии при ударах молнии в провод определяется из выражения

$$I = \frac{U_{\min}}{0,5 Z_M Z_{\text{пр}}} (Z_M + 0,5 Z_{\text{пр}}), \quad (11)$$

где U_{\min} — минимальная импульсная прочность изоляции; $Z_{\text{пр}}$ — волновое сопротивление фазы с учетом короны; Z_M — эквивалентное волновое сопротивление канала молнии, принимаемое согласно [Л. 1] равным 200 Ом.

Согласно [Л. 2–4] удельное число грозовых отключений из-за прорывов при коэффициенте перехода импульсного перекрытия в дугу, равном 0,7

$$n_{\text{пр}} = 1,68 h_{\text{ер}} P_I P_n, \quad (12)$$

где $n_{\text{пр}}$ — удельное число грозовых отключений при прорывах молнии на 100 км и 30 грозодней; $h_{\text{ер}}$ — средняя высота троса над землей, м.

Результаты расчетов удельного числа грозовых отключений для линий 110–1800 кВ, которое для линий 750–1800 кВ практически совпадает с числом отключений из-за прорывов молнии, представлены на рис. 5. С ростом номинального напряжения и уменьшением угла защиты удельное число грозовых отключений линий 750–1800 кВ снижается, что согласуется с общей тенденцией (рис. 5) и опытом эксплуатации одноцепных линий 110–500 кВ.

При обычно рекомендуемых углах 20° расчетное удельное число грозовых отключений для линий электропередач 750 кВ получается равным 0,025 на 100 км и 30 грозодней, что соот-

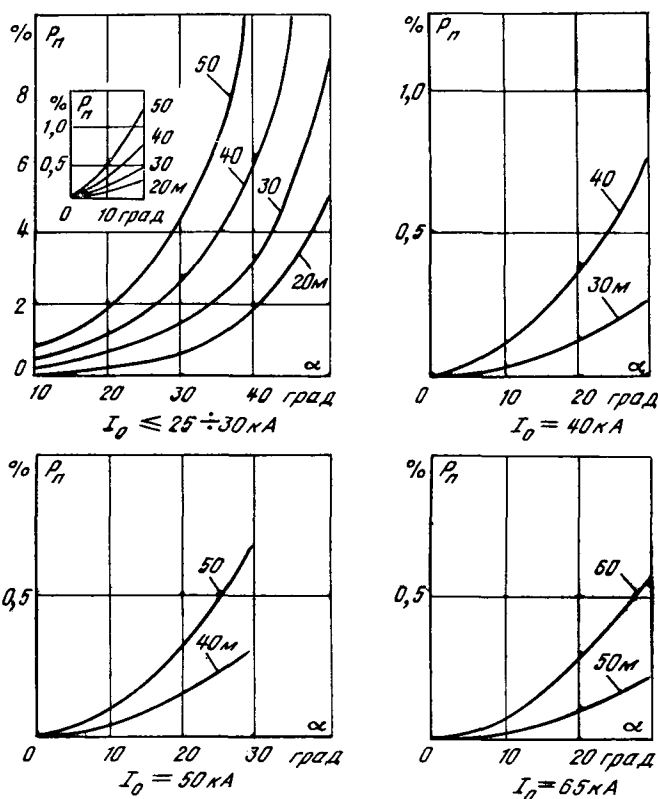


Рис. 4. Зависимость опасной для изоляции вероятности прорыва молнии от угла защиты тросов при разных высотах опор и защитных уровнях при ударах молнии в провода.

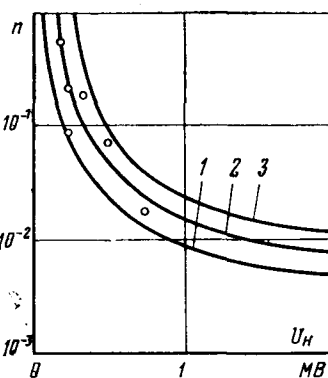


Рис. 5. Зависимость удельного числа грозовых отключений на 100 км и 30 грозодней от номинального напряжения линий на порталных опорах с тросовой защитой.

1, 2, 3 — угол защиты 10°, 20°, 30° соответственно; О — данные опыта эксплуатации (табл. 1).

ветствует верхнему пределу данных опыта эксплуатации с ограниченным объемом наблюдений, охватывающем для отечественных линий этого класса около 10^5 км·лет-грозодней. При большем номинальном напряжении происходит дальнейшее повышение грозоупорности и при 1200–1800 кВ удельное число грозовых отключений составляет 0,015–0,005 на 100 км и 30 грозодней.

При использовании этих оценок следует иметь в виду, что из-за больших междупазовых расстояний, особенно для линий 1200–1800 кВ, возможна неполная обеспеченность грозозащиты среднего провода; свидетельством этого является зафиксированный на линии 420 кВ с углом защиты, равным нулю, прямой удар молнии в средний провод [Л. 14].

При переходе к большим защитным углам (30°) удельное число грозовых отключений увеличивается до 0,05–0,01 на 100 км и 30 грозодней, что следует иметь в виду для особо длинных линий СВН.

Выводы. 1. Расчетные числа грозовых отключений линий 110–500 кВ с тросами отличаются от эксплуатационных данных о надежности $\pm 2\sigma$ в пределах до 35%.

2. Для линий электропередач 750–1800 кВ с тросами при ударах молнии в опоры число грозовых отключений оказы-

валяется весьма малым, если импульсное сопротивление заземления опоры невелико, что объясняется в основном большой импульсной прочностью изоляции.

3. Для вероятности прорыва молнии на провода важным фактором является высота ориентации молнии, определяемой физически обоснованной экстраполяцией разрядных напряжений, что приводит к существенной зависимости опасной для изоляции вероятности прорыва от защитного уровня линии при ударах молнии в провода, если он превосходит 25—30 кА. Для линий электропередач 750—1800 кВ с защитными уровнями 40—65 кА опасные для изоляции вероятности прорыва молнии уменьшаются более чем в 5 раз.

4. Расчетное удельное число грозových отключений линий 750—1800 кВ при углах защиты тросами 20°, определяемое в первую очередь, прорывами молний грозозащиты составляет 0,025—0,005 на 100 км и 30 грозодней, а с увеличением угла защиты и при больших сопротивлениях заземления опор этот показатель возрастает.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Майкопар А. С. Эквивалентное «волновое сопротивление молнии» и грузоподъемность линий сверхвысокого напряжения без тросов. — Электричество, 1977, № 2.
2. Майкопар А. С. Грозоупорность высоковольтных воздушных линий электропередачи. — Электричество, 1964, № 1.
3. Майкопар А. С. Грозоупорность линий электропередачи при малых защитных тросовых молниеотводах. — Электричество, 1969, № 8.

4. Руководящие указания по выбору, расчету и испытанию изоляции электротехнических установок ЛЭП и подстанций. — СЭВ. Ростов — Варнемюнде, 1974.

5. Вольфов К. Д., Майкопар А. С. Регистрации больших токов молнии. — Электрические станции, 1974, № 10.

6. Whitehead E. CIGRE survey of lightning performance of extra-high-voltage transmission lines. — Electra, 1974, № 33.

7. Darveniza M., Popolansky F., Whitehead E. Lightning protection of UHV transmission lines. — Electra, 1975, № 41.

8. Об ориентировке канала длинной искры/Г. Н. Александров, В. Л. Иванов, Э. М. Базелян и др. — Электричество, 1973, № 3.

9. Беляков А. П. Защищенность объекта при любом его расстоянии от тросового молниеотвода. — Электричество, 1940, № 7.

10. Lundholm R. Inducted overvoltage surges on transmission lines and their bearing on the lightning performance at medium voltage network. Göteborg, 1957.

11. Александров Г. Н. Особенности развития искрового разряда в длинных воздушных промежутках, — ЖТФ, 1969.

12. Berger K. Novel observations of lightning discharges: Results of reaserch on Monte San Salvatore. — Journ. Franklin Inst., 1967, № 6.

13. Transmission lines performance book — 345 kV and above. USA, 1973.

14. Eriksson A. Lightning over voltage on high voltage transmission line investigation of wave shape characteristics. — Electra, 1976, № 47.

[08.02.79]

УДК[621.391.82.029.5:621.315.1].001.24

Методика расчета высокочастотных помех от короны на проводах линий электропередачи

ШКАРИН Ю. П., канд. техн. наук
Москва

Уровень высокочастотных (ВЧ) помех на выходе линейных трактов, организованных по линиям электропередачи, — один из основных параметров, определяющих качество передачи информации. Поэтому правильное определение уровня ВЧ-помех является необходимым условием качественного проектирования ВЧ-каналов по ВЛ — основных каналов связи, используемых для управления в энергетике.

Расчет уровня ВЧ-помех от короны на выходе линейных трактов производится по методике [Л. 1]. Расчетные выражения получены в [Л. 1] при допущении, что отраженные от мест нарушения однородности ВЛ волны не доходят до приемного конца ВЛ, где определяется уровень помех.

В ряде случаев (короткая линия, расположенная близко к рассматриваемому концу ВЛ, неоднородности типа «обрыв провода» и т. д.) принятое в [Л. 1] допущение может привести к неконтролируемой погрешности расчета уровней помех. Поэтому необходимо развитие методики [Л. 1] с целью учета многократно отраженных от мест нарушения однородности ВЛ волн.

Как отмечалось в [Л. 2], методика расчета ВЧ-помех от короны с учетом многократно отраженных волн необходима также и при экспериментальном определении величины генерации помех, используемой при расчетах ВЧ- и радиопомех от высоковольтных линий.

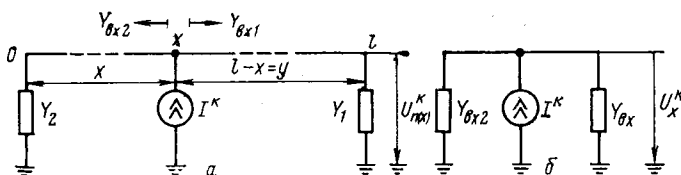


Рис. 1. Однолинейная расчетная схема для определения напряжения по концам многопроводной ВЛ от одного источника помех (а) и эквивалентная расчетная схема для определения напряжения ВЛ в месте включения источника (б).

В настоящее время значение генерации для линий УВН с новыми конструкциями опор и проводов определяется по экспериментально полученным на опытных пролетах токам и напряжениям ВЧ-помех. Генерация определяется с помощью расчетной методики, полученной при допущении, что тот конец пролета, где измеряется напряжение помех, идеально согласован, а противоположный конец идеально изолирован.

При этом даже при установке дорогостоящих высоковольтных конденсаторов связи на всех проводах пролета и нагрузке проводов на устройства присоединения добиться полного согласования нагрузки с волновым сопротивлением пролета принципиально невозможно (по данным [Л. 3], коэффициент отражения составляет около 0,2), и правильная интерпретация данных измерений затруднена.

Если же на опытном пролете устанавливается один комплект конденсаторов связи и устройств, присоединения, подключаемый поочередно к той или другой фазе ВЛ, на которой в настоящее время производится измерение [Л. 4], то интерпретация измерений еще более затруднена.

В настоящей статье рассматривается методика расчета ВЧ-помех от короны для общего случая нагрузки обоих концов ВЛ на произвольные сопротивления с учетом всех падающих и отраженных волн.

Рассмотрим определение напряжения помех на сопротивлениях нагрузки, подключенных к проводам однородного участка линии электропередачи, от одного источника помехи, расположенного в произвольной точке линии.

Источники помехи представим в виде многополюсного генератора тока, подключенного между проводами и землей, который описывается столбчатой матрицей n -го порядка (n — число проводов ВЛ) токов источника тока I . Такая схема замещения источника помехи при условии определения элементов матрицы I с помощью соотношений, вытекающих из теоремы Шокли — Рамо [Л. 1], соответствует существующим представлениям о наведении ВЧ-токов в проводах ВЛ вблизи источника стримерного разряда, если пренебречь длиной участка наведения, много меньшего, чем длина ВЛ. Источник помехи можно представить и в виде генератора напряжения, вклю-

ченного последовательно в провода ВЛ. При таком включении источника помехи можно рассматривать помехи от радиостанций и от ВЧ-каналов по близлежащим линиям.

Построенная с учетом изложенного расчетная схема замещения представлена на рис. 1. Переход от схемы рис. 1,а к схеме рис. 1,б производится заменой правого и левого от источника тока участков ВЛ их входной проводимостью ($Y_{вх1}$ и $Y_{вх2}$ соответственно):

$$\left. \begin{aligned} Y_{вх1} &= Y_c (1 - K_{1н}) (1 + K_{1н})^{-1}; \\ Y_{вх2} &= Y_c (1 - K_{2н}) (1 + K_{2н})^{-1}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где

$$\left. \begin{aligned} K_{1н} &= \exp(-\Gamma y) K_{1к} \exp(-\Gamma y); \\ K_{2н} &= \exp(-\Gamma x) K_{2к} \exp(-\Gamma x); \\ K_{1к} &= (1 - Z_c Y_1) (1 + Z_c Y_1)^{-1}; \\ K_{2к} &= (1 - Z_c Y_2) (1 + Z_c Y_2)^{-1}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

В выражениях (1) и (2) приняты следующие обозначения: 1 — единичная диагональная матрица; $Y_c = Z^{-1}_c$ — матричная волновая проводимость ВЛ в фазных координатах; Y_1, Y_2 — матричные проводимости нагрузки, подключенные к проводам ВЛ по ее концам; Γ — матричный коэффициент распространения ВЛ в фазных координатах; K_k, K_n — матричные коэффициенты отражения от конца однородного участка ВЛ, определенные соответственно в конце и начале этого участка.

Все матрицы в (1) и (2), за исключением 1 , — комплексные квадратные матрицы n -го порядка, где n — число проводов ВЛ. Методика их определения приведена в [Л. 1].

Напряжения проводов ВЛ в месте включения источника тока — комплексная столбцовая матрица n -го порядка U^k_x (индекс k означает, что рассматривается коронирование k -го провода):

$$U^k_x = (Y_{вх1} + Y_{вх2})^{-1} I^k. \quad (3)$$

От напряжений проводов U^k_x в точке x можно, используя понятие коэффициента передачи по напряжению T от точки x до места включения нагрузки, перейти к напряжениям в конце однородного участка на нагрузке Y_1 — комплексной столбцовой матрице n -го порядка $U^k_{п(x)}$:

$$U^k_{п(x)} = T U^k_x, \quad (4)$$

где

$$T = (1 + K_{1к}) \exp(-\Gamma y) (1 + K_{1н})^{-1}. \quad (5)$$

Подставляя (1), (3) и (5) в (4), получим выражение для напряжения в правом конце однородного участка ВЛ от одного источника стримерного разряда, размещенного на проводе k в точке x . После некоторых преобразований, при которых следует учесть, что матрицы $(1 + K)$ и $(1 - K)$ перестановочны, можно представить выражение (4) с учетом (1) — (3) и (5) в виде:

$$U^k_{п(x)} = R \exp(-\Gamma l) [\exp(\Gamma x) + K_{2к} \exp(-\Gamma x)] Z_c I^k, \quad (6)$$

где

$$R = \{[1 - \exp(-\Gamma l) K_{2к} \exp(-\Gamma l) K_{1к}] (1 + Z_c Y_1)\}^{-1}. \quad (7)$$

Квадрат действующего напряжения помех на нагрузке произвольного i -го провода в конце линии при учете коронирования только k -го провода определяется суммированием по всем p источникам коронного разряда:

$$(\bar{U}^k_i)^2 = \sum_{r=1}^p [U^k_{i(x_r)} \bar{U}^k_{i(x_r)}], \quad (8)$$

где $U^k_{i(x_r)}$ — напряжение помех на нагрузке i -го провода, обусловленное источником короны, находящимся на расстоянии x_r ($r = 1, 2, \dots, p$) от конца линии на k -м проводе. Это напряжение равно i -му элементу матрицы $U^k_{п(x)}$, определяемой по (6) для $x = x_r$. Знак $*$ означает комплексно-сопряженное значение.

Определять значения напряжения помех по выражению (8) очень сложно. Задача существенно упрощается, если предположить, что мощность источников коронного разряда равномерно распределена по длине линии. В этом случае от суммирования по (8) можно перейти к интегрированию:

$$(\bar{U}^k_i)^2 = \frac{1}{l_k} \int_0^l U^k_{i(x)} \bar{U}^k_{i(x)} dx, \quad (9)$$

где l_k — среднее расстояние между источниками короны k -й фазы.

Для удобства интегрирования выражение (6) после некоторых преобразований представим в виде:

$$U^k_{п(x)} = R \lambda \exp(-\gamma l) [\exp(\gamma x) + K_{2к.м} \exp(-\gamma x)] Z_b I^k_{м}, \quad (10)$$

где λ — квадратная комплексная матрица n -го порядка преобразования напряжений из фазных в модальные координаты [Л. 1]; $K_{2к.м}$ — коэффициент отражения падающих волн напряжения модальных составляющих от нагрузки Y_2 (см. рис. 1); γ, Z_b — диагональные комплексные матрицы коэффициентов распространения и волновых сопротивлений в модальных координатах; $I^k_{м}$ — столбцовая комплексная матрица модальных составляющих матричного источника тока I^k ;

$$\left. \begin{aligned} K_{2к.м} &= \lambda^{-1} K_{2к} \lambda; \\ Z_b &= \lambda^{-1} Z_c \delta; \\ I^k_{м} &= \delta^{-1} I^k. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

От матричного уравнения (10) можно перейти к скалярному выражению для напряжения i -го провода на приемном конце ВЛ (i -го элемента матрицы $U^k_{п(x)}$):

$$U^k_i(x) = \sum_{s=1}^n \{ [M_{is} \exp(-\gamma_s l) \exp(\gamma_s x) + N_{is} \exp(-\gamma_s x)] Z_{bs} I^k_{ms} \}, \quad (12)$$

где M_{is} — is -й элемент матрицы $M = R \lambda$; N_{is} — is -й элемент матрицы $N = R \lambda \exp(-\gamma l) K_{2к.м}$; $\gamma_s, Z_{bs}, I^k_{ms}$ — s -ые элементы соответственно диагональных матриц γ и Z_b и столбцовой матрицы $I^k_{м}$.

Подставляя выражение (12) для $U^k_{i(x)}$ в (9), можно определить напряжение помех на сопротивлении нагрузки i -го провода при коронировании k -го провода. При этом, если для определения элементов действительной столбцовой матрицы I^k использовать вместо базисного тока I^k_k (k -й элемент этой матрицы) экспериментально определенную генерацию G_k , то в (9) можно принять $l_k = 1$.

С учетом этого замечания и с учетом того, что коэффициенты уравнения (12) M_{is}, N_{is}, Z_{bs} и I^k_{ms} не зависят от координаты x , интегрирование по (9) с использованием (12) приводит к окончательному выражению:

$$\begin{aligned} (\bar{U}^k_i)^2 &= \sum_{s=1}^n \sum_{p=1}^n \left\{ [M_{is} \bar{M}_{ip} + N_{is} \bar{N}_{ip}] \times \right. \\ &\times \frac{1 - \exp[-(\gamma_s + \gamma_p^*) l]}{\gamma_s + \gamma_p^*} + (M_{is} \bar{N}_{ip} + \\ &+ N_{is} \bar{M}_{ip}) \frac{\exp(-\gamma_s l) - \exp(-\gamma_p^* l)}{\gamma_p^* - \gamma_s} \left. \right\} Z_{bs} I^k_{ms} \bar{Z}_{bp} \bar{I}^k_{mp}. \end{aligned} \quad (13)$$

Напряжение помех на сопротивлении нагрузки фазы i при коронировании всех фаз

$$\bar{U}^2_i = \sum_{k=1}^n (\bar{U}^k_i)^2. \quad (14)$$

Если коронирующая линия состоит из m однородных участков ВЛ, разделенных пунктами нарушения однородности (рис. 2), то напряжение помех на нагрузке i -й фазы в конце линии определится квадратичным суммированием:

$$\bar{U}^2_i = \sum_{k=1}^m \bar{U}^2_{ik}, \quad (15)$$

где \bar{U}^2_{ik} — напряжение на нагрузке i -й фазы в конце линии от коронирования проводов k -го однородного участка линии.

Напряжения \bar{U}^2_{ik} определяются по приведенной выше методике с учетом того, что матричные проводимости Y_1 и Y_2 определяются как входные матричные проводимости тракта справа и слева от рассматриваемого участка, а матричный ко-

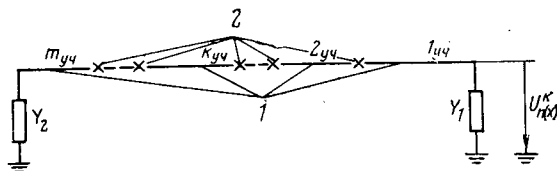


Рис. 2. Однолинейная схема для определения помех в случае неоднородной многопроводной ВЛ.

1 — однородные участки ВЛ; 2 — пункты нарушения однородности ВЛ.

Эффект передачи T в (4) должен быть определен с учетом коэффициента передачи от конца k -го однородного участка ВЛ до конца линии. Методика определения этого матричного коэффициента приведена в [Л. 5].

Из полученных формул можно получить выражения для определения напряжений помех, приведенные в [Л. 1 и 3], если принять соответствующие допущения: $K_{2к} = K_{2н} = 0$ [Л. 1] или $K_{2к} = 1$ и $K_{1к} = 0$ [Л. 3].

Таким образом, рассмотренная методика может быть использована для расчета уровней помех от короны для ВЛ любой длины с учетом реальных условий, когда нагрузка на концах ВЛ не равна волновому сопротивлению, а сама ВЛ

имеет пункты нарушения однородности, расположенные в произвольном месте. Эта методика пригодна и для определения генерации помех от короны по результатам измерения напряжения ВЧ-помех на опытных пролетах при любой схеме подключения устройств присоединения к проводам пролета, а также для расчета помех от радиостанций или ВЧ-каналов соседних ВЛ, если источники помех распределить вдоль ВЛ по определенному закону.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Костенко М. В., Перельман Л. С., Шкарин Ю. П. Волновые процессы и электрические помехи в многопроводных линиях высокого напряжения. — М.: Энергия, 1973.
2. Gary C. General report of group 36 (interference). — Electra, 1980, № 73, December.
3. Радиопомехи от короны на линиях электропередачи СВН и УВН/Т. И. Азерникова, Н. П. Емельянов, Л. С. Перельман и др. — СИГРЭ, 1980, Доклад 36—03.
4. Results of measurement of corona effects (loss, radio interference, audible noise) on large conductor bundles and large-diameter tubes/ Cortina R., De Michelis F., Rosa F., Yamaguti K. — CIGRE, 1980, R. 36—06.
5. Шкарин Ю. П. Применение матричного коэффициента отражений для расчета параметров в. ч. тракта. — Труды ВНИИЭ, 1973, вып. 43. — М.: Энергия.

[07.04.81]

УДК 621.313.2.017.2.001.24

Метод расчета реактивной э. д. с. и добавочных коммутационных потерь в обмотке якоря машин постоянного тока

ЛАТЫШЕВА В. А., МЕЩЕНИНА М. П., ПАШКЕВИЧ В. И., ФЕТИСОВ В. В.

Ленинградский политехнический институт

В процессе коммутации машин постоянного тока (МПТ) средней и большой мощности в секциях обмотки якоря возникают вихревые и контурные (циркуляционные) токи. Вихревые токи замыкаются в пределах активной части секции и имеются как в неподразделенных секциях, так и в элементарных проводниках, подразделенных по высоте секций. Контурные токи возникают только в подразделенных секциях; они замыкаются по всей длине элементарных проводников, включая лобовые части и места их спая. Возникновение контурных токов объясняется неравенством собственных и взаимных пазовых индуктивностей элементарных проводников, принадлежащих одной и той же или различным секциям [Л. 1].

Экспериментально установлено [Л. 2, 3], что от вихревых и контурных токов, обусловленных процессом коммутации, зависят ток и реактивная э. д. с. коммутируемых секций, ширина и положение зоны безыскровой работы машины, демпфирующие свойства обмотки якоря на завершающем этапе коммутации, потери в обмотке якоря.

Существующие аналитические и численные методы учета влияния вихревых и контурных токов на значения реактивной э. д. с. и добавочных коммутационных потерь требуют предварительного расчета поля в пазу [Л. 2, 3]. По мере усложнения конструкции секции (подразделение секции на элементарные проводники, наличие паянных или гнутых головок секции) вид функции, описывающей граничные условия уравнения поля, и, следовательно, решение его существенно усложняется.

Предлагаемый метод расчета добавочных коммутационных потерь (коэффициента увеличения сопротивления) и реактивной э. д. с. (коэффициента уменьшения индуктивности) с учетом вихревых и контурных токов в меди паза основан на схемах замещения [Л. 4], в которых каждый массивный проводник заменяется эквивалентной совокупностью контуров, включающей в себя контур рассматриваемого проводника в предположении, что он идеально расслоен и транспонирован, и бесконечное множество контуров вихревых токов.

Метод расчета и синтез схем замещения секций основан на обычных допущениях, принимаемых при решении задач подобного рода [Л. 4]. В [Л. 5, 6] экспериментально подтверждена правомерность принимаемых допущений, поэтому выводы и рекомендации, полученные в результате проведенного здесь анализа, являются достоверными.

Рассматриваются следующие конструкции двухслойной обмотки якоря (рис. 1): разрезная или неразрезная неподразделенная секция (рис. 1,а); разрезная секция, подразделенная на два (рис. 1,б) и три (рис. 1,в) элементарных проводника, спаянных в лобовой части; неразрезная секция, подразделенная на два (рис. 1,г) и три (рис. 1,е) элементарных проводника, скрученных на 180° в лобовой части (гнутая головка); разрезная секция, подразделенная на два (рис. 1,д) и три (рис. 1,ж) элементарных проводника, транспонированных в пазу (транспозиция в пазу отмечена знаком \updownarrow). Отметим, что в конструкциях рис. 1,а, д, ж контурных токов нет, а в конструкциях рис. 1,б, в, д, ж все величины (реактивную э. д. с. коэффициенты уменьшения индуктивности и увеличения сопротивления) в дальнейшем будем определять не для всей секции, а для полусекции. Верхнюю 1—1' и нижнюю 2—2' полусекции в каждом пазу на рис. 1,а, б, в, д, ж обозначим соответственно цифрами 1 и 2. В конструкциях рис. 1,г, е, контурные токи замыкаются в пределах всей секции, расположенной в двух пазах, и поэтому все величины необходимо определять не для полусекции, а для секции. Секции 1—1' и 2—2' на рис. 1,г, е обозначим соответственно цифрами 1 и 2.

Пазовые реактивные э. д. с. (за вычетом э. д. с. от изменения поля в области клина и изоляции) для полусекции или секции (см. соответственно рис. 1,а, б, в, д, ж и рис. 1,г, е) можно представить в виде суммы отдельных составляющих:

$$e_1(t) = e_{1,1}(t) + e_{1,2}(t \pm \Delta t); \quad (1а)$$

$$e_2(t) = e_{2,2}(t) + e_{2,1}(t \mp \Delta t), \quad (1б)$$

где $e_{1,1}(t)$, $e_{2,2}(t)$ и $e_{1,2}(t \pm \Delta t)$, $e_{2,1}(t \mp \Delta t)$ — мгновенные э. д. с. в полусекциях или секциях 1 и 2, обусловленные соответственно собственными и взаимными пазовыми полями рассеяния; при одинаковом характере изменения тока в полусекциях $e_{1,2}(t) = e_{2,1}(t)$.

В тех случаях, когда имеет место сдвиг во времени ($\Delta t \neq 0$) между началами коммутации полусекции верхнего и нижнего слоев, мгновенные значения реактивной э. д. с. паза $e_n(t)$, необходимой для расчета поля в зоне коммутации, можно определить только графическим [Л. 7] или табличным [Л. 8] способами. Когда же $\Delta t = 0$ (одновременная коммутация

полусекций верхнего и нижнего слоев), эту э. д. с. можно определить аналитически:

для рис. 1, а, б, в, д, ж

$$e_{\pi}(t) = 2[e_{1,1}(t) + 2e_{1,2}(t)], \quad (2a)$$

так как при $\Delta t = 0$

$$e_{2,2}(t) = e_{1,1}(t) + 2e_{1,2}(t); \quad (2б)$$

для рис. 1, з, е

$$e_1(t) = e_2(t) = e_{\pi}(t) = e_{1,1}(t) + e_{1,2}(t). \quad (2в)$$

Таким образом, как следует из (1а), (2а—в), для определения э. д. с. $e_1(t)$, $e_2(t)$ и $e_{\pi}(t)$ достаточно знать э. д. с. $e_{1,1}(t)$ и $e_{1,2}(t)$. Расчет э. д. с. удобнее проводить в относительных единицах:

$$e_{1,1}^*(t^*) = \frac{e_{1,1}(t)}{E_{1,1}}; \quad (3a)$$

$$e_{1,2}^*(t^*) = \frac{e_{1,2}(t)}{E_{1,2}}; \quad (3б)$$

$$e_{\pi}^*(t^*) = \frac{e_{\pi}(t)}{E_{\pi}}, \quad (3в)$$

где

$$t^* = \frac{t}{T_0}; \quad (4)$$

T_0 — время коммутации одного слоя меди паза; $E_{1,1}$, $E_{1,2}$ и E_{π} — среднее за время T_0 э. д. с. в полусекции или секции и э. д. с. паза, в предположении, что полусекции или секции идеально расслоены и транспонированы, и ток в них изменяется одновременно ($\Delta t = 0$).

Средние за время коммутации коэффициенты уменьшения индуктивности паза и средние коэффициенты уменьшения собственных и взаимных индуктивностей полусекций или секций 1 и 2 (см. рис. 1)

$$k_L = \int_0^1 e^*(t^*) dt^*, \quad (5)$$

(индексы «1,1», «2,2», «1,2» и «п» у k_L и $e^*(t^*)$ опущены).

Средняя для всех секций реактивная э. д. с. E_r при $\Delta t \neq 0$ определяется интегрированием мгновенных значений э. д. с. (1). При $\Delta t = 0$ (практически при $\Delta t = (0,1 \div 0,15) T_0$,

что, как правило, имеет место в машинах средней и большой мощности) э. д. с. можно определить по уточненной формуле Цорна:

$$E_r = 2AV_a \omega_s l_a \left[\frac{4u'}{2\beta_{\text{ш}}} (\lambda_{\pi} k_{L\pi} + \lambda_{\text{кл}} + \lambda_z) + \frac{l_{\pi}}{l_a} \lambda_{\pi} \right], \quad (6)$$

где A — линейная нагрузка; V_a — окружная скорость якоря; ω_s — число витков в секции; l_a и l_{π} — длина активной (за вычетом ширины радиальных вентиляционных каналов) и лобовой частей полусекции; $4u'$ — среднее число одновременно коммутируемых секций, определяемое по [Л. 9]; λ_{π} , $\lambda_{\text{кл}}$, λ_z и λ_{π} — удельные магнитные проводимости потокам само- и взаимной индукции, замыкающимся по участкам паза, занятым медью (λ_{π}), занятым изоляцией и клином ($\lambda_{\text{кл}}$), по коронкам зубцов (λ_z) и вокруг лобовой части секции (λ_{π}); $k_{L\pi}$ — коэффициент уменьшения индуктивности паза; $\beta_{\text{ш}}$ — расчетное щеточное перекрытие.

Сумма основных и добавочных коммутационных потерь в обмотке якоря

$$P_a = I^2 r_a k_{Ra}, \quad (7)$$

где I , r_a и k_{Ra} — ток, сопротивление и коэффициент увеличения сопротивления обмотки якоря:

$$k_{Ra} = 1 + \frac{T_0}{T_{\tau}} (k_{R\pi} - 1). \quad (8)$$

Здесь T_{τ} — время поворота якоря на полюсное деление; $k_{R\pi}$ — коэффициент увеличения сопротивления меди паза.

Для полусекций рис. 1, а, б, в, д, ж коэффициент $k_{R\pi}$ определяется по формуле (2б) из [Л. 10]. В общем случае для полусекций рис. 1, а, б, в, д, ж

$$k_{R\pi} = k_{R1,1} + 0,5(1 + \chi) k_{R1,2} (\Delta t^* = 0); \quad (9a)$$

для секций рис. 1, з, е:

$$k_{R\pi} = k_{R1,1} + 0,5\chi k_{R1,2} (\Delta t^* = 0), \quad (9б)$$

где

$$\chi = \frac{k_{R1,2} (\Delta t^* \neq 0)}{k_{R1,2} (\Delta t^* = 0)}, \quad (10)$$

$$\Delta t^* = \frac{\Delta t}{T_0}, \quad (11)$$

$k_{R1,1}$ — коэффициент увеличения сопротивления (потерь) полусекций одного паза (рис. 1, а, б, в, д, ж) или секций двух пазов (рис. 1, з, е), определяемый изменением только собственного поля полусекции или секции 1:

$$k_{R1,1} = b - \frac{a l_1 T_0^*}{1 + \lambda} \left[k_{L1,1} - 1 + \int_0^1 i^*(t^*) e_{1,1}^*(t^*) dt^* \right], \quad (12)$$

$k_{R1,2}$ — коэффициент аналогичный коэффициенту $k_{R1,1}$, но определяемый изменением только взаимного поля полусекций или секций 1 и 2 (рис. 1):

$$k_{R1,2} = - \frac{a m_{1,2} T_0^*}{1 + \lambda} \left[2k_{L1,2} - 2 + \int_0^{\Delta t^*} e_{1,2}^*(t^*) dt^* + \right. \\ \left. + \int_1^{1+\Delta t^*} e_{1,2}^*(t^*) dt^* - \int_{1-\Delta t^*}^1 e_{1,2}^*(t^*) dt^* + \right. \\ \left. + \int_{\Delta t^*}^1 i^*(t^*) e_{2,1}^*(t^* - \Delta t^*) dt^* + \right. \\ \left. + \int_{\Delta t^*}^{1+\Delta t^*} i^*(t^* - \Delta t^*) e_{1,2}^*(t^*) dt^* \right]; \quad (13)$$

$$i^*(t^*) = \frac{i}{T_0}; \quad (14)$$

I_0 — суммарный ток всех i рядом лежащих полусекций паза до начала процесса коммутации.

В (12) и (13) $a=1$ для полусекций рис. 1, а, б, в, д, ж и

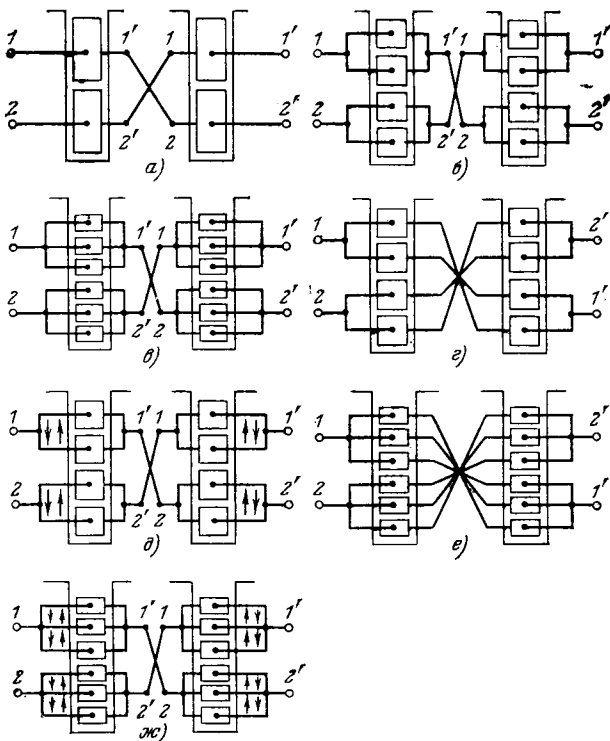


Рис. 1. Схемы конструктивного исполнения секции обмотки якоря.

$a=2$ для секций рис. 1,2, е; для полусекций рис. 1,а—в, д, ж $l_1=1/3$, $m_{1,2}=0,5$; для секций рис. 1,2, е; $l_1=5/3$, $m_{1,2}=1$; λ — отношение длины лобовой части секции к длине активной части (за вычетом суммарной ширины радиальных вентиляционных каналов), $b=0,333$ для прямолинейной коммутации и $b=0,5$ для S-образной коммутации,

$$T^* = \frac{\mu_0 b h^2}{\rho b_n T_0}, \quad (15)$$

μ_0 и ρ — магнитная проницаемость и удельное сопротивление материала проводника обмотки; b_n и b — ширина паза и суммарная ширина меди проводников одного слоя; h — высота секции.

Коэффициент $k_{R2,2}$ аналогичен коэффициенту $k_{R1,1}$, но определяется изменением только собственного поля полусекции или секции 2 (рис. 1), его можно рассчитать по формуле (12), если в ней заменить индекс «1» на «2» и принять $l_2=4/3$ для полусекций рис. 1а—в, д, ж и $l_2=5/3$ для секций рис. 1,2, е. Для полусекций рис. 1,а, б, в, д, ж

$$k_{R2,2}=k_{R1,1}+k_{R1,2}(\Delta t^*=0)=k_{Rn}(\Delta t^*=0), \quad (16a)$$

а для секций рис. 1,2, е

$$k_{R2,2}=k_{R1,1}. \quad (16b)$$

Таким образом, получены почти все основные формулы, необходимые для расчета добавочных коммутационных потерь и реактивной э. д. с. Неизвестными остались только собственные и взаимные пазовые э. д. с., входящие в правые части (2). Расчет этих э. д. с. основан на схемах замещения индуктивно связанных полусекций (рис. 1,а, б, в, д, ж) и секций (рис. 1,2, е). Схемы представляют собой сложные обратимые четырехполюсники, структура и параметры которых зависят от конструкции секции. Принципы построения (синтеза) схем замещения, а также структура и метод определения параметров схем замещения для различных конструкций секции приведены в [Л. 4, 11—13]. Схемы замещения дают возможность определить входные $z_{1,1}(p)$, $z_{2,2}(p)$ и передаточные $z_{1,2}(p)=z_{2,1}(p)$ операторные сопротивления коммутируемых полусекций (рис. 1,а, б, в, д, ж) или секций (рис. 1,2, е). Здесь и далее под $z_{1,1}(p)$ и $z_{2,2}(p)$ понимаются полные входные операторные сопротивления полусекций или секций 1 и 2 (см. рис. 1) за вычетом их сопротивления постоянному току.

Для каждой коммутируемой секции в пазу принимался прямолинейный закон изменения тока (рис. 2,а, пунктир). При реальном числе полусекций по ширине паза $u>1$, ток I_0 в каждом слое паза, равный сумме токов в каждой из u рядом лежащих полусекций, будет изменяться по закону, близкому к S-образному (рис. 2,б, пунктир). Поэтому расчеты проводились для двух законов изменения полного тока слоя меди паза: прямолинейного (при $u=1$) и S-образного (при $u>1$). Ток коммутации i^* (рис. 2, пунктир) можно представить в виде алгебраической суммы трех слагаемых: $i^*_{1,1}(t^*)$ и $i^*_{1,2}(t^*)$. Тогда э. д. с. $e^*(t^*)$, определяемые по (3), можно выразить через расчетные э. д. с. $e'^*(t^*)$:

$$e^*(t^*) = \begin{cases} e'^*(t^*) & \text{при } 0 \leq t^* \leq 1; \\ e'^*(t^*) \mp e'^*(t^*-1) & \text{при } 1 \leq t^* \leq \infty, \end{cases} \quad (17a)$$

$$\text{где знак «—» для прямолинейной, а знак «+» — для S-образной коммутации.}$$

При известных законах изменения расчетного тока $i'(t) \doteq I'(p)$ в коммутируемой секции и входных $z_{1,1}(p)$ и передаточных $z_{1,2}(p)$ операторных сопротивлений схем замещения секций или полусекций можно определить изображения по Лапласу расчетных э. д. с.

$$E'(p) = -I'(p) z(p) \doteq e'(t),$$

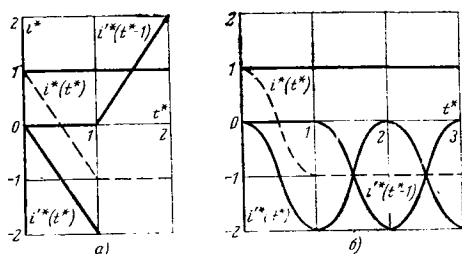


Рис. 2. Кривые тока коммутации (— — —) и его составляющих (—).

(индексы «1,1» и «1,2» у $E'(p)$ и $z(p)$ опущены).

В относительных единицах изображение э. д. с. $E'^*(p^*)$ и ее оригинал $e'^*(t^*)$ можно представить в виде суммы трех слагаемых:

$$E'^*(p) = \Delta_0 E'^*(p) + \Delta_1 E'^*(p) + \Delta_2 E'^*(p), \quad (18)$$

$$e'^*(t) = \Delta_0 e'^*(t^*) + \Delta_1 e'^*(t^*) + \Delta_2 e'^*(t^*), \quad (19)$$

где $p^*=pT_0$.

Для определения э. д. с. $e^*(t^*)$ в секциях рис. 1 используются следующие расчетные формулы.

1. Для конструкции рис. 1,а, д, ж э. д. с. $e^*(t^*)$ определяется по формуле (11) из [Л. 10].

2. Для разрезных подразделенных секций (рис. 1,б, в) последнее слагаемое в (19) равно нулю; изображение по Лапласу второго слагаемого приведено в табл. 1, где $x = \sqrt{p^* T^*}$; z^{-1} — символ, обозначающий операцию обратного преобразования, а первое слагаемое определяется по нижеприведенным формулам:

а) прямолинейная коммутация

$$\Delta_0 e'_{1,1}{}^*(t^*) = c \left[1 - \frac{6}{\pi^2} \sum_{k=1, 2, 3, \dots} A_k \left(\frac{T^*}{m} \right) \right]; \quad (20)$$

$$\Delta_0 e'_{1,2}{}^*(t^*) = d \left[1 - \frac{8}{\pi^2} \sum_{k=1, 3, 5} A_k \left(\frac{T^*}{m} \right) \right]; \quad (21)$$

б) S-образная коммутация

$$\Delta_0 e'_{1,1}{}^*(t^*) = 3c \sum_{k=1, 2, 3, \dots} B_k \left(\frac{T^*}{m} \right); \quad (22)$$

$$\Delta_0 e'_{1,2}{}^*(t^*) = 4d \sum_{k=1, 3, 5, \dots} B_k \left(\frac{T^*}{m} \right), \quad (23)$$

где $c=d=m=1$;

$$A_k \left(\frac{T^*}{m} \right) = \frac{1}{k^2} e^{-\frac{k^2 \pi^2}{T^* m} t^*};$$

$$B_k \left(\frac{T^*}{m} \right) = \frac{\left(\frac{T^*}{m} \right) \left(e^{-\frac{k^2 \pi^2}{T^* m} t^*} - \cos \pi t^* \right) + \pi k^2 \sin \pi t^*}{\pi^2 k^4 + \left(\frac{T^*}{m} \right)^2}.$$

3. Для неразрезных подразделенных секций (рис. 1,2, е) э. д. с. $e'^*_{1,1}(t^*)$ состоит из трех слагаемых. Первое слагаемое в (19) определяется по (20) и (22), в которых необходимо принять $c=0,4$ и $m=1$. Второе слагаемое определяется по формулам (21) и (23), в которых необходимо принять $d=0,6$, $m=4$ (при подразделении секции на два элементарных проводника) или $m=9$ (при подразделении на три проводника), а изображения по Лапласу третьего слагаемого приведены в табл. 2. Электродвижущая сила $e'^*_{1,2}(t^*)$ определяется по формулам (21) и (23), в которых $d=1$, $m=4$ (при подразделении на два элементарных проводника) или $m=9$ (при подразделении на 3 элементарных проводника).

Ввиду сложности функций $\Delta_1 E'^*_{1,1}(p^*)$, $\Delta_1 E'^*_{1,2}(p^*)$ и $\Delta_2 E'^*_{1,1}(p^*)$ определение их оригиналов проводилось методом численного обращения преобразования Лапласа с неравноотстоящими узлами [Л. 14]. Расчет производился на основе формул, приведенных в [Л. 14, с. 15] и преобразованных к виду:

$$\Delta e'^*(t^*) \approx \sum_{k=0}^n p_k^* \Delta E'^*(p_k^*) \sum_{j=0}^n a_{kj} \left[1 - e^{-t} \sum_{v=1}^j \frac{t^{v-1}}{(v-1)!} \right], \quad (24)$$

где численные значения узлов интерполирования p_k и коэффициентов a_{kj} определяются из таблиц [Л. 14].

Количественные выводы о целесообразности подразделения секций обмотки якоря крупных машин постоянного тока зависят от величин T^* и λ , характеризующих скорость про-

Таблица 1

Вид коммутации	Составляющая собственных и взаимных пазовых э. д. с. разрезных секций			
	$\Delta_1 e'_{1,1} (t^*)$		$\Delta_1 e'_{1,2} (t^*)$	
	Подразделение на два элементарных проводника	Подразделение на три элементарных проводника	Подразделение на два элементарных проводника	Подразделение на три элементарных проводника
Прямолинейная	$z^{-1} \left[\frac{3\lambda x \operatorname{th}^2 0,25x}{2T'^* p^{*2} \operatorname{cth} 0,5x} \times \frac{1}{(\lambda + 0,5x \operatorname{cth} 0,5x)} \right]$	$z^{-1} \left\{ \frac{24\pi^2}{p^{*2} T'^*} \left(1 + 3 \operatorname{cth}^2 \frac{x}{3} \right) \times \right. \\ \times \left(\lambda + \frac{x}{3} \operatorname{cth} \frac{x}{3} \right) \times \\ \times \left(3\lambda + x \operatorname{cth} \frac{x}{3} - \right. \\ \times \left(2 + 3 \operatorname{cth} \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6} \right) - \\ \left. \left. - \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6} \right) \left(\lambda + \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{x}{3} \operatorname{th}^2 \frac{x}{6} \right) \right\} \\ \rightarrow \frac{1}{+\frac{x}{3} \operatorname{cth} \frac{x}{3} + \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6}} \Bigg\}$	$\frac{4}{3} \Delta_1 e'_{1,1} (t^*)$	$z^{-1} \left[\frac{16}{p^{*2} T'^*} \times \right. \\ \times \frac{\lambda x \operatorname{th}^3 \frac{x}{6}}{1 + 3 \operatorname{th}^2 \frac{x}{6}} \times \\ \times \left. \frac{1}{\lambda + \frac{x}{3} \operatorname{cth} \frac{x}{3} + \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6}} \right]$
S-образная	$z^{-1} \left[\frac{3\lambda x \operatorname{th}^2 0,25x}{4T'^* p^* (p^{*2} + \pi^2)} \times \frac{1}{\operatorname{cth} 0,5x (\lambda + 0,5x \operatorname{cth} 0,5x)} \right]$	$z^{-1} \left\{ \frac{12\pi^2}{p^* (p^{*2} + \pi^2) T'^*} \times \right. \\ \times \frac{\lambda \frac{x}{3} \left[\operatorname{th} \frac{x}{6} \left(\lambda + \frac{x}{3} \operatorname{cth} \frac{x}{3} \right) \times \right. \\ \left. \left(1 + 3 \operatorname{cth}^2 \frac{x}{3} \right) \times \right. \\ \times \left(2 + 3 \operatorname{cth} \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6} \right) - \\ \left. \left. \times \left(\lambda + \frac{x}{3} \operatorname{cth} \frac{x}{3} + \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6} \right) \times \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{x}{3} \operatorname{th}^2 \frac{x}{6} \right] \right\} \\ \rightarrow \frac{1}{\times \left(3\lambda + x \operatorname{cth} \frac{x}{3} - \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6} \right)} \Bigg\}$	$\frac{4}{3} \Delta_1 e'_{1,1} (t^*)$	$z^{-1} \left[\frac{8}{p^{*2} T'^*} \times \right. \\ \times \frac{\lambda x \operatorname{th}^3 \frac{x}{6}}{1 + 3 \operatorname{th}^2 \frac{x}{6}} \times \\ \times \left. \frac{1}{\lambda + \frac{x}{3} \operatorname{cth} \frac{x}{3} + \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6}} \right]$

цесса коммутации и геометрические размеры полусекций (T'^* определяется по (15), а λ равно отношению длины лобовой части секций к активной за вычетом ширины радиальных вентиляционных каналов). Влияние параметра T'^* и конструкции секции на значение добавочных коммутационных потерь и реактивную э. д. с. показано на рис. 3, где приведены зависимости $k_{L\pi}(T'^*)$ и $k_{R\pi}(T'^*)$ для обширного класса машин с параметрами $2,5 \leq T'^* \leq 50$, $\lambda = 1$ (кривые, обозначенные индексами $a, \dots, ж$ на рис. 3 и 4, соответствуют конструкциям секций $a, \dots, ж$ на рис. 1). Влияние параметра λ и конструкции секций на значение добавочных коммутационных потерь и реактивную э. д. с. показано на рис. 4, а и б для класса машин с параметрами $0 \leq \lambda \leq 3$, $T'^* = 10$ (в машинах средней и большой мощности $7 \leq T'^* \leq 13$, $0,5 \leq \lambda \leq 1,5$). Коэффициенты $k_{L\pi}$ и $k_{R\pi}$, приведенные на рис. 3 и 4, справедливы как для диаметральных обмоток ($\Delta t = 0$), так и для обмоток с небольшим сокращением шага [$\Delta t = (0,1-0,15)T_0$].

В качестве примера был произведен расчет добавочных коммутационных потерь и реактивной э. д. с. реальной машины МП 13-45-6У4, мощностью $P = 400$ кВт с параметрами: $T'^* = 6,96$; $\lambda = 1,2$; $\Delta t \approx 0$; $T_0/T_\tau = 0,154$ и различными вариантами конструкции секций. Результаты расчетов приведены в табл. 3, где P_{hd} — добавочные коммутационные потери в обмотке якоря, рассчитанные по предлагаемому методу; $P_{d\pi} = 2,1$ кВт — полные добавочные потери, рассчитанные по ГОСТ 11828-75; P_a — полные добавочные потери в обмотке якоря, рассчитанные по (7); $k_{Er} = E_r/E'_r$, где E_r — значение реактивной э. д. с., рассчитанное по методу Цорна с учетом демпфирования пазового потока рассеяния; E'_r — та же реактивная э. д. с. без учета демпфирования пазового потока рассеяния.

Для подтверждения достоверности предложенного метода расчета во ВНИИЭлектромаш по способу, изложенному в [Л. 5], были экспериментально определены добавочные ком-

Таблица 2

Вид коммутации	Составляющая собственных и взаимных пазовых э. д. с. неразрезных секций $\Delta_{2e}^{\prime\prime} (t^*) = \Delta_{2e}^{\prime\prime} (t^*)$	
	Подразделение на два элементарных проводника	Подразделение на три элементарных проводника
Прямолинейная	$z^{-1} \left[\frac{3}{5T'^* p^{*2}} \frac{\lambda x \operatorname{th}^2 0,25x}{\operatorname{cth} 0,5x (\lambda + 0,5x \operatorname{cth} 0,5x)} \right]$	$z^{-1} \left\{ \frac{48}{5T'^* p^{*2}} \lambda \frac{x}{3} \left[\operatorname{th} \frac{x}{6} \left(\lambda + \frac{x}{3} \operatorname{cth} \frac{x}{3} \right) \times \right. \right. \\ \left. \left. \left(1 + 3 \operatorname{cth}^2 \frac{x}{3} \right) \left(\lambda + \frac{x}{3} \operatorname{cth} \frac{x}{3} + \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6} \right) \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \left(2 + 3 \operatorname{cth} \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6} \right) - \frac{x}{3} \operatorname{th}^2 \frac{x}{6} \right] \right\} \rightarrow \\ \rightarrow \frac{\times \left(3\lambda + x \operatorname{cth} \frac{x}{3} - \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6} \right)}{\times \left(3\lambda + x \operatorname{cth} \frac{x}{3} - \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6} \right)}$
S-образная	$z^{-1} \left[\frac{3\pi^2}{10T'^* p^* (p^{*2} + \pi^2)} \times \right. \\ \left. \times \frac{\lambda x \operatorname{th}^2 0,25x}{\operatorname{cth} 0,5x (\lambda + 0,5x \operatorname{cth} 0,5x)} \right]$	$z^{-1} \left\{ \frac{24\lambda \frac{x}{3} \left[\operatorname{th} \frac{x}{6} \left(\lambda + \frac{x}{3} \operatorname{cth} \frac{x}{3} \right) \times \right. \right. \\ \left. \left. 5T'^* p^{*2} \left(1 + 3 \operatorname{cth}^2 \frac{x}{3} \right) \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \left(2 + 3 \operatorname{cth} \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6} \right) - \right. \right. \\ \left. \left. \times \left(\lambda + \frac{x}{3} \operatorname{cth} \frac{x}{3} + \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6} \right) \times \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{x}{3} \operatorname{th}^2 \frac{x}{6} \right] \right\} \rightarrow \\ \rightarrow \frac{\times \left(3\lambda + x \operatorname{cth} \frac{x}{3} - \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6} \right)}{\times \left(3\lambda + x \operatorname{cth} \frac{x}{3} - \frac{x}{3} \operatorname{th} \frac{x}{6} \right)}$

Таблица 3

Конструкция сек- ции	Параметр							Реак- тивная э. д. с E_r , В
	Коэффициент				Потери, кВт			
	$k_{R\Pi}$	k_{Ra}	$k_{L\Pi}$	k_{Er}	$P_{\kappa d}$	P_d	k_a	
По рис. 1, а	5,4	1,68	0,59	0,80	8,11	2,1	18,00	4,0
По рис. 1, б	5,1	1,63	0,73	0,87	7,61	2,1	17,50	4,4
По рис. 1, в	4,6	1,60	0,79	0,90	6,79	2,1	16,70	4,5
По рис. 1, г	3,22	1,34	0,87	0,94	4,78	2,1	14,40	4,7
По рис. 1, д	3,2	1,34	0,90	0,95	4,49	2,1	14,39	4,77
По рис. 1, е	2,3	1,20	0,92	0,96	2,98	2,1	12,88	4,8
Идеально рас- слоенная и транс- понированная	0,5	0,92	1,0	1,0	0	2,1	9,88	5,0

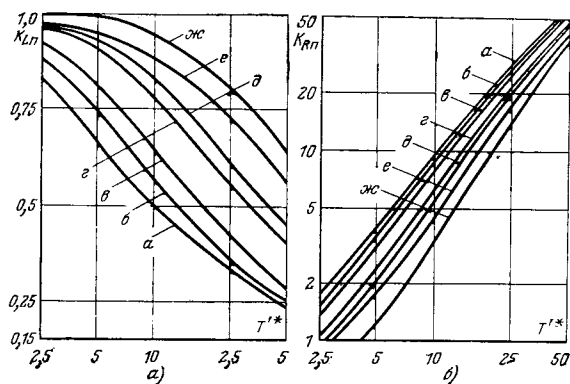


Рис. 3. Зависимость $k_{Lp}=f(T'^*)$ (а) и $k_{Rn}=f(T'^*)$ (б) при $\lambda=1$.

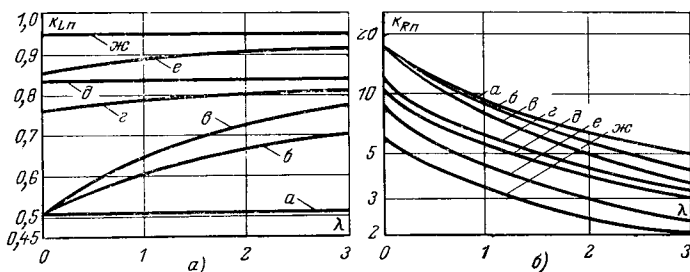


Рис. 4. Зависимость $k_{Lp}=f(\lambda)$ (а) и $k_{Rn}=f(\lambda)$ (б) при $T'^*=10$.

мутационные потери в электродвигателе МП 13-45-6У4 с тремя конструкциями секций обмотки якоря.

Сопоставление результатов эксперимента (рис. 5, сплошные линии) и расчета (рис. 5, пунктир) показывает их удовлетворительное совпадение.

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 3 и 4 и численных значений величин, приведенных в табл. 3, показал следующее.

1. Основное влияние на значение добавочных коммутационных потерь в обмотке якоря и на степень уменьшения реактивной э. д. с. оказывают: конструкция секции (неподразделенная, подразделенная, разрезная, неразрезная); параметры T'^* — отношение постоянной времени контура вихревых токов ко времени коммутации и λ — отношение длины лобовой части секций к длине активной.

2. С увеличением числа элементарных проводников, скруток и транспозиций в секции реактивная э. д. с. секции уве-

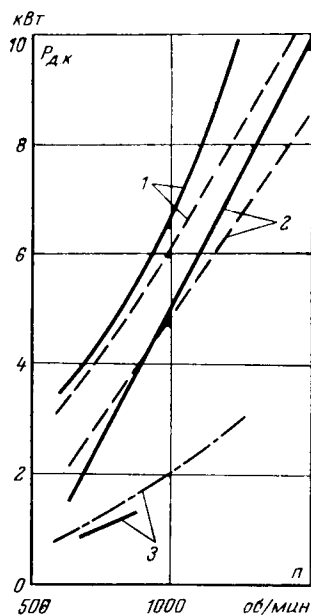


Рис. 5. Сравнение коммутационных добавочных потерь для различных конструктивных исполнений якорных секций.

— эксперимент; ——— расчет.
1 — неопределенные секции; 2 — разрезные секции, подразделенные на два проводника; 3 — неразрезные секции, подразделенные на три проводника.

личивается, а добавочные коммутационные потери уменьшаются, поэтому при выборе конструкции секции нужно подходить комплексно, принимая во внимание как значение добавочных потерь, так и значение реактивной э. д. с.

3. С точки зрения уменьшения добавочных потерь в обмотке якоря подразделение секций на два и три элементарных проводника эффективно лишь тогда, когда элементарные проводники секции скручены в лобовой части, т. е. когда секции выполнены неразрезными. Подразделение разрезных секций на элементарные проводники нецелесообразно, особенно при малых λ .

4. Значение добавочных коммутационных потерь в МП может превышать суммарные добавочные потери, регламентированные ГОСТ 11828—75 в размере 0,5% подводимой мощности.

5. В машинах средней и большой мощности потери в обмотке якоря, обусловленные вихревыми токами в меди паза, могут по значению достигать основных потерь в обмотке. Уменьшение реактивной э. д. с. под влиянием вихревых токов может достигать 20% и более.

6. Потери в секциях, подразделенных на два проводника, скрученных в лобовой части, и в секциях, подразделенных

на два проводника, транспонированных в пазу, практически одинаковы. По этой причине, а также в связи с тем, что изготовление секций, подразделенных на два проводника, транспонированных в пазу, более трудоемко, применение их в МП нецелесообразно.

Подводя итог, можно отметить, что разработанная методика расчета реактивной э. д. с. и добавочных коммутационных потерь является достаточно простой и точной и позволяет на стадии проектирования находить наиболее рациональную конструкцию секций якорной обмотки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Данилевич Я. Б., Кашарский Э. Г. Добавочные потери в электрических машинах. — М.: Л.: ГЭИ, 1963.
2. Dvoraček A. I. Numerical method of calculating eddy currents resulting from commutation. — AIEE, 1959, October.
3. Fiedler J. Nerovnoměrní rozdělení proudy ve vodičích kotvy stejnosměrných strojů a jeho vliv na komutaci. — Elektrotechn. Obzor, 1968, 57, čís. 1.
4. Пашкевич В. И. Учет влияния вихревых токов в обмотке якоря на коммутацию машин постоянного тока. Автореф. дисс. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. Л. 1976.
5. Рабинович А. А. Экспериментальное определение потерь от вихревых токов при коммутации в якорях машин постоянного тока. — Вестник электропромышленности, 1946, № 12.
6. Жерве Г. К. Опытная проверка коэффициента Фильда в машинах постоянного тока. — Вестник электропромышленности, 1942, № 9.
7. Рихтер Р. Электрические машины. Т. 1, — М.: ОНТИ, 1935.
8. Прусс — Жуковский В. В., Липко Р. М., Антипов В. М. Метод уточненного расчета коммутации машин постоянного тока при любых типах якорных обмоток/В кн.: Электрические машины (исследования, вопросы теории и расчет). — М.: Наука, 1965.
9. Рабинович И. Н., Шубов И. Г. Проектирование машин постоянного тока. — М.: Энергия, 1967.
10. Пашкевич В. И., Фетисов В. В. Учет влияния вихревых токов в проводниках обмотки якоря на коммутацию машин постоянного тока. — Электричество, 1973, № 4.
11. Пашкевич В. И., Фетисов В. В. Параметры контуров вихревых токов в меди паза и схемы замещения коммутируемой секции обмотки якоря машин постоянного тока. — Труды ЛПИ им. М. И. Калинина. Электроэнергетика, 1973, № 330.
12. Пашкевич В. И., Фетисов В. В. Схема замещения индуктивно связанных неразделенных секций машин постоянного тока. — В кн.: Материалы V Всесоюзной конференции по коммутации электрических машин. Ч. I, — Омск, 1976.
13. Пашкевич В. И., Лобанов Л. М. Синтез схем замещения электрической и магнитной цепей коммутируемой секции обмотки якоря с учетом вихревых токов в меди паза. — Электровозостроение, 1977, т. XVII.
14. Крылов В. И., Скобля Н. С. Справочная книга по численному обращению преобразования Лапласа. — М.: Наука и техника, 1968.

[31.01.81]

Копылов И. П. Применение вычислительных машин в инженерно-экономических расчетах (электрические машины). — М.: Высшая школа, 1980.

Рецензируемый учебник, посвященный современным методам анализа и синтеза электромеханических преобразователей (ЭП) энергии, обладает удачной методологической компоновкой материала. Постепенное усложнение информации от простых понятий до обобщенных универсальных моделей ЭП с последующим использованием общих теоретических результатов для анализа и расчета характеристик конкретных реальных типов ЭП способствует глубокому усвоению излагаемого материала, раскрывает диалектические особенности и многообразие методов научных исследований в электромеханике.

Следует отметить методические достоинства учебника. Главным из них является дальнейшее углубление и развитие общей теории ЭП на базе универсальных обобщенных моделей, позволяющих исследовать процессы практически во всех электрических машинах с единых позиций, выявлять общие закономерности электромеханического преобразования энергии, анализировать преобразователи с нестандартной структурой. При таком подходе электромеханика не распадается на отдельные, порой слабо связанные, теоретические построения, а воспринимается в виде единой стройной системы, представляющей собой мощный универсальный инструмент для решения важных прикладных задач со сложной физической природой.

Хотя общая теория электрических машин рассмотрена в значительном количестве отечественных и зарубежных публикаций, автор повторяет известные результаты лишь в той мере, в какой это требуется для методической полноты учебника, а главное внимание уделяет новым важным результатам в этой области, существенно расширяющим границы применимости общей теории электромеханического преобразования энергии. Так, опираясь на проведенные им научные исследования, автор разрабатывает модель обобщенного ЭП, учитывающую бесконечный произвольный спектр полей в воздушном зазоре, несимметричность и несимметричность напряжений питания обмоток ЭП, вихревые токи в элементах ЭП, влияние технологических факторов на характеристики ЭП.

Важными самостоятельными являются такие разделы книги, в которых описываются модели ЭП с нелинейными параметрами, позволяющие учесть насыщение магнитопроводов ЭП, вытеснение тока в проводниках обмоток ЭП, а также анализировать ЭП, обладающие электрической и магнитной асимметрией. Автор демонстрирует возможности развиваемого им подхода не только применительно к классическим типам электрических машин, но и к таким ЭП, как машины двойного вращения, линейные машины, МГД-устройства, много-роторные машины, машины с катящимся ротором, емкостные и индуктивно-емкостные ЭП.

Можно с удовлетворением констатировать: в учебнике проф. И. П. Копылова существенно расширена и уточнена проблематика современной электромеханики, что чрезвычайно важно при подготовке специалистов в этой области. Автор убедительно доказывает, что электрическая машина и электромеханический преобразователь являются диалектически развивающимися понятиями, современная трактовка которых предполагает включение в них по-существу любого устройства, осуществляющего преобразование энергии с использованием электрического и магнитного полей. Такая активная позиция способствует обогащению электромеханики, расширению и укреплению ее границ как науки, стимулирует приток свежих идей и представлений, без которого не может существовать ни одно научное направление.

Следует отметить, что в учебнике не только расширяется объективное содержание электромеханики, но

и отражается новейшая методология исследований в этой области. В соответствии с названием учебника автор излагает детальную информацию об использовании ЭВМ для решения электромеханических задач, анализирует и систематизирует структурные схемы решений уравнений для широкого класса ЭП с помощью аналоговой техники, раскрывает идеологию САПР электромеханических устройств с учетом современного состояния и перспектив развития вычислительной техники. В учебнике нашли отражение развитые автором новейшие методы анализа и синтеза ЭП на базе метода планирования эксперимента и метода геометрического программирования. Учебник снабжен разумно построенными приложениями, позволяющими читателю перейти от рассмотрения общетеоретических вопросов к решению конкретных инженерных задач.

Важным методическим достоинством учебника является то, что он не только содержит необходимую информацию по электромеханическим преобразователям и современным методам их анализа, но и направлен на воспитание у студентов творческого отношения к решаемым задачам, умения видеть за каждым частным типом ЭМ глубинные физические закономерности. Учебник отличается разумно сбалансированным объемом информации с акцентом не на детальное описание электрических машин и преобразователей (что имеется в других книгах), а на постановку задач в области современной электромеханики и метода их решения, что особенно важно для учащихся вузов.

При перенесении учебника, что было бы весьма желательно, следует учесть замечания и пожелания.

1. Неясно, что вкладывается в понятие воздушного зазора ЭП, когда утверждается (с. 42), что все характеристики машины определяются процессами, «происходящими в воздушном зазоре...». Известно, что на характеристики ЭП большое влияние оказывает рассеяние магнитных полей вне области рабочего зазора.

2. На с. 21 отмечается, что уравнения ЭП не имеют решения, если любой из входящих в них параметров равен нулю или бесконечности. Неясно, как в таком случае описать работу ЭП со сверхпроводниковыми обмотками, у которых равно нулю омическое сопротивление, являющееся одним из параметров ЭП.

3. Следовало бы привести примеры использования ЭВМ в экономических расчетах (в учебнике в основном показано применение ЭВМ в инженерных расчетах).

4. Отдельные разделы книги изложены слишком лаконично.

Это затрудняет восприятие их студентами.

5. В главе II желательно привести примеры использования методов планирования эксперимента для решения задач по оценке надежности электрических машин.

6. Вероятно, следует скорректировать название учебника, включив в его основную часть термин «электрические машины» или «электромеханические преобразователи».

Рецензируемый учебник подготовлен на высоком научном и методическом уровне. Его выход в свет является важным и своевременным событием. Отличительные особенности учебника — удачное методическое построение, насыщенность содержания, свежесть и оригинальность излагаемого материала, использование последних достижений в области электромеханики, прикладной математики и вычислительной техники.

Целесообразно подготовить и издать аналогичный учебник для студентов энергетических специальностей.

БУТ Д. А., доктор техн. наук, проф. ГОЛЬДБЕРГ О. Д., доктор техн. наук, проф.

ЗОСИМ ГРИГОРЬЕВИЧ КАГАНОВ

(К 70-летию со дня рождения)

В декабре 1981 г. исполнилось 70 лет со дня рождения и 50 лет инженерно-научной деятельности заведующего кафедрой теоретических основ электротехники Уфимского авиационного института, доктора технических наук, профессора Зосима Григорьевича Каганова.

В 1931 г. З. Г. Каганов окончил Киевский техникум связи и в 1932 г. поступил на вечернее отделение Ивановского энергетического института. После окончания института З. Г. Каганов работал дежурным инженером ТЭЦ и старшим инженером-электриком в Карелии.

Война помешала работе над диссертацией, которую З. Г. Каганов готовил к защите, поступив в 1940 г. в аспирантуру при Ивановском энергетическом институте. С 1942 по 1946 гг. Зосим Григорьевич находился в рядах Советской Армии. В 1943 г. он стал коммунистом.

В 1948 г. З. Г. Каганов защитил кандидатскую диссертацию, посвященную изучению волновых явлений в электрических машинах; в 1949 г. ему было присвоено звание доцента. В течение следующих 10 лет научно-педагогическая деятельность З. Г. Каганова была связана с Ивановским текстильным институтом, где он читал лекции по различным электротехническим дисциплинам, организовал новые специальности.

С 1959 г. З. Г. Каганов — стар-



ший научный сотрудник Института автоматизации и электрометрии Сибирского отделения АН СССР, а с 1961 г. — заведующий лабораторией в Транспортно-энергетическом институте СО АН СССР, преобразованной впоследствии в СибНИИэнергетики. Здесь под непосредственным руководством З. Г. Каганова были организованы две новые лаборатории — высоковольтных устройств и

волновых процессов в электрических машинах.

В 1963 г. З. Г. Каганов защитил докторскую диссертацию на тему «Волновые явления в электрических машинах» и в 1969 г. получил звание профессора.

С 1971 г. Зосим Григорьевич Каганов заведует кафедрой ТОЭ в Уфимском авиационном институте.

С тех пор, как в 1940 г. в научной печати появилась первая работа З. Г. Каганова, Зосим Григорьевич опубликовал более 100 научных трудов, в том числе три монографии по волновым явлениям в электрических машинах и вопросам теории электрических цепей.

Зосим Григорьевич активно пропагандирует достижения науки. В 1981 г. в русском переводе под его редакцией вышла книга чехословацких специалистов Б. Геллера и В. Гаматы «Высшие гармоники в асинхронных машинах», в течение 10 лет выходит редактируемый им межвузовский сборник «Сложные электромагнитные поля и электрические цепи», отличающийся высоким научным уровнем.

Желаем Зосиму Григорьевичу крепкого здоровья, бодрости и дальнейших творческих успехов в его плодотворной научно-педагогической деятельности.

Группа товарищей и учеников

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., Савалов 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. Макарьшин

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 О. Д. Кузнецова

Сдано в набор 14.01.82
Тираж 6006 экз.

Подписано в печать 05.03.82
Заказ 12

Т-00389

Формат 60 × 90¹/₈

Печать высокая

Усл. печ. л. 10

Уч.-изд. л. 13,01

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Казанцев В. Н., Кушнир Г. З., Слодарж В. М. — Управление реактивной мощностью и напряжением в энергосистемах на основе оптимизационных расчетов	1	Чернышев В. В., Швецов Г. И. — О создании высоковольтной оксидной изоляции	50
Жежеленко И. В., Липский А. М., Чубарь Л. А., Харламова З. В., Кашина Т. М. — Частотные характеристики узлов нагрузок сетей промышленных предприятий	6	Сообщения	
Кириевский Е. В., Калинин И. И. — Преобразователи тока, работающие на эффекте Холла, для релейной защиты автономных энергосистем	10	Иерусалимов М. Е., Ильенко О. С., Виноградный А. И. — Метод исследования сравнительной стойкости электроизоляционных материалов к поверхностным частичным разрядам	52
Петрашко А. И. — Ближайшие задачи электроизоляции техники по обеспечению прогресса электромашиностроения	15	Месенжник Я. З., Прут Л. Я. — Электрическая прочность жидких и твердых органических диэлектриков под давлением	54
Вершинин Ю. Н., Заславская Т. Б., Соколовский В. Л. — Особенности пробоя изоляции в сверхпроводящем кабеле	20	Ивлиев Е. А., Иоссель Ю. Я. — О влиянии покрытий пластинчатых электродов на сопротивление растеканию между ними	55
Дацковский Л. Х., Коринев Б. Л., Кузнецов И. С., Скрыпник В. А., Федотенко Л. В. — Регулирование асинхронных электроприводов на основе непосредственных преобразователей частоты	25	Вейгандт В. Я. — Анализ электромагнитных процессов многофазных преобразователей методом разностных уравнений	58
Бут Д. А. — Модификации коммутаторных электрических генераторов повышенного напряжения	31	Фрумкин А. Л. — Прикладные методы обращения интеграла Дюамеля	62
Ланда М. Л., Сердюк И. Г. — Определение допустимых аварийных перегрузок силовых трансформаторов	37	Григорьев И. Н. — Измерение токораспределения в параллельных цепях с помощью секционированного пояса Роговского	64
Лидоренко Н. С., Мучник Г. Ф., Иванов А. М., Сушко В. Н., Сальников Л. А., Базин В. М. — Экспериментальная проверка проникновения электромагнитной волны в многослойные системы	41	Майкопар А. С. — Грозозащитные характеристики линий электропередач сверхвысокого напряжения с троевой защитой	66
Из опыта работы		Шкарин Ю. П. — Методика расчета высокочастотных помех от короны на проводах линий электропередачи	69
Ткаченко В. Н. — Расчет блуждающих и защитных токов в трубопроводной сети	44	Латышева В. А., Мещенина М. П., Пашкевич В. И., Фетисов В. В. — Метод расчета реактивной э. д. с. и добавочных коммутационных потерь в обмотке якоря машин постоянного тока	71
Козлов В. И., Лямец Ю. Я. — К анализу точности реле активного тока	47	Библиография	77
Сквирская И. И., Сотников В. Г., Ушаков В. Я. — Влияние частоты воздействия импульсного напряжения на время до пробоя полиэтилена	49	Хроника	78

CONTENTS

Reactive Power and Voltage Control in Power Systems Based on Optimization Techniques — V. N. Kazantsev, G. Z. Kushnir, V. M. Slodardge	1	On Creating High-Voltage Oxide Insulation — V. V. Chernishev, G. I. Shevtsov	50
Frequency Characteristics for Load Centers in Industrial Networks — I. V. Djedjelenko, A. M. Lipski, L. A. Chubar, Z. V. Kharlamova, T. M. Kashina	6	REPORTS	
Hall Effect Current Transducers for Relay Protection of Independent Power Systems — E. V. Kiriyevski, I. I. Kalinin	10	A Method for Studying the Comparative Withstand Strength of Electrical Insulating Materials for Partial Surface Discharges — M. E. Yerusalimov, O. S. Ilyenko, A. N. Vinogradny	52
Current Problems in Electric Insulation Technology for Securing Progress in the Electric Machinery Industry — A. I. Petrashko	15	The Electric Withstand Strength of Liquid and Solid Organic Dielectrics Under Pressure — J. Z. Mesendjnik, L. J. Prut	54
Special Features of Insulation Breakdown in a Superconducting Cable — U. N. Vershinin, T. B. Zaslavskaya, V. L. Sokolovski	20	How the Coating on Plate Electrodes Influences the Resistance Between Them — E. A. Ivliyev, U. J. Yossel	55
Asynchronous Electric Drive Control Based on Direct Frequency Converters — L. H. Datskovski, B. L. Korinev, I. S. Kuznetsov, V. A. Skripnik, L. V. Fedotenko	25	Analysis of Electromagnetic Processes in Polyphase Converters By a Difference Equation Method — V. J. Veigandt	58
Modifications of Higher Voltage Commutator Generators — D. A. But	31	Practical Method for Inversion of the Duhamel Integral — A. L. Frumkin	62
Determining the Allowable Emergency Overloading of Power Transformers — M. L. Landa, I. G. Serdiuk	37	Measuring Current Distribution in Parallel Circuits Using a Sectionalized Rogovski Belt — I. N. Grigoriev	64
Experimental Check of Electromagnetic Wave Penetration Into a Multi-Layer System — N. S. Lidorenko, G. F. Muchnik, A. M. Ivanov, V. N. Sushko, L. A. Salmnikov, V. M. Bazin	41	Ligtnig Protection Characteristics of EHV Transmission Lines With Ground Wires — A. S. Maikopar	66
FROM OPERATING EXPERIENCE		A Method of Calculating High Frequency Noise Due to Corona on Transmission Line Conductors — U. P. Shkarin	69
Calculation of Stray and Protection Currents in a Pipeline Network — V. N. Tkachenko	44	A Method for Calculating Reactive EMF and Added Commutating Losses in the Armature Winding of D. C. Machines — V. A. Latisheva, M. P. Meschenina, V. I. Pashkevitch, V. V. Fetisov	71
Analysis of the Accuracy of a Real Current Relay — V. N. Kozlov, U. J. Liamets	47	BIBLIOGRAPHY	77
How the Frequency the Surge Voltage is Applied Influences the Time to Failure of Polyethelyne — I. I. Skvirskaya, V. G. Sotnikov, V. J. Ushakov	49	CHRONICLE	78

УДК 621.311.016.25.015.072.001.24

Управление реактивной мощности напряжением в энергосистемах на основе оптимизационных расчетов. Казанцев В. Н., Кушнир Г. З., Слодарж В. М. — «Электричество», 1982, № 3.
Описана методика и принципы построения системы оптимального регулирования реактивной мощности и напряжения в питающих электрических сетях в условиях неполноты исходной информации, основанные на моделировании процесса мышления человека. Предложены способы разделения средств регулирования реактивной мощности и напряжения по уровням иерархии диспетчерского управления и определения законов оптимального управления. Библи. 4.

УДК 621.316.176.028

Частотные характеристики узлов нагрузок сетей промышленных предприятий. Жежеленко И. В., Липский А. М., Чубарь Л. А., Харламова З. В., Кашина Т. М. — «Электричество», 1982, № 3.
В статье рассматриваются вопросы прогнозирования частотных характеристик сопротивлений основных сетей энергосистем со стороны узлов (ЧХСУ), к которым подключены главные понизительные подстанции промышленных предприятий. Приведены формулы для определения первых экстремумов ЧХСУ. Дана экспериментально снятая ЧХСУ для узла сети 220 кВ одной из энергосистем Сибири. Предложены рекомендации по выбору параметров силовых резонансных фильтров. Библи. 6.

УДК 621.314.2:621.316.925

Преобразователи тока, работающие на эффекте Холла, для релейной защиты автономных энергосистем. Кириевский Е. В., Калинин И. И. — «Электричество», 1982, № 3.
Рассмотрен метод измерения больших токов, использующий эффект Холла. Приведены конструкции преобразователей, принцип действия которых основан на этом методе, а также результаты их испытаний. Библи. 6.

УДК 621.315.2:573.312.62

Особенности пробоя изоляции в сверхпроводящем кабеле. Вершинин Ю. Н., Заславская Т. Б., Соколовский В. Л. — «Электричество», 1982, № 3.
Рассматриваются газодинамические и механические процессы в сверхпроводящем кабеле при пробое электрической изоляции. Показана необходимость применения специальных мер для сведения к минимуму отрицательных последствий (разрушения кабеля, утечки гелия и т. д.) и защиты окружающего пространства. Библи. 11.

УДК [62-83:621.313.333:621.314.26].001.5

Системы регулирования асинхронных электроприводов на основе непосредственных преобразователей частоты. Дацковский Л. Х., Кориненко Б. Л., Кузнецов И. С., Скрыпник В. А., Федоткин Л. В. — «Электричество», 1982, № 3.
Описаны системы автоматического регулирования (САР) векторно-матричного и частотно-токового типов. Показано, что в высокочастотных частотно-регулируемых электроприводах с короткозамкнутым асинхронным двигателем, нагрузочные диаграммы которых характеризуются относительно большой продолжительностью работы с установившейся скоростью, целесообразна переменная структура САР векторно-матричного типа, обеспечивающая в установившихся режимах работы управление с поддержанием на номинальном уровне главного потокоопределения, а в переходных режимах работы — управление с поддержанием потокоопределения ротора.

Для большой группы рабочих механизмов частотно-регулируемый электропривод целесообразно выполнять с САР частотно-токового типа, обеспечивающей близкие к расчетным статические и удовлетворительные динамические характеристики. Библи. 9.

УДК 621.313.12:001.3

Модификации коммутаторных электрических генераторов повышенного напряжения. Бут Д. А. — «Электричество», 1982, № 3.
Рассматриваются коммутаторные генераторы с осевым возбуждением, у которых активная сторона обмотки возбуждения закреплена в полюс валу, якорь выполнен в виде магнитно не связанных сердечников с сосредоточенными катушками, а ротор содержит сдвинутые по окружности комплекты ферромагнитных секторов, примыкающих через рабочие зазоры к обеим сторонам якорных сердечников. Такая конструкция обеспечивает возможность получения в генераторах высоких напряжений и повышенного быстродействия регулирования. Проведен анализ электромагнитных процессов в генераторах и получены основные расчетные соотношения. Рассчитано несколько вариантов однофазных генераторов с охлаждением продувом и термоинерционного типа. Библи. 12.

УДК 621.314.222.6.001.24

Определение допустимых аварийных перегрузок силовых трансформаторов. Ланда М. Л., Сердюк И. Г. — «Электричество», 1982, № 3.
Рассмотрены зависимости коэффициентов аварийных перегрузок силовых трансформаторов от длительности перегрузок. Расчеты произведены для случаев, когда известны температуры верхних слоев масла и когда определен коэффициент перегрузки в предшествующем режиме. Библи. 8.

УДК 620.197:621.643.001.24

Расчет блуждающих и защитных токов в трубопроводной сети. Ткаченко В. Н. — «Электричество», 1982, № 3.
Рассмотрен метод расчета распределения потенциала и тока при электрохимической защите от коррозии, предназначенный для трубопроводной сети произвольной конфигурации с цепями связи сложной структуры, построенной на принципах диактопии, позволяющий качественно улучшить методику проектирования электрохимической защиты городских коммутаций и других подземных сетей. Библи. 4.

УДК 621.318.563.001.24

К анализу точности реле активного тока. Козлов В. Н., Лямец Ю. Я. — «Электричество», 1982, № 3.
Определена методическая погрешность измерения активного тока схемой сравнения абсолютных значений двух величин. Произведен анализ погрешности срабатывания реле, обусловленной фильтрацией постоянной составляющей выходного напряжения измерительного преобразователя активного тока однофазным RC-фильтром. Библи. 3.

УДК 621.315.616.9:678.742.2

Влияние частоты воздействия импульсного напряжения на время до пробоя полиэтилена. Скворская И. И., Сотников В. Г., Ушаков В. Я. — «Электричество», 1982, № 3.
Приведены результаты экспериментальных исследований по влиянию частоты следования импульсов на время до пробоя полиэтиленовых образцов в системе электродов игла — плоскость. Показано, что зависимость времени до пробоя от частоты имеет минимум, который при увеличении амплитуды импульса смещается в область низких частот. С ростом частоты уменьшается влияние полярности электрода-острия. Результаты экспериментов не противоречат имеющейся модели тринга в полимерах, уточняют и подтверждают некоторые закономерности этого процесса. Библи. 6.

УДК 621.315.61.048.1

О создании высоковольтной оксидной изоляции. Чернышев В. В., Швецов Г. И. — «Электричество», 1982, № 3.
Показано, что процесс оксидной изоляции так называемого «барьерного типа» существенно зависит от условий ее образования. Рассмотрено влияние состава и температуры электролита в котором проводится окислительное, а также гидростатического давления и предварительной обработки поверхности металла на рост оксидной диэлектрической пленки окиси алюминия. Библи. 7.

УДК 621.315.614

Метод исследования сравнительной стойкости электроизоляционных материалов к поверхностным частичным разрядам. Иерусалимов М. Е., Ильенко О. С., Виноградный А. Н. — «Электричество», 1982, № 3.
Разработан новый метод исследования сравнительной стойкости изоляции к поверхностным частичным разрядам, при котором используются максимально жесткие воздействия частичных разрядов на диэлектрик. Метод позволяет существенно сократить время испытания и повысить его надежность. Библи. 5.

УДК 621.316.995.001.24

О влиянии покрытий пластинчатых электродов на сопротивление растеканию между ними. Ивлиев Е. А., Иоссель Ю. Я. — «Электричество», 1982, № 3.
Рассмотрены способы учета покрытий при расчете сопротивления растеканию между электродами в форме пластин. Приведены результаты численных расчетов сопротивления растеканию между одинаковыми квадратными пластинами при заданном удельном поперечном сопротивлении покрывающей их пленки. Полученные результаты позволяют также учесть изменение сопротивления растеканию между пластинами за счет их электрохимической поляризации (при нахождении электродов во влажной среде). Библи. 5.

УДК 621.314.25.001.24

Анализ электромагнитных процессов многофазных преобразователей методом разностных уравнений. Вейгандт В. Я. — «Электричество», 1982, № 3.
В результате приведения многофазного преобразователя со сложной структурой питающего трансформатора к эквивалентной расчетной схеме простого вида и использования метода разностных уравнений определяются зависимости переходного и установившегося процессов. Дан пример расчета, показывающий возможность использования полученных зависимостей для аналитических исследований. Библи. 4.

УДК 621.317.714

Измерение токораспределения в параллельных цепях с помощью секционированного пояса Роговского. Григорьев И. Н. — «Электричество», 1982, № 3.
На основе использования секционированного пояса Роговского показана возможность определения токов в параллельных цепях, расположенных в местах, недоступных для непосредственного подсоединения каких-либо датчиков (например, в многоканальных газоразрядных приборах, разрядниках). Получены расчетные формулы, введено понятие разрешающей способности секционированного пояса Роговского. Библи. 8.

УДК 621.315.1.027.89:621.316.316.932

Грозозащитные характеристики линий электропередач сверхвысокого напряжения с тросовой защитой. Майкопар А. С. — «Электричество», 1982, № 3.
Приведено сопоставление расчетов грозоупорности по методике СЭВ с данными опыта эксплуатации линий, полученно их удовлетворительное совпадение. Выполнен анализ грозоупорности линий электропередач 750—1800 кВ на порталных опорах с тросовой защитой.
При оценке вероятности прорыва молнии на провода мимо тросов учтена ориентация молнии с помощью физически обоснованной экстраполяции разрядных напряжений промежутков с существенным снижением вероятностей прорыва при возрастании защитного уровня линий. Приведены зависимости вероятностей прорыва для защитных уровней до 25—30 кА, характерных для линий до 500 кВ и для уровней 40—65 кА линий 750—1800 кВ. Библи. 14.

УДК [621.391.82.029.5:621.315.1].001.24

Методика расчета высокочастотных помех от короны в проводах линий электропередачи. Шарин Ю. П. — «Электричество», 1982, № 3.
Приведена методика расчета уровней высокочастотных помех от короны для ВЛ любой длины с учетом реальных условий, когда нагрузка по концам ВЛ не равна волновому сопротивлению, а сама ВЛ может иметь пункты неоднородности, близко расположенные к ее концам. Библи. 5.

УДК 621.313.2.017.2.001.24

Метод расчета реактивной э. д. с. и добавочных коммутационных потерь в обмотке якоря машин постоянного тока. Латышева В. А., Мещенина М. П., Пашкевич В. И., Фетилов В. В. — «Электричество», 1982, № 3.
На основе схем замещения секций обмотки якоря предложен метод расчета реактивной э. д. с. и добавочных коммутационных потерь с учетом вихревых и контурных токов в обмотке якоря машин постоянного тока. Приведенные результаты расчета позволяют количественно оценить степень влияния конструкции секции на эти величины. Показано, что в крупных машинах постоянного тока вихревые и контурные токи могут уменьшить реактивную э. д. с. на 20% и более, а добавочные коммутационные потери могут быть соизмеримы с основными потерями в обмотке якоря. Библи. 14.