

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО



1974

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

8

КОММУНИЗМ — ЭТО ЕСТЬ СОВЕТСКАЯ ВЛАСТЬ
ПЛЮС ЭЛЕКТРИФИКАЦИЯ ВСЕЙ СТРАНЫ (Ленин)

ЖУРНАЛ
ОСНОВАН
в 1880 г.

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

8
1974
АВГУСТ

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

УДК 621.311:621.398

Телеинформация в автоматизированных системах диспетчерского управления

БОГДАНОВ В. А., СОВАЛОВ С. А., ЧЕРНЯ Г. А.

ЦДУ ЕЭС СССР

Создаваемые в энергетике автоматизированные системы диспетчерского управления предъявляют новые требования к количеству и качеству информации о режимах работы энергосистем и энергобольшинствий. Структурный состав, объем и целесообразные способы передачи информации определяются принятой территориально-временной иерархией диспетчерского управления, структурой и составом используемых технических средств, применяемыми алгоритмами и программами, а также периодичностью и допустимым временем решения отдельных задач управления режимами работы энергосистем.

Существующая система диспетчерского управления представляет собой сложную иерархическую структуру с большим числом звеньев:

Центральное диспетчерское управление Единой энергосистемы — ЦДУ ЕЭС СССР;

территориальные объединенные диспетчерские управления объединенных энергосистем — ОДУ ОЭС;

диспетчерские пункты энергосистем — ДП ЭС;
дежурные инженеры электростанций и диспетчеры сетевых предприятий.

Поэтому автоматизированная система диспетчерского управления Единой энергосистемы (АСДУ ЕЭС СССР) создается как иерархическая многоуровневая система, в составе которой предусматривается организация:

Главного вычислительного центра ЦДУ ЕЭС СССР;

зональных вычислительных центров при ОДУ ОЭС;

вычислительных центров энергосистем;
автоматизированных систем управления электростанциями и районами электрических сетей.

Задачи диспетчерского управления могут быть разделены на следующие основные группы:

контроль текущего режима и ретроспективный анализ развития аварий;

© «Электричество», 1974

оперативное прогнозирование и оптимизация предстоящих режимов;

управление нормальными режимами и, в первую очередь, регулирование частоты и перетоков активной мощности;

управление переходными и аварийными режимами энергосистем.

В отличие от двух первых групп диспетчерских задач, решение которых осуществляется с обязательным участием человека-диспетчера (автоматизированное управление), эффективное управление нормальными и особенно переходными и аварийными режимами энергосистем возможно только с помощью автоматических систем.

По мере создания и совершенствования АСДУ будет осуществляться переход к автоматическому управлению режимами энергосистем с помощью ЦВМ. В первую очередь цифровое управление будет внедряться в централизованной системе автоматического регулирования частоты и ограничения перетоков активной мощности (АРЧМ), что позволит оптимизировать и автоматически корректировать уставки и основные ограничения по условиям надежности и экономичности режимов.

В работе рассматриваются вопросы организации сбора и передачи телесигнализаций (ТС) состояния коммутационной аппаратуры и телеметрий (ТИ) текущих значений параметров режима, необходимых для решения задач автоматизированного управления режимами энергосистем и автоматического регулирования частоты и перетоков активной мощности.

Опыт эксплуатации в энергетике различных устройств и систем телемеханики показывает, что наиболее эффективными в отношении количества используемых каналов связи, информационной емкости, а также точности и достоверности передаваемой информации являются многоканальные кодоимпульсные устройства телемеханики, из которых

наибольшее распространение в энергетике в настоящее время получили устройства типа «МКТ» и «Стимул». Многоканальные кодо-импульсные устройства телемеханики принципиально обеспечивают два основных режима передачи информации: циклический и спорадический. Наиболее просто реализуется спорадическая передача ТС.

Так, например, система телемеханики «Стимул» обеспечивает при наличии обратного (служебного) канала связи спорадическую передачу ТС. В этом режиме нормально осуществляется циклическая передача только ТИ. Передача ТС начинается по вызову с диспетчерского пункта или в случае появления изменений в ранее переданной информации о состоянии двухпозиционных объектов. При этом после завершения передачи текущей посылки ТИ передатчик выдает посылку ТС и продолжает циклическую передачу ТС и ТИ до тех пор, пока по обратному каналу связи не придет сигнал-квитанция о правильном приеме ТС или не будет снят запрос на их передачу. Тогда происходит возврат к циклической передаче одних ТИ. Поэтому в спорадическом режиме цикл обновления телематрицы информации изменяется в пределах от T'_0 до T''_0 , где T'_0 — цикл обновления при передаче одних ТИ, а T''_0 — при передаче ТИ и ТС.

Состав и объем ТС, передаваемых с энергообъектов на разные уровни управления, определяются принятой иерархической структурой диспетчерского управления. С энергообъектов, находящихся в оперативном управлении диспетчера, необходимо передавать информацию о положении всей коммутационной аппаратуры. С энергообъектов, находящихся в оперативном ведении диспетчера, а также с объектов, необходимых для формирования полной информационной модели энергосистемы и ее связей с другими системами, достаточно передавать только обобщенную телематрицу, позволяющую оценить итоговое состояние основного оборудования без конкретизации схемы соединений.

Получение таких «обобщенных» ТС может осуществляться с помощью простейших логических дешифраторов, на вход которых подаются сигналы состояния всей коммутационной аппаратуры (выключателей, разъединителей и т. п.), а на выходе образуются сигналы, обеспечивающие определение состояния основного оборудования энергообъекта (включенное или отключенное состояние отходящих линий электропередачи, трансформаторов связи и т. п.). Если один и тот же энергообъект находится в оперативном управлении диспетчера низшего уровня управления и в то же время является объектом оперативного ведения диспетчера высшего уровня, то наиболее целесообразной представляется передача состава ТС на ДП низшего уровня управления, где должно осуществляться формирование «обобщенных» ТС и их передача на ДП высшего уровня.

Целесообразная достоверность, точность, скорость и надежность передачи телематриц (ТИ) определяются целым рядом показателей, среди которых особенно важными являются характер формирования, закон изменения во времени и значимость каждого телематрического параметра, определяемая его ролью в процессе управления.

Применение кодо-импульсных устройств для циклической передачи ТИ связано с необходимостью квантования сигнала измеряемой величины по уровню и времени. Это приводит к появлению погрешности, которая может быть оценена как сумма ошибок квантования по уровню (статическая ошибка) и дискретизации по времени (динамическая ошибка). В соответствии с [Л. 1] для наиболее часто применяемой ступенчатой интерполяции в случае несинхронного автоматического обращения к воспроизводимой информации при вводе ее в память ЦВМ суммарная среднеквадратичная ошибка, отнесенная к максимально возможному диапазону изменения телематрического параметра, равна:

$$\delta_{\text{сум}}^2 = \frac{1}{12\mu^2} + 2 \frac{D_x}{\Delta_x^2} \left[1 - \frac{1}{T_0} \int_{t_n}^{t_n + T_0} K_0(\tau) d\tau \right], \quad (1)$$

где μ — число квантов используемого аналого-цифрового преобразователя (АЦП); D_x — дисперсия телематрического параметра; Δ_x — шкала измерения, определяемая максимально возможным диапазоном изменения телематрического параметра; T_0 — цикл обновления телематрицы; t_n — время передачи одного телематрического параметра по каналу связи; $K_0(\tau)$ — нормированная автокорреляционная функция телематрического параметра.

Для каждого кодо-импульсного устройства телемеханики среднеквадратичная ошибка квантования по уровню постоянна и зависит только от применяемого кода и числа информационных разрядов, используемых для передачи одного телематрического параметра. Поэтому при заданном значении $\sigma_{\text{сум}}$ и выбранном типе устройств телемеханики целесообразный цикл обновления определяется динамической составляющей суммарной ошибки, которая, как это видно из уравнения (1), зависит от статистических характеристик телематрических параметров.

Если все параметры передаются с равным циклом обновления, то требуемая скорость передачи ТИ по каналу связи

$$V = \gamma(n + d)r_0 T_{0\min}^{-1},$$

где γ — коэффициент избыточности, определяемый наличием специальных служебных слов (сообщений), обеспечивающих разделение отдельных циклов и синхронизацию передающего и приемного полукомплектов устройства телемеханики; n — число информационных разрядов слова, используемого для передачи одного телематрического параметра; d — число вспомогательных (защитных) разрядов слова; r_0 — число параметров, передаваемых устройством телемеханики; $T_{0\min}$ — наименьший для всех передаваемых параметров цикл обновления.

При этом параметры, расчетные циклы обновления которых превышают $T_{0\min}$, будут передаваться с избыточностью.

В отличие от циклической передачи в спорадическом режиме каждый последующий отсчет значения параметра должен осуществляться всякий раз, когда:

$$|x(t) - x(t_i)| \geq |\delta_k|_{\max},$$

где $x(t)$ — текущее значение телеметрируемого параметра; $x(t_i)$ — значение параметра, переданное в последнем отсчете; $|\delta_k|_{\max}$ — абсолютное значение максимально допустимой ошибки квантования параметра по уровню.

При этом максимальное значение динамической ошибки

$$|\delta_i|_{\max} \leq 2 |\delta_k|_{\max}.$$

Однако техническая реализация спорадической передачи ТИ в настоящее время затруднительна, так как на передающей и приемной сторонах в этом случае должны иметься устройства с развитой программной логикой, близкие по своим возможностям к процессору ЦВМ. Поэтому на данном этапе целесообразной представляется передача ТИ с переменным периодом дискретизации, когда цикл обновления каждого из параметров определяется по его наиболее стабильным статистическим характеристикам. Статистическая обработка таких параметров режима, как активная мощность электростанций, уровни напряжения контролируемых узлов и перетоки активной мощности по межсистемным связям, показала, что они могут быть отнесены к случайному процессам, для которых условие стационарности [Л. 2] выполняется только для автокорреляционной функции.

Вычисление статистических характеристик указанных выше параметров производилось по их численным значениям в фиксированные моменты времени, отстоящие друг от друга на одну и ту же величину $\Delta t = 1$ мин. Численные значения параметров образовывали матрицу исходных данных размерностью p на q , столбцевые элементы которой соответствовали одинаковым временным сечениям каждой из p рассмотренных реализаций, а строчные — q последовательным значениям одной реализации. При этом в качестве реализаций рассматривались графики изменения параметров в течение одного и того же часа для нескольких рабочих суток (со вторника на пятницу). Внутри каждого суток выбирались часовые интервалы с наибольшей изменчивостью параметров. Таким образом, размерность матриц исходных данных составляла 4×60 .

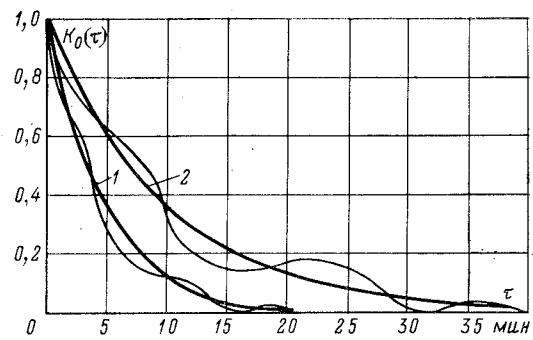
Математическое ожидание параметра в каждый момент времени t_i определялось выражением

$$M_{xi} = \frac{1}{p} \sum_{l=1}^p x_{il}.$$

Для любых двух сечений случайного процесса, отстоящих друг от друга на время $\tau = t_j - t_i$, значение автокорреляционной функции в соответствии с [Л. 3] определялось выражением

$$K(t_i, t_j) = \frac{1}{n-1} \sum_{l=1}^p [x_{il} - M_{xi}] [x_{jl} - M_{xj}].$$

Перебором всех возможных сочетаний i и j определялась квадратная матрица значений автокорреляционной функции $K(t_i, t_j)$, симметричная относительно главной диагонали. Значения автокорреляционной функции $K(\tau)$ для каждого из рассмотренных параметров определялись усреднением соответствующих одинаковым значениям τ элемен-



Нормированные автокорреляционные функции.

1 — перетоков активной мощности по межсистемным связям, а также активной мощности электростанций, осуществляющих автоматическое регулирование частоты и перетоков активной мощности (АРЧМ); 2 — напряжения в контролируемых узлах сети и активной мощности электростанций, не участвующих в АРЧМ.

тов матрицы $K(t_i, t_j)$, расположенных вдоль главной диагонали [Л. 3]. Полученные нормированные автокорреляционные функции (рисунок) достаточно хорошо аппроксимируются экспоненциальными функциями

$$K_0(\tau) = e^{-\tau/T},$$

где T — постоянная времени.

Корреляционная функция вида e^z при $z \ll 1$ может быть представлена первыми двумя членами разложения ее в ряд

$$e^z = 1 + \frac{z}{1!} + \frac{z^2}{2!} + \dots$$

Тогда уравнение (1) может быть записано в виде

$$\delta_{*\Sigma}^2 = \frac{1}{12\mu^2} + \frac{D_x}{\Delta_x^2} \frac{T_0 + 2t_n}{T},$$

откуда следует, что

$$T_0 + 2t_n = \frac{\Delta_x^2 T}{D_x} \left(\delta_{*\Sigma}^2 - \frac{1}{12\mu^2} \right). \quad (2)$$

В большинстве современных кодо-импульсных устройств телемеханики используются АЦП с числом квантов $\mu \approx 200$. Для случая, когда суммарная среднеквадратичная ошибка $\delta_{*\Sigma} = 0,01$ на основании результатов описанной выше статистической обработки по уравнению (2) были проведены вычисления, результаты которых приведены в табл. 1.

Для передачи информации с переменными циклами обновления в многоканальных кодо-импульсных устройствах телемеханики целесообразно использовать схемы многоступенчатой коммутации [Л. 4], в которых к основному коммутатору подключаются дополнительные, так называемые субкоммутаторы. Основной коммутатор осуществляет опрос параметров, имеющих наименьший расчетный цикл обновления, и формирует обращения к субкоммутаторам, которые в свою очередь опрашивают параметры с циклом обновления, отличным от минимального. При каждом обращении основного коммутатора к субкоммутатору последний осуществляет опрос одного из закрепленных за ним параметров. Если емкость коммутатора обозначить через s_0 , то время передачи одного телеметрического сообщения

$$t_n = \frac{T_0 \min}{\gamma s_0}, \quad (3)$$

Таблица 1

Наименование параметра	Статистические показатели		$T_0 + 2t_u$, с·к
	$\Delta_x / \sqrt{D_x}$, о.е.	T , с·к	
Перетоки мощности по межсистемным линиям	10	300	2,9
Активная мощность станций, участвующих в АРЧМ	11	300	3,5
Активная мощность станций, не участвующих в АРЧМ	13	600	9,9
Напряжение в контролируемых узлах	19	600	21,2

а требуемая скорость передачи ТИ

$$V = \gamma(n + d)s_0 T_{\min}^{-1}$$

Чтобы обеспечить телепередачу значений параметров с требуемым циклом обновления, емкость каждого субкоммутатора должна выбираться из условия:

$$s_i = \frac{T_{0i}}{T_{0\min}}, \quad (4)$$

где T_{0i} — расчетный цикл обновления i -й группы параметров.

Обозначим:

$$\alpha_i = \frac{T_{0i} + 2t_u}{T_{0\min} + 2t_u}.$$

Тогда с учетом уравнений (3) и (4) можно записать:

$$\alpha_i = \frac{\gamma s_0 s_i + 2}{\gamma s_0 + 2},$$

откуда

$$s_i = \alpha_i + \frac{2(\alpha_i - 1)}{\gamma s_0}. \quad (5)$$

При этом s_i принимается равным ближайшему меньшему целому числу.

Большая часть существующих многоканальных кодо-импульсных устройств телемеханики выпускается емкостью на 10; 20 и 30 параметров. При этом среднее значение коэффициента избыточности $\gamma = 1,2$. Тогда требуемая емкость субкоммутаторов может быть определена из уравнения (5) по численным значениям α_i , определяемым из табл. 1. Результаты вычислений приведены в табл. 2.

Как видно из табл. 2, для телепередачи значений параметров с переменными циклами обновления существующие устройства телемеханики должны иметь два дополнительных субкоммутатора.

При этом основной коммутатор должен осуществлять опрос значений потоков мощности по линиям электропередачи, а также значений активной мощности станций, участвующих в АРЧМ. Суммарное число всех параметров, опрашиваемых основным коммутатором с циклом опроса $T_{0\min}$, равно:

$$r_0 = s_0 - 2.$$

Первый субкоммутатор должен иметь емкость $s_1 = 3$ и осуществлять опрос значений активной мощности станций, не участвующих в АРЧМ. Емкость второго субкоммутатора зависит от емкости основного коммутатора. Если емкость основного коммутатора $s_0 = 10$, то емкость второго субкомму-

татора $s_2 = 8$. При большей емкости основного коммутатора $s_2 = 7$.

В соответствии с рекомендациями МККТТ (Международного консультативного комитета телефона и телеграфа) применяемые в настоящее время для дискретной передачи информации модуляторы-демодуляторы (модемы), а также аппаратура вторичного уплотнения стандартных телефонных каналов связи реализуются на единых принципиальных и схемно-логических решениях с преимущественным использованием частотной модуляции. При использовании этого вида модуляции между скоростью передачи и необходимым спектром используемых частот существует прямая пропорциональная зависимость.

Передача информации с переменными циклами обновления обеспечивает более эффективное использование каналов связи, так как при одном и том же спектре частот осуществляется телепередача значений большего числа параметров. Суммарное число параметров, которое может быть передано по каналу связи с переменными циклами обновления, составляет $s_0 - 2 + s_1 + s_2$. Если телепередача осуществляется с равными циклами обновления, то по тому же каналу может быть передано s_0 параметров. Следовательно, эффективность использования канала связи тем выше, чем больше отношение:

$$\beta = \frac{s_0 - 2 + s_1 + s_2}{s_0}. \quad (6)$$

Передача ТИ с переменными циклами обновления приводит к уменьшению количества сообщений, передаваемых за единицу времени, и, следовательно, снижает загрузку ЦВМ, осуществляющих прием и обработку телемеханической информации. При передаче параметров, число которых равно $s_0 - 2 + s_1 + s_2$, с переменными циклами обновления расчетная скорость поступления сообщений в ЦВМ

$$c_1 = \frac{\gamma s_0}{T_{0\min}}.$$

Если то же количество параметров передается с циклом обновления $T_{0\min}$, то расчетная скорость поступления сообщений в ЦВМ равна:

$$c_2 = \frac{\gamma(s_0 - 2 + s_1 + s_2)}{T_{0\min}}.$$

Следовательно, загрузка ЦВМ приемом и обработкой ТИ обратно пропорциональна отношению (6).

Передача ТИ с циклами обновления, определяемыми по уравнению (2), обеспечивает на приемной стороне получение ряда численных значений, ступенчатая интерполяция которых дает наилучшую по минимуму среднеквадратичной погрешности аппроксимацию реального процесса. Такое представление реальных процессов, характеризующих

Таблица 2

Емкость коммутатора, s_0	Емкость субкоммутаторов, s_i		
	$\alpha_i = 1,2$	$\alpha_i = 3,4$	$\alpha_i = 7,3$
10	1,23	3,8	8,35
20	1,22	3,6	7,83
30	1,21	3,5	7,65

режим энергосистемы, обеспечивает автоматизированное (с участием человека) решение группы задач контроля текущего режима, оперативного прогнозирования и оптимизации предстоящих режимов.

Используемые в системах автоматического регулирования устройства телемеханики осуществляют передачу от объектов (электростанций и подстанций) телеметрических регулируемых параметров (ТИ), а в обратном направлении — соответствующих телекоманд (ТУ). Передача ТИ и ТУ должна осуществляться таким образом, чтобы обеспечить требуемое качество регулируемого процесса. Запаздывание между появлением возмущения на входе и соответствующей реакцией на выходе определяется постоянной времени контура регулирования, циклом обновления и временем передачи ТИ и ТУ, а также допустимыми отклонениями регулируемых параметров от заданной величины.

При этом между постоянной времени контура регулирования и частотой входного сигнала существует [Л. 5] приближенная зависимость:

$$f_{\max} \approx 1/T_k,$$

где f_{\max} — максимальная частота входного сигнала, на которую реагирует система автоматического регулирования; T_k — постоянная времени контура регулирования.

По сравнению с частотой межсистемные перетоки характеризуются более высокой скоростью и возможным диапазоном изменений. Наименьший период колебаний межсистемных перетоков, которые могут привести к нарушению устойчивой параллельной работы энергосистем и, следовательно, должны ограничиваться системой АРЧМ, составляет около 6 сек [Л. 6].

При ограничении перетоков активной мощности управляющее воздействие в системе АРЧМ формируется по закону:

$$F = \frac{1}{T_u} \int_0^t [P(t) - P_0] dt,$$

где T_u — постоянная интегрирования системы АРЧМ; $P(t)$ — текущее значение перетока мощности; P_0 — заданное значение перетока мощности.

В случае дискретной передачи ТИ с циклом обновления T_0

$$F = \frac{1}{T_u} \sum_{i=1}^{t/T_0} (P_i - P_0) T_0,$$

где P_i — значение перетока мощности, передаваемое устройством телемеханики в i -м отсчете.

При этом каждое значение P_i измеряется с суммарной погрешностью, максимальное значение которой [Л. 1] равно:

$$\delta_{\Sigma\max} = \delta_{k\max} + \delta_{i\max} = \left[\frac{1}{2\mu} + 2\pi f_{\max} T_0 \right] P_{\max},$$

где $\delta_{k\max}$ — максимальная погрешность квантования телеметрируемого параметра по уровню; $\delta_{i\max}$ — максимальная погрешность ступенчатой интерполяции; P_{\max} — максимально возможное (допустимое) значение перетока активной мощности.

Если передача ТИ и ТУ происходит с одинаковыми циклами обновления, то при появлении в мо-

мент времени t_0 отклонения перетока мощности от заданного значения соответствующее управляющее воздействие будет сформировано с погрешностью, максимальное значение которой за время $t=t_0+T_u$ составит:

$$\delta_{F\max} \approx \frac{1}{T_u} \sum_{i=t_0/T_0}^{t_0+T_u/T_0} \left[\delta_{k\max} T_0 + \frac{1}{2} \delta_{i\max} T_0 \right] = \\ = P_{\max} \left[\frac{1}{2\mu} + \pi f_{\max} T_0 \right].$$

Заданное значение перетока мощности P_0 выбирается меньше максимально возможного по условиям устойчивости на величину $B = (0,2 \div 0,3) P_{\max}$. Передача телеметрической информации в системе АРЧМ должна осуществляться с циклами обновления, обеспечивающими эффективное ограничение всех отклонений перетока мощности от заданной величины, которые могут привести к нарушению устойчивости параллельной работы энергосистем. Поэтому целесообразный цикл обновления телеметрической информации может быть определен из условия:

$$P_{\max} \left[\frac{1}{2\mu} + 2\pi f_{\max} T_0 \right] < B.$$

Так для случая, когда $B = 0,2 P_{\max}$, $f_{\max} = 1/6$ гц, $\mu = 200$, целесообразный цикл обновления $T_0 < 0,38$ сек.

Системы АРЧМ предъявляют повышенные требования к надежности и достоверности передаваемой телеметрической информации. Поэтому в настоящее время передача телеметрической информации, необходимой для системы АРЧМ, как правило, осуществляется отдельными комплектами специальной аппаратуры телемеханики, работающей по выделенным дублированным каналам связи.

С повышением надежности и расширением возможностей многоканальной кодо-импульсной аппаратуры телемеханики передача телеметрической информации, используемой для решения всех задач диспетчерского управления, целесообразно осуществлять единым комплексом технических средств, обеспечивающим передачу различных видов информации с соответствующими циклами обновления.

Выводы. 1. Система сбора и передачи телеметрической информации в АСДУ должна строиться с учетом существующей иерархической структуры диспетчерского управления.

2. Состав и количество телеметрической информации, передаваемой на каждый уровень диспетчерского управления, определяются из условия формирования информационной модели управляемой системы, необходимой и достаточной для решения оперативных и плановых диспетчерских задач.

3. Для передачи телеметрической информации целесообразно использовать многоканальные кодо-импульсные системы телемеханики, обеспечивающие передачу большого числа различных видов информации по одному каналу связи.

4. Передачу ТС целесообразно осуществлять в спорадическом режиме, т. е. только в случае изменения состояния (включения или отключения) оборудования. С объектов, находящихся в опера-

тивном управлении диспетчера, целесообразна передача ТС в полном объеме. С энергообъектов, находящихся в оперативном ведении диспетчера, целесообразно передавать только обобщенные ТС, обеспечивающие определение итогового (включенного или отключеного) состояния объекта.

5. Передачу ТИ целесообразно осуществлять в спорадическом режиме. Однако в связи с отсутствием в настоящее время серийной аппаратуры телемеханики, обеспечивающей этот режим передачи ТИ, и определенными аппаратными трудностями его реализации, целесообразно применять циклическую передачу ТИ с разными циклами обновления, определяемыми статистическими свойствами телеметрируемых параметров и суммарной допустимой погрешностью их передачи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Малов В. С., Дмитриев В. Ф. Кодо-импульсные телемерительные системы. М., «Энергия», 1969, 1192 с.
2. Бернштейн С. Н. Теория вероятностей. М.—Л., ОГИЗ, 1946, 556 с.
3. Вентцель Е. С., Овчаров Л. А. Теория вероятностей. М., «Наука», 1969, 368 с.
4. Справочник по телеметрии. Пер. с англ. под ред. Грюнберга Э. Л. М., «Машиностроение», 1971, 482 с.
5. Справочник по системотехнике. Под ред. Макола Р. М., «Советское радио», 1970, 688 с.
6. Кучкин М. Д., Соловьев С. А. Основные режимные требования к регулированию межсистемных перетоков и принципы регулирования.— В кн.: Автоматическое регулирование перетоков мощности по межсистемным связям. М.—Л., «Энергия», 1965, с. 49—97.

[15.1.1974]



УДК [621.311.4:621.316.1].062.8.019.34

Выбор схемы присоединения упрощенных подстанций к ВЛ 110—220 кв с учетом надежности электроснабжения и транзита мощности

Канд. техн. наук ЦИРЕЛЬ Я. А.
Ленинград

Характерной особенностью электрических сетей 110—220 кв является двоякое их назначение: продолжая в большинстве энергосистем играть роль системообразующих (магистральных) связей, они в последние годы все больше совмещают эту функцию с функцией сетей распределительных. В связи с развитием второй функции в сетях этого напряжения имеет место значительный рост числа подстанций, присоединяемых по упрощенной схеме, т. е. без выключателей или с уменьшенным числом выключателей на стороне высшего напряжения.

Методика технико-экономического обоснования выбора схемы присоединения упрощенных подстанций, включая расчеты надежности, рассмотрена в [Л. 1—3]. Однако эти работы не учитывают названной выше двойкой роли сетей 110—220 кв и, в частности, ограничиваясь определением надежности электроснабжения потребителей, питающихся от упрощенных подстанций, не рассматривают влияние схемы подстанции, присоединяемой к магистральной линии, на надежность транзита по линии мощности. Авторами указанных работ также недостаточно внимания уделяется специфике выбора схемы присоединения подстанций к ВЛ на двухцепных опорах, особенностью которых является проблема взаиморезервирования цепей и определения вероятности одновременного отказа обеих цепей;

не учитывается и недостаточная достоверность исходной информации о надежности элементов расчетной электрической схемы.

Целью статьи является уточнение методики выбора схемы присоединения упрощенных подстанций с учетом названных выше обстоятельств; при этом уточненная методика используется для сопоставления трех основных вариантов схемы присоединения к двухцепным ВЛ 110 кв упрощенных двухтрансформаторных подстанций, а именно: схема ответвления (без резервирующей перемычки между ответвлениями и с перемычкой) — рис. 1 и схема с заводом ВЛ (т. е. с секционированием линии) — рис. 2.

Так же, как и авторы [Л. 1—3], используем методику расчета надежности схем электроснабжения [Л. 4—6]. При этом полагаем, что показатели надежности являются величинами случайными и для конкретных участков сетей под влиянием обычно неучитываемых факторов могут значительно различаться, так что, вообще говоря, получаемые на основе обработки статистических данных величины показателей надежности зависят и от характера и

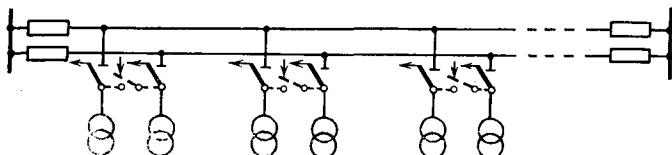


Рис. 1. Двухцепная ВЛ с присоединением подстанций по схеме ответвления (резервирующая перемычка между ответвлениями показана гунктиром; разъединители условно не показаны).

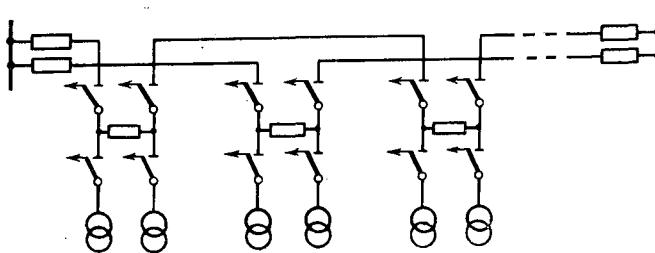


Рис. 2. Двухцепная ВЛ с присоединением подстанций в рассечку, с секционированием линии выключателем (разъединители, в том числе и шунтирующие выключатель, условно не показаны).

размеров исследованной выборки, и от принятой доверительной вероятности.

Вследствие этого в дальнейших расчетах будем оперировать не только средними величинами таких показателей надежности, как параметр потока отказов (или частота отказов — по установленвшейся в энергетике терминологии) и время восстановления (продолжительность планового ремонта), но и возможными пределами варьирования их значений, определенными отчасти по литературным данным, отчасти по данным статистики сети, в которой работает автор (см. табл. 1). Для ВЛ на двухцепных опорах, конструктивные особенности которых заставляют рассматривать отказы обеих цепей как события взаимозависимые, в табл. 1 указаны значения параметра потока отказов не только одной цепи, но и двух цепей одновременно.

Таблица 1

Показатель надежности	Элемент электрической схемы	Вид отказа или ремонта	Расчетное значение ($\times 10^{-3}$)		
			среднее	Границы интервалов	
			верхнее	нижнее	
Параметр потока отказов	Линия	Устойчивый одной цепи $\omega_{\text{л}1y}$, 1/км·год	8	10	6
	Линия	Неустойчивый одной цепи $\omega_{\text{л}1y}$, 1/км·год	16	30	2
	Линия	Устойчивый двух цепей $\omega_{\text{л}2y}$, 1/км·год	2,5	5	0
	Выключатель	В неподвижном состоянии $\omega_{\text{в.н}}$, 1/год	7	13	1
	Выключатель	При автоматическом отключении $\omega_{\text{в.о}}$, 1/срабатывание	4	7	1
	Отделитель	В неподвижном состоянии $\omega_{\text{o.н}}$, 1/год	3	5	1
	Отделитель	При автоматическом отключении $\omega_{\text{o.о}}$, 1/срабатывание	90	180	4
	Трансформатор	При автоматическом отключении $\omega_{\text{т}}$, 1/год	10	18	2
Продолжительность ремонта	Линия	Плановый $K_{\text{л.п}}$, 1/год	10	15	5
	Линия	Послеаварийный $K_{\text{л.а}}$, 1/км·год	3	5	0,5
	Выключатель	Плановый $K_{\text{в.п}}$, 1/год	5	9	1
	Выключатель	Послеаварийный $K_{\text{в.а}}$, 1/год	5	9	1
	Трансформатор	Плановый $K_{\text{т.п}}$, 1/год	5	9	1
	Трансформатор	Послеаварийный $K_{\text{т.а}}$, 1/год	60	100	20

Исходя из изложенного и используя приведенные в табл. 1 обозначения показателей надежности, можем написать следующие выражения для оценки вероятного ежегодного количества случаев прекращения электроснабжения потребителей одной из n подстанций, подключенных к ВЛ длиной l с двухсторонним питанием:

для схемы ответвления без резервирующей перемычки

$$\alpha_{\text{n}1} = \omega_{\text{л}2y} l + 2(K_{\text{л.п}} + K_{\text{л.а}} \omega_{\text{л}1y} l + K_{\text{т.п}} + \omega_{\text{т}} K_{\text{т.а}}) \times \\ \times \{l(\omega_{\text{л}1y} + \omega_{\text{л}1n} 2\omega_{\text{в.о}}) + \omega_{\text{т}} [1 + (n - 1)(\omega_{\text{o.о}} + 2\omega_{\text{в.о}})] + \\ + 2\omega_{\text{в.н}} + n\omega_{\text{o.н}}\}; \quad (1)$$

для схемы ответвления с резервирующей перемычкой

$$\alpha_{\text{n.p}1} = \omega_{\text{л}2y} l + 2(K_{\text{т.п}} + \omega_{\text{т}} K_{\text{т.а}}) (\omega_{\text{т}} + \omega_{\text{л}1y} \omega_{\text{o.о}} l) +$$

$$+ 2(K_{\text{л.п}} + K_{\text{л.а}} \omega_{\text{л}1y} l) \{l(\omega_{\text{л}1y} + 2\omega_{\text{л}1n} \omega_{\text{в.о}}) + \\ + 2[\omega_{\text{в.н}} + 2n\omega_{\text{o.н}} + \omega_{\text{т}} \omega_{\text{o.о}} + (n - 1)(\omega_{\text{o.о}} + 2\omega_{\text{в.о}}) \omega_{\text{т}}]\}; \quad (2)$$

для секционированной схемы

$$a_{\text{c}1} = 2(\omega_{\text{л}1y} + \omega_{\text{л}1n}) \omega_{\text{в.о}} \frac{2l}{n+2} + \omega_{\text{в.о}} + 2(\omega_{\text{в.н}} + 2\omega_{\text{o.н}} + \\ + \omega_{\text{т}}) \omega_{\text{в.о}} + (K_{\text{т.п}} + 2\omega_{\text{т}} K_{\text{т.а}}) \left(\omega_{\text{т}} + \frac{2l}{n+2} \omega_{\text{л}1y} \right) + \\ + 2(K_{\text{л.п}} + \omega_{\text{в.н}} K_{\text{в.а}}) \left(\omega_{\text{в.н}} + \omega_{\text{т}} \omega_{\text{o.о}} + \omega_{\text{л}1y} \frac{2l}{n+2} \right) + \\ + \left(K_{\text{л.п}} + K_{\text{л.а}} \omega_{\text{л}1y} \frac{2l}{n+2} \right) \frac{n}{2} \times \\ \times \left[\frac{2l}{n+2} (\omega_{\text{л}1y} + \omega_{\text{л}1n} \omega_{\text{в.о}}) + 4\omega_{\text{o.н}} + \omega_{\text{в.н}} + 2\omega_{\text{т}} \omega_{\text{o.о}} \right]. \quad (3)$$

При составлении выражений (1)–(3) учтена вероятность нахождения схемы как в нормальном, так и в ремонтном режимах. При этом в качестве ремонтных режимов для всех трех случаев приняты плановые и послеаварийные ремонты ВЛ и трансформаторов, а для схемы рис. 2 — также и секционных выключателей. Вероятность нахождения в ремонте линейных выключателей, отделителей и разъединителей не учитывалась (для линейного выключателя в предположении наличия на узловой подстанции обходных шин; для отделителя и разъединителя ввиду малой продолжительности ремонта).

Ввиду малой вероятности не учитывалась также возможность отказа разъединителя, короткозамыкателя или устройства релейной защиты и автоматики. Возможность наложения на ремонтный режим одновременных отказов более чем двух элементов схемы не принималась во внимание. При выводе выражения (3) рассмотрен самый тяжелый расчетный случай — подстанция рядом с источником питания, причем учтен наихудший вариант ремонтного режима, при котором из работы выведен участок ВЛ между рассматриваемой подстанцией и ближайшим источником питания.

Полученные выражения (1)–(3) чрезмерно громоздки и неудобны для практических расчетов. Однако их можно значительно упростить. Так, если принять для показателей надежности ω и K , входящих в эти выражения, средние значения по табл. 1, то для $l \geq 10$ км вне зависимости от числа подстанций с погрешностью не более 5% можно принять:

$$\alpha_{\text{n}1} \approx \alpha_{\text{n.p}1} \approx l [\omega_{\text{л}2y} + 2(K_{\text{л.п}} + K_{\text{т.п}}) \omega_{\text{л}1y}]; \quad (4)$$

$$a_{\text{c}1} \approx \omega_{\text{в.н}} + K_{\text{л.п}} \frac{n}{2} (4\omega_{\text{o.н}} + \omega_{\text{в.н}}) + \frac{2l}{n+2} \times$$

$$\times \left[2(\omega_{\text{л}1y} + \omega_{\text{л}1n}) \omega_{\text{в.о}} + \omega_{\text{л}1y} \left(K_{\text{т.п}} + \right. \right. \\ \left. \left. + 2\omega_{\text{т}} K_{\text{т.а}} + 2K_{\text{в.п}} + K_{\text{л.п}} \frac{n}{2} \right) \right]. \quad (5)$$

Оценим влияние возможных отклонений параметров ω и K от средних значений на точность приближенных выражений (4) и (5), использовав математический аппарат оптимального планирования эксперимента [Л. 7]. Для этого предварительно развернем исследуемое выражение (1), (2) или (3)

в полином, каждый член которого будем трактовать как некоторую функцию соответствующих показателей надежности, принимающую одно из двух крайних значений — максимальное при максимальной величине всех определяющих данный член полинома показателей надежности и минимальное при минимальной их величине. Таким образом, например выражение (1) при заданных значениях l и n преобразуется к виду:

$$a_{n1} = \sum_{i=1}^{29} x_i. \quad (6)$$

Далее записываем уравнение регрессии для a_{n1} :

$$a_{n1} = b_0 + \sum_{i=1}^{29} b_i \bar{x}_i. \quad (7)$$

Входящий в уравнение (7) свободный член b_0 определяем непосредственно из выражения (1) после подстановки в него средних величин показателей надежности, а коэффициенты b_i — как среднее из двух крайних значений соответствующего члена x_i .

Определив все коэффициенты, окончательно записываем уравнение регрессии, располагая его члены в порядке значимости коэффициентов, т. е. в форме ранжировочного ряда; при этом x_i выражаем через соответствующие показатели надежности (черта над обозначениями показателей надежности указывает, что в данном выражении, как следует из вышеизложенного, используются их нормированные величины, принимающие значения +1 или -1).

Так, например, для $l=20$ км и $n=2$ получаем (указаны только первые по значимости члены ранжировочного ряда):

$$a_{n1} \approx (55,8 + 50\bar{\omega}_{\text{л2y}} + 3,6\bar{K}_{\text{л.н}}\bar{\omega}_{\text{л1y}} + 1,92\bar{K}_{\text{т.п}}\bar{\omega}_{\text{л1y}} + + 0,40\bar{K}_{\text{л.н}}\bar{\omega}_{\text{в.н}} + 0,28\bar{K}_{\text{л.н}}\bar{\omega}_{\text{т}} + 0,23\bar{K}_{\text{т.п}}\bar{\omega}_{\text{в.н}}) 10^{-3}. \quad (8)$$

Проверка значимости коэффициентов полученного ряда по критерию Стьюдента при коэффициенте надежности 0,95 и дисперсии системы 5% от свободного члена приводит к заключению о незначимости членов ряда (8), имеющих коэффициенты, меньшие, чем $1,78 \cdot 10^{-3}$, т. е. всех членов, кроме первых четырех.

Аналогично при $l=100$ км и $n=10$ имеем:

$$a_{n1} \approx (279,6 + 250\bar{\omega}_{\text{л2y}} + 18\bar{K}_{\text{л.н}}\bar{\omega}_{\text{л1y}} + 9,6\bar{K}_{\text{т.п}}\bar{\omega}_{\text{л1y}} + + 5,2\bar{K}_{\text{л.н}}\bar{\omega}_{\text{л1y}}^2 + 0,80\bar{K}_{\text{л.н}}\bar{\omega}_{\text{о.о}} + 0,45\bar{K}_{\text{т.п}}\bar{\omega}_{\text{о.о}} + + 0,44\bar{K}_{\text{л.н}}\bar{\omega}_{\text{т}}\bar{\omega}_{\text{о.о}}) 10^{-3}. \quad (8a)$$

Здесь предельное значение коэффициента $8,9 \times 10^{-3}$, таким образом значимы также только первые четыре члена ряда, что подтверждает правомерность упрощенного выражения (4) не только при средних значениях, но и при обусловленных табл. 1 вариациях показателей надежности.

Ранжировочные ряды для a_{n1} несущественно отличаются от приведенных. Для a_{c1} имеем (пределное значение коэффициента $-0,45 \cdot 10^{-3}$ и приведены только значащие члены ряда):

$$a_{c1} \approx (10,8 + 7\bar{\omega}_{\text{в.н}} + 2,1\bar{\omega}_{\text{л1н}}\bar{\omega}_{\text{в.о}} + 0,76\bar{\omega}_{\text{л1y}}\bar{\omega}_{\text{в.о}} + + 0,45\bar{\omega}_{\text{в.н}}\bar{K}_{\text{л.н}} + 0,96\bar{\omega}_{\text{л1y}}\bar{K}_{\text{в.н}}) 10^{-3}, \quad (9)$$

При $l=100$ км и $n=10$ (пределная величина коэффициента $0,58 \cdot 10^{-3}$):

$$\begin{aligned} a_{c1} \approx & (13,8 + 7\bar{\omega}_{\text{в.н}} + 3,5\bar{\omega}_{\text{л1н}}\bar{\omega}_{\text{в.о}} + 1,6\bar{\omega}_{\text{л1y}}\bar{K}_{\text{в.н}} + \\ & + 1,27\bar{\omega}_{\text{л1y}}\bar{\omega}_{\text{в.о}} + 0,8\bar{K}_{\text{л.н}}\bar{\omega}_{\text{о.о}} + 0,8\bar{\omega}_{\text{л1y}}\bar{K}_{\text{т.н}} + \\ & + 0,75\bar{\omega}_{\text{л1y}}\bar{K}_{\text{л.н}} + 0,5\bar{\omega}_{\text{в.н}}\bar{K}_{\text{л.н}}) 10^{-3}. \end{aligned} \quad (9a)$$

Таким образом, подтверждается адекватность приближенного выражения (5) при обусловленных табл. 1 вариациях показателей надежности.

Как следует из выражений (4) и (5), а также (8) — (9) на надежности упрощенных подстанций не оказывается надежность работы отделителя при автоматическом отключении (несмотря на принятые нами достаточно широкие границы вариаций величины $\omega_{\text{o.о}}$). С другой стороны, показатели надежности линий, выключателей и трансформаторов являются определяющими факторами. С этой точки зрения расчеты надежности следует базировать на достаточно достоверных данных о показателях надежности, вошедших в значащие члены выражений (8) и (9), и повышение надежности линий, выключателей и трансформаторов, в том числе сокращение продолжительности их ремонта — первоочередная задача.

Выражение (4) подтверждает справедливость вывода [Л. 3] о том, что увеличение числа присоединенных подстанций практически не влияет на вероятность погашения одной подстанции (при схеме рис. 1).

Вероятное ежегодное число случаев погашения всех n подстанций, подключенных к двухцепной ВЛ глухими ответвлениями,

$$a_{nn} = \omega_{\text{л2y}} l + 2(K_{\text{л.н}} + K_{\text{л.н}}\omega_{\text{л1y}}l)[2\omega_{\text{в.н}} + n\omega_{\text{o.o}} + + l(\omega_{\text{л1y}} + \omega_{\text{л1y}}2\omega_{\text{в.о}}) + (n-1)(\omega_{\text{o.o}} + 2\omega_{\text{в.о}})\omega_{\text{т}}] \quad (10)$$

или с погрешностью менее 1% при $l \geq 10$ км

$$a_{n,n} \approx l(\omega_{\text{л2y}} + 2K_{\text{л.н}}\omega_{\text{л1y}}). \quad (11)$$

Как следует из сопоставления (4) и (11), вероятность полного погашения всех подстанций, подключенных к данной ВЛ, лишь на несколько процентов ниже вероятности погашения одной подстанции (см. табл. 2).

При секционированной схеме (рис. 2), естественно, вероятность одновременного погашения всех n подстанций ничтожно мала.

Из (4) следует, что наличие резервирующей перемычки практически не оказывается на надежности двухтрансформаторных подстанций — при условии, что единственный оставшийся в работе в аварийном или ремонтном режимах трансформатор способен с учетом допустимых перегрузок, а также с учетом возможного резервирования от

Таблица 2

Длина линии, км	Ожидаемое число перерывов электроснабжения ($\times 10^{-3}$, 1/год)				
	Несекционированная схема		Секционированная схема для одной подстанции при		
	для одной подстанции a_{n1}	для всех подстанций a_{nn}	$n=2$	$n=4$	$n=10$
20	55(4,8)	49(3,2)	9,6	8,8	8,8
50	137(12)	133(8)	17	15	14
100	274(24)	265(16)	27	23	20

других источников питания обеспечить электроснабжение всех потребителей подстанции. Для двухтрансформаторных подстанций, на которых не соблюдается указанное условие, а также для всех однотрансформаторных подстанций введение в схему перемычки безусловно целесообразно.

С другой стороны, секционирование ВЛ значительно (в 5,7—13,7 раза) снижает вероятность погашения отдельной подстанции, причем это снижение, как следует из табл. 2, тем больше, чем длинее ВЛ и чем больше число подстанций, т. е. чем больше точек секционирования линии. Таким образом, какие-либо ограничения общего числа подстанций, подключаемых по схеме рис. 2, не оправданы.

Заметим, что как следует из выражения (5), надежность питания подстанций при секционированной схеме не зависит от вероятности одновременного отказа обеих цепей ω_{l2y} ; в то же время для надежности питания подстанций при несекционированной схеме величина ω_{l2y} является определяющей.

Для того чтобы охарактеризовать влияние вероятности одновременного отказа двух цепей, в табл. 2 в скобках приведены значения a_{n1} и a_{n2} , рассчитанные для случая, когда ω_{l2y} обращается в нуль (т. е. когда в выражениях (1), (3) и (10) опущено первое слагаемое).

Так как линии с двусторонним питанием обычно используются не только для передачи мощности к промежуточным подстанциям, но и для целей транзитной передачи от одного узла сети к другому, при выборе схемы присоединения к этим ВЛ промежуточных упрощенных подстанций следует оценить также и надежность транзита.

Можно показать, что для схемы с присоединением подстанций на ответвлениях (несекционированная ВЛ, рис. 1) вероятное ежегодное число случаев устойчивого разрыва транзита по одной цепи

$$a_{(1tr)n} \approx 4\omega_{v.n} + 2\omega_{l1y}l + n\omega_{o.n}, \quad (12)$$

а случаев устойчивого полного разрыва транзита (по обеим цепям)

$$a_{(2tr)n} \approx \omega_{l2y}l + K_{l..n}a_{(1tr)n}. \quad (13)$$

Соответственно для секционированной ВЛ (рис. 2)

$$a_{(1tr)c} \approx n(\lambda_{v..n} + 4\omega_{o..n}) + \frac{4l}{n+2}\omega_{l1y} + 4\omega_t(\omega_{o..o} + 2\omega_{v..o}); \quad (14)$$

$$a_{(2tr)c} \approx \frac{2l}{n+2}\omega_{l2y} + K_{l..n}a_{(1tr)c}. \quad (15)$$

В отличие от схемы присоединения подстанций на ответвлениях при схеме с секционированием ВЛ возможен случай разрыва транзита (в том числе и по обеим цепям) без прекращения электроснабжения потребителей подстанций.

Заметим также, что если надежность электроснабжения подстанций, как отмечалось выше, практически не зависит от надежности работы отделителя при операции отключения, то на надежности транзита мощности по одной цепи при секционированной схеме ВЛ величина $\omega_{o..o}$ оказывается заметным образом — по крайней мере при длине линии до 80 км. В частности, при $n=2$ и $l=20$ км член

выражения (14), содержащий параметр потока отказов $\omega_{o..o}$, составляет около 11% от величины $a_{(1tr)c}$, рассчитанной по средним величинам показателей надежности, приведенным в табл. 1. Ранжировочный ряд для этого случая (предельное значение коэффициента $1,06 \times 10^{-3}$ и приведены только значения члены полинома):

$$a_{(1tr)c} = (202 + 160\bar{\omega}_{l1y} + 24\bar{\omega}_{o..o} + 14\bar{\omega}_{v..n} + 6,5\bar{\omega}_t\bar{\omega}_{o..o}) 10^{-3} \quad (16)$$

также подтверждает существенность учета надежности работы отделителей.

На значениях надежности транзита мощности по двум цепям надежность работы отделителя практически не сказывается.

Как следует из результатов расчета вероятности разрыва транзита, приведенных в табл. 3 (в числителе — для секционированной схемы, в знаменателе — для несекционированной), для несекционированной схемы надежность транзита практически не зависит от числа присоединенных подстанций; с другой стороны, секционирование ВЛ повышает надежность транзита в 2—5 раз и степень повышения тем больше, чем длиннее линия и чем больше точек секционирования. Таким образом, и с точки зрения обеспечения надежности транзита нет оснований ограничивать число подстанций, присоединяемых к данной ВЛ даже при несекционированной схеме.

Как известно, основная часть отказов ВЛ приходится на период грозосезона, а плановые ремонты линий производятся в основном летом и ранней осенью. Частичное совмещение «пиков» потоков отказов и плановых отключений приводит к увеличению вероятностей прекращения электроснабжения потребителей и разрыва транзита в период грозосезона по сравнению со среднемесячной.

Так, если принять, что на период май — август приходится 80% годового числа отказов ВЛ и что плановые ремонты ВЛ производятся только с мая по октябрь, то среднемесячная вероятность разрыва транзита, рассчитанная для периода грозосезона, окажется при несекционированной схеме в 1,3—2,6 раза (в зависимости от длины линии и числа подстанций) выше, чем определенная в предположении равномерного в течение года распределения потоков ремонтов и отказов.

В ряде случаев помимо общего числа отказов требуется оценить суммарное время восстановления электроснабжения или транзита мощности, понимаемое в соответствии с ГОСТ 13377-67 как

Таблица 3

Режим	Длина линии, км	Вероятность разрыва транзита ($\times 10^{-3}$, 1/год) при числе подстанций		
		2	4	10
Разрыв транзита по двум цепям	20	32/55	22/55	12/55
	50	71/134	48/134	25/134
	100	134/269	89/269	46/270
Разрыв транзита по одной цепи	20	195/355	170/360	218/375
	50	444/849	347/856	327/875
	100	850/1664	618/1671	462/1690

суммарная продолжительность всех вынужденных простоев, вызванных отказами за расчетный период. По определению это время рассчитывается суммированием промежутков времени, необходимых для восстановления режима работы, эквивалентного режиму работы до отказа, причем суммирование охватывает все случаи отказа, имеющие место за расчетный период. Понятие эквивалентного режима работы вводится в связи с тем, что иногда для ускорения ликвидации последствий отказа целесообразнее вместо ремонта отказавшего элемента включить другой, ему равнозначный (например, при полном разрыве транзита вследствие наложения отказа одной линии на плановый ремонт другой может оказаться выгоднее восстановить транзит путем включения ремонтировавшейся линии, нежели путем поиска и устранения повреждения на отказавшей ВЛ). Назовем минимальный промежуток времени, необходимый для ввода в работу отказавшего или равнозначного ему элемента, временем аварийной готовности; как следует из вышеизложенного, это время может быть значительно меньше времени восстановления соответствующего элемента (табл. 4).

Расчетные формулы для определения суммарного времени восстановления T могут быть получены из приведенных выше упрощенных выражений для среднегодового числа отключений, для чего каждое из слагаемых выражений (4), (5), (11)–(15), определяющее вероятность события, вызывающего погашение подстанции или разрыв транзита, умножается на соответствующее время аварийной готовности.

Таким образом, имеем следующие выражения для определения времени восстановления при основных интересующих нас событиях.

Погашение одной подстанции при несекционированной схеме

$$T_{n1} = l\omega_{l2y}t_{l.a2} + 2\omega_{l1y}(K_{l.p}t_{l.p} + K_{t.p}t_t), \quad (17)$$

то же при ВЛ на одноцепных опорах:

$$T'_{n1} = 2l\omega_{l1y}(K_{l.p}t_{l.p} + K_{t.p}t_t). \quad (18)$$

Погашение всех n подстанций при несекционированной схеме:

$$T_{n.p} = l(\omega_{l2y}t_{l.a2} + 2K_{l.p}\omega_{l1y}t_{l.p}). \quad (19)$$

Погашение одной подстанции при секционированной схеме

$$T_{c1} = \omega_{b.n}t_b + K_{l.p}\frac{n}{2}(4\omega_{o.n}t'_o + \omega_{b.o}t_b) +$$

таблица 4

Наименование элемента	Время аварийной готовности		Примечание
	Обозначения	Расчетная величина, ч	
Трансформатор	t_t	1	
Выключатель	t_b	1	
Стделитель	t_o	1	
Отделитель	t'_o	3	С выполнением ремонта
Одна цепь ВЛ	$t_{l.p}$	4	При плановом ремонте
Одна цепь ВЛ	$t_{l.a}$	5	После отказа
Две цепи ВЛ	$t_{l.a2}$	13	После отказа

таблица 5

Время восстановления, ч	Длина линии и число подстанций					
	20 км			100 км		
	2	4	10	2	4	10
T_{n1}	0,26	0,26	0,26	1,32	1,32	1,32
T'_{n1}	0,014	0,014	0,014	0,072	0,072	0,072
$T_{n.p}$	0,26	0,26	0,26	1,31	1,31	1,31
T_{c1}	0,007	0,007	0,009	0,007	0,007	0,009
$T_{(1tr)p}$	1,65	1,67	1,72	8,05	8,07	8,12
$T_{(2tr)p}$	0,27	0,27	0,27	1,33	1,33	1,33
$T_{(1tr)c}$	0,89	0,71	0,70	4,09	2,84	1,76
$T_{(2tr)e}$	0,32	0,22	0,11	1,60	1,08	0,52

$$+ \frac{2l}{n+2} \left[2\omega_{l1}\omega_{b.o}t_b + \omega_{l1y} \left(K_{t.p}t_t + 2\omega_t K_{t.a}t_t + 2K_{b.p}t_b + \frac{K_{p.p}n}{2} t_{l.p} \right) \right]. \quad (20)$$

Разрыв транзита по одной цепи при несекционированной схеме

$$T_{(1tr)p} = 4\omega_{b.n}t_b + 2\omega_{l1y}t_{l.a} + n\omega_{o.n}t'_o, \quad (21)$$

то же по двум цепям:

$$T_{(2tr)p} = \omega_{l2y}t_{l.a2} + K_{l.p}T_{(1tr)p}. \quad (22)$$

Разрыв транзита по одной цепи при секционированной схеме

$$T_{(1tr)c} = n(\omega_{b.n}t_b + 4\omega_{o.n}t'_o) + \frac{4l}{n+2}\omega_{l1y}t_{l.a} + 4\omega_t(\omega_{o.o}t_o + 2\omega_{b.o}t_b), \quad (23)$$

то же по двум цепям:

$$T_{(2tr)c} = \frac{2l}{n+2}\omega_{l2y}t_{l.a2} + K_{l.p}T_{(1tr)c}. \quad (24)$$

Суммарное время восстановления (в часах), рассчитанное по (17)–(24) для средних значений показателей надежности, указанных в табл. 1 и 4, приведено в табл. 5.

Как следует из табл. 5, секционирование ВЛ снижает суммарное время восстановления электроснабжения на 1–2 порядка, т. е. оказывается значительно сильнее, чем на вероятности погашения подстанции, причем в отличие от величины a_{c1} величина T_{c1} слабо зависит от числа точек секционирования. Вместе с тем секционирование ВЛ снижает суммарную продолжительность разрыва транзита по одной цепи в 1,9–4,6 раза (при отказе одновременно двух цепей секционирование эффективно лишь при числе подстанций 4 и более).

Переходя к вопросу о предельном количестве упрощенных подстанций, которое допустимо присоединять к одной двухцепной ВЛ, напомним, что, как было показано выше, увеличение числа таких подстанций, подключаемых как по схеме рис. 1, так и по схеме рис. 2, практически не оказывается ни на вероятности погашения отдельной подстанции, ни на надежности транзита мощности по линии. Однако, если при погашении только одной подстанции обычно сохраняется возможность резервирования всех или почти всех потребителей от смежных подстанций по сети низшего напряжения, то при

одновременном погашении двух и более смежных подстанций реальная возможность подобного резервирования отсутствует.

В то же время, если при схеме рис. 2 вероятность одновременного погашения двух и более подстанций близка к нулю, то при схеме рис. 1, как следует из (11), очень велика вероятность одновременного погашения всех подстанций, подключенных к одной двухцепной ВЛ, когда, очевидно, резервирование от смежных подстанций практически не обеспечивается. Необходимо также считаться с тем, что при увеличении числа подстанций, а значит, вообще говоря, и мощности подключенных к одной несекционированной ВЛ потребителей, возрастет и общий народнохозяйственный ущерб, вызванный каждым случаем одновременного отключения обеих цепей.

В соответствии с [Л. 8] ущерб отдельного потребителя определяется числом ожидаемых перерывов электроснабжения и их длительностью:

$$U = U'_0 + U(a) = U''_0 + U(T), \quad (25)$$

где $U(a)$, $U(T)$ — соответственно зависящие от числа и продолжительности перерывов части ущерба; U'_0 , U''_0 — постоянная относительно a и T часть ущерба.

В случае секционированной схемы по рис. 2, как следует из вышеизложенного, практически необходимо считаться с возможностью погашения не более одной подстанции одновременно и, следовательно, ожидаемый суммарный народнохозяйственный ущерб за год определится как:

$$U_c = a_{ci} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{k_i} (1 - \kappa_{ij}) (1 - \kappa_i) U_{ij}, \quad (26)$$

где k_i — число потребителей i -й подстанции; κ_{ij} — доля потребителей i -й подстанции в общем значении возможного ущерба при полном погашении всех потребителей этой подстанции, которая резервируется от смежных подстанций, подключенных к той же двухцепной ВЛ; κ_i — доля потребителей i -й подстанции, резервируемая от других источников питания, не связанных с данной ВЛ.

В случае несекционированной схемы по рис. 1 ожидаемый ущерб за год, как следует из табл. 2, практически определяется числом случаев одновременного отключения обеих цепей:

$$U_n = a_{nn} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{k_i} (1 - \kappa_i) U_{ij}. \quad (27)$$

Максимальное число подстанций, которое допустимо подключить к одной двухцепной ВЛ без её секционирования, т. е. по схеме рис. 1, определится как такое, при котором расчетные затраты Z_c на секционирование (или в общем случае на резервирование потребителей от других источников) равны ожидаемому ежегодному снижению ущерба из-за погашения потребителей, полученному за счет секционирования ВЛ; иначе говоря, секционирова-

ние оправдано при таких значениях n , для которых выполняется условие:

$$U_n - U_c \geq Z_c. \quad (28)$$

Расчеты, выполненные с использованием выражений (25) — (28) для сетей 110—220 кв, показали, что в достаточно широком диапазоне удельных ущербов и мощности подстанций секционирование безусловно целесообразно при $n=2$ и более.

Выводы. 1. При сопоставлении различных вариантов схемы присоединения упрощенных подстанций наряду с вероятностью погашения одной подстанции следует рассматривать также и надежность работы всех подстанций, питающихся от данной ВЛ, учитывая возможность их одновременного обесточения. Для линий с двусторонним питанием при этом следует анализировать также и надежность транзита.

2. Расчетную надежность схемы необходимо характеризовать не только ожидаемым ежегодным числом отключений, но и суммарным временем восстановления электроснабжения и транзита.

3. Максимально допустимое число подстанций, подключаемых без секционирования ВЛ, может быть определено расчетом по предложенной выше методике.

4. Учитывая пониженную надежность двухцепных ВЛ, а также неудовлетворительную ремонтопригодность схемы рис. 1 из-за резко сниженной возможности резервирования потребителей при отключении обеих цепей ВЛ, присоединять к таким линиям упрощенные подстанции следует, как правило, только по схеме рис. 2.

5. При использовании статистических показателей надежности следует учитывать их вероятностный характер, анализируя влияние разбросов значений указанных параметров, например с использованием методики оптимального планирования эксперимента.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сатаров В. А. Анализ схем подключения современных упрощенных подстанций к электрическим сетям. — «Труды научно-технической конференции по обобщению опыта проектирования, строительства и эксплуатации подстанций без выключателей 35—500 кв» (сборник 2). М., 1967, с. 61—68.

2. Лисовский Г. С., Хейфиц М. Э. Главные схемы и электротехническое оборудование подстанций 35—500 кв. М., «Энергия», 1970, 362 с.

3. Магидсон Э. М., Якуб Ю. А. Оценка надежности упрощенных схем электрических соединений понижающих подстанций 110—220 кв. — «Электрические станции», 1972, № 5, с. 15—19.

4. Синчугов Ф. И. Выбор главных схем электрических соединений блочных электростанций. — «Электрические станции», 1967, № 5, с. 9—19.

5. Синчугов Ф. И. Вероятностный метод расчета надежности схем электрических соединений. — «Электрические станции», 1969, № 12, с. 38—41.

6. Усов С. В. и др. Вероятностно-статистическая оценка надежности при выборе схем электрических соединений. — «Электрические станции», 1968, № 6, с. 52—56.

7. Налимов В. В., Чернова Н. А. Статистические методы планирования экстремальных экспериментов. М., «Наука», 1965, 340 с.

8. Михайлов В. В. Надежность электроснабжения промышленных предприятий. М., «Энергия», 1973, 168 с.



О целесообразном выполнении трансформаторов тока с учетом их работы в переходных режимах

Канд. техн. наук СТОГНИЙ Б. С.

Институт электродинамики АН УССР

Трансформаторы тока (ТТ) с замкнутым ферромагнитным сердечником, применяемые в электрических сетях высокого напряжения, в большинстве случаев работают с допустимыми погрешностями только в установившихся режимах. Переходные процессы в этих ТТ и связанное с ними возрастание погрешностей определяются в основном апериодической составляющей первичного тока и остаточной индукцией в сердечнике. Расчеты и экспериментальные исследования показывают, что при коротких замыканиях в современных энергосистемах возможны увеличения токовой погрешности ТТ до 80% при действии первого из указанных факторов, относительного значения амплитуды тока намагничивания до 90% в первый полупериод — при действии второго и токовой погрешности до 90% — при их совместном действии. Это вынуждает снижать чувствительность и увеличивать время срабатывания защит. В некоторых случаях эти обстоятельства не позволяют обеспечить их селективность.

Назрела необходимость создания новых ТТ, обеспечивающих допустимые погрешности релейных выходов в установившихся и переходных режимах, а также высокий класс точности измерительных выходов. Решение этой задачи возможно на основе использования новых методов. Перспективными являются оптико-электронные ТТ. По-прежнему интерес представляют предложения по использованию радио- и лазерной техники, высоковольтной емкости для высокочастотной связи с потенциалом земли и др. Общим недостатком этих устройств является обычно несоответствие их технических характеристик требованиям, предъявляемым существующими и разрабатываемыми устройствами релейной защиты. Чаще всего это незначительная выходная мощность, пониженная надежность, более сложная эксплуатация.

Как показали исследования, задачу создания новых ТТ можно успешно и в короткие сроки решить на основе электромагнитного принципа и традиционного выполнения высоковольтной изоляции между обмотками. Можно предполагать, что при успешном решении задачи создания ТТ с использованием новых методов электромагнитные ТТ также будут иметь свои предпочтительные области применения, определяемые некоторыми качествами (простотой, высокой надежностью, большой отдаваемой мощностью), которые не всегда можно обеспечить при использовании новых методов. Настоящая статья посвящена сравнительному рассмотрению способов выполнения ТТ на электромагнитном принципе, главным образом напряжением 330 кВ и выше, с учетом предъявляемых к ним требований, учитывающих переходные режимы.

Требования к релейным выходам ТТ могут предусматривать только одно максимально допустимое значение погрешностей ($\epsilon_{\text{доп}}$, $f_{\text{доп}}$, $\delta_{\text{доп}}$) во всех режимах, для работы в которых предназначен ТТ. Это значение определяется наиболее тяжелым переходным режимом. Во избежание чрезмерного

увеличения размеров ТТ погрешности могут задаваться большими (например, $\epsilon_{\text{доп}} = 10-25\%$). Однако для некоторых защищ желательно обеспечить также небольшие погрешности в установившихся режимах (например, класс точности 3 либо 1 релейных выходов). Поэтому наряду с погрешностями $\epsilon_{\text{доп}}$, $f_{\text{доп}}$ и $\delta_{\text{доп}}$, определяемыми переходным режимом, требования к ТТ могут предусматривать значительно меньшие значения погрешностей в установившихся режимах (ϵ , f_i , δ). Под погрешностями ТТ в переходном режиме ниже подразумевается, как и в установившемся режиме, погрешность трансформации синусоидальной составляющей первичного тока рабочей частоты.

Методы улучшения работы ТТ с учетом переходных режимов. С некоторой условностью методы можно разделить на четыре группы в соответствии со следующими предпосылками, которые могут быть положены в их основу: 1) создание путей прохождения для апериодической составляющей первичного тока, помимо ветви намагничивания ТТ; 2) увеличение магнитной проницаемости сердечника в режиме насыщения; 3) снижение остаточной индукции; 4) ограничение максимального уровня рабочей индукции в сердечнике ТТ уровнем индукции насыщения.

Методы первой группы могут быть реализованы с помощью внешних по отношению к ТТ устройств (предвключенных либо послевключенных), например, индуктивностей, воздушных ТТ, активно-реактивных фильтров [Л. 2—5]. Все они содержат элемент с небольшим сопротивлением для апериодической составляющей первичного тока, шунтирующий ветвь намагничивания ТТ. Достоинством внешних устройств является возможность их использования на существующих трансформаторах без изменения конструкции последних. Однако они только частично снижают влияние апериодической составляющей, не устраняют влияние остаточной индукции и добавляют еще одну ступень преобразования тока, усложняющую конструкцию ТТ. Предвключенные устройства, которые являются наиболее эффективными из них, существенно затрудняют также достижение измерительных целей. Все это не позволяет создать рациональную конструкцию новых ТТ с высокими техническими показателями. Применение внешних устройств целесообразно на эксплуатируемых ТТ, когда такое решение является вынужденным.

Методы второй группы исходят из необходимости насыщения замкнутого ферромагнитного сердечника ТТ в переходных режимах. В связи с этим предлагалось [Л. 6] применять для сердечников ТТ горячекатаную либо другую сталь (кривая II на рис. 1) с большей, чем у холоднокатаной (кривая I), магнитной проницаемостью в режиме насыщения. В сердечниках из этой стали остаточная индукция так же меньше, чем из холоднокатаной. Применение стали Э11 вместо Э310, например, по данным [Л. 6] позволяет снизить погрешность ТТ

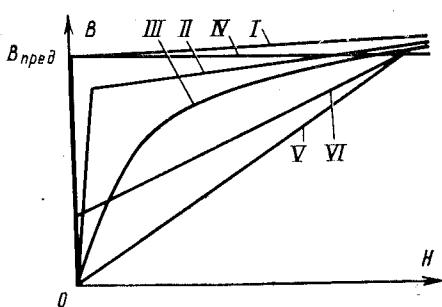


Рис. 1. Упрощенные кривые намагничивания сердечников ТТ различного выполнения.

при прочих равных условиях с 87 до 78%. Этот способ снижения погрешности прост и экономичен, однако малоэффективен. Более эффективным, но и более сложным способом является создание специальной стали [Л. 7], например, характеризующейся кривой III (рис. 1). Однако и в этом случае снизить погрешность в достаточной мере не представляется возможным без значительного увеличения сечения сердечника ТТ. Существенным недостатком обоих способов является значительное изменение величины погрешности (от нуля до десятков процентов) в зависимости от первичного тока и нагрузки, что может существенно затруднить создание совершенных защит.

Третья группа методов исходит из необходимости устранения влияния остаточной индукции, которую иногда считают основной причиной нестабильности трансформации тока в переходных режимах. Для ее устранения можно применять небольшой зазор (в соответствии с [Л. 1] $l_3/l_{\text{ст}}=0,002$), кратковременное интенсивное управляемое размагничивание. Использование методов, устраивающих влияние только остаточной индукции, целесообразно в сетях, где апериодическую составляющую можно не учитывать. В то же время некоторые из методов, эффективно снижающих влияние апериодической составляющей, например, большой зазор, практически полностью устраниют ее влияние.

В основу методов четвертой группы положено создание таких условий, при которых максимальная индукция в сердечнике ТТ ограничивается индукцией насыщения $B_{\text{пред}}$. Поскольку эти методы позволяют получить рациональную конструкцию ТТ с высокими техническими характеристиками, здесь они рассматриваются более подробно.

Снижение погрешностей ТТ ограничением уровня рабочей индукции. Если ТТ имеет линейную характеристику намагничивания, то в переходном режиме максимальное значение суммарной индукции больше ее переменной составляющей в m раз:

$$m = 1 + \frac{B_{\text{max}}}{B_m}, \quad (1)$$

где m — кратность увеличения индукции в переходном режиме; B_m , B_{max} — амплитуда периодической и максимальное значение апериодической составляющих индукции. Если в установившемся режиме индукция при предельной для ТТ кратности тока короткого замыкания равна $B_{\text{пред}}$ (кривая I на рис. 1), то в переходном ее можно ограничить этим уровнем, либо снизив сопротивление ветви вторич-

ного тока z_2 примерно в m раз, либо увеличив сечение сердечника во столько же раз, либо уменьшив первую и увеличив вторую величину так, чтобы произведение кратностей их соответствующего изменения было равно m . Первая возможность практически полностью использована. Снижение z_2 принципиально ограничено сопротивлением вторичной обмотки ТТ. Даже при ее закорачивании z_2 снижается лишь в несколько раз, тогда как кратность m для существующих ТТ достигает нескольких десятков. Увеличение сечения сердечников ТТ по сравнению с существующими без значительного усложнения технологии выполнения междуобмоточной изоляции, изготовления фарфоровой изоляции и изменения других важных решений практически возможно только примерно в 3—4 раза. Таким образом, простым снижением z_2 и увеличением сечения сердечника существующих ТТ ограничить индукцию в переходном режиме уровнем $B_{\text{пред}}$ не представляется возможным. Однако этими же способами можно обеспечить решение задачи, если снизить требуемую кратность m .

Если индукция в сердечнике с идеализированной кривой намагничивания I (рис. 1) не превышает уровень $B_{\text{пред}}$, ТТ имеет линейные характеристики. Используя выражение для тока намагничивания такого ТТ [Л. 1], полученное при первичном токе

$$i_1 = I_{1m} (\cos \omega t - e^{-\frac{t}{T_1}}), \quad (2)$$

где I_{1m} — амплитуда периодической составляющей первичного тока; T_1 — постоянная времени первичной цепи, кратность m можно выразить следующим образом:

$$m = 1 + \frac{i_{0a \text{ max}}}{I_{0m}} = \frac{(T_1 - T_2) \sqrt{1 + (\omega T')^2}}{T_1 \sqrt{1 + (\omega T_2)^2}} \times \\ \times \left[\frac{T_1}{T'} + \frac{T_1}{T'} \frac{(1 + \omega^2 T_2 T') (T' - T_1)}{(1 + \omega^2 T'^2) (T_1 - T_2)} \right]^{\frac{T'}{T' - T_1}} + 1, \quad (3)$$

где

$$T' = \frac{L_0 + L_2}{R_2}; \quad T_2 = \frac{L_2}{R_2}; \quad (4)$$

L_0 , L_2 — индуктивности ветвей намагничивания и вторичного тока; R_2 — активное сопротивление ветви вторичного тока.

На рис. 2 представлены зависимости $m=f(T')$ и $\epsilon=f(T')$ в предположении отсутствия отмотки

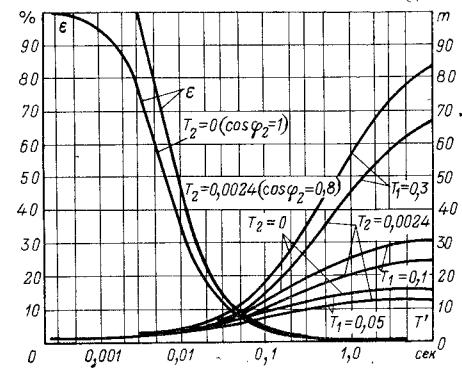


Рис. 2. Зависимость кратности увеличения индукции в переходном режиме m и полной погрешности по периодической составляющей ϵ от постоянной времени T' .

витков. У существующих ТТ при работе в ненасыщенной части кривой намагничивания обычно $T' > 1$ сек. Тогда в соответствии с кривыми рис. 2 при значениях $T_1 = 0,3$ сек и $T_2 = 0,0024$ сек, которые могут приниматься в качестве расчетных, $t > 45$, а значение ε меньше 1%. Если T' снизить до значения 0,03 сек, то $\varepsilon \approx 10\%$, а $t \approx 8$, если $T' = 0,015$ сек, то $\varepsilon \approx 25\%$, а $t \approx 4$. Полученные значения кратности t уже достаточно малы для того, чтобы обеспечить с помощью некоторого снижения нагрузки и увеличения сечения суммарную индукцию в сердечнике, не превышающую индукцию $B_{\text{пред}}$.

Как следует из (4), T' и, следовательно, t практически можно снизить уменьшением индуктивности ветви намагничивания L_0 . Последнее можно обеспечить шунтированием ее другой индуктивностью, например, внешней по отношению к ТТ, как это предусматривают упомянутые выше методы первой группы. Однако наиболее рационально и эффективно это достигается введением зазора в сердечник ТТ. В схеме замещения это отражается индуктивностью, включаемой параллельно индуктивности ветви намагничивания исходного ТТ со сплошным сердечником [Л. 1]. В отличие от упомянутых выше методов первой группы при этом не добавляется ступень преобразования тока, остаточная индукция устраняется практически полностью, при соответствующем выборе зазора и сечения обеспечивается независимость погрешностей ТТ от величины и состава первичного тока. При небольшом усложнении схемы и конструкции погрешности такого ТТ можно сделать незначительными и практически независимыми также от нагрузки.

О целесообразном выполнении ТТ с зазором. Применение ТТ с зазором в сердечнике впервые предложено в [Л. 8—10]. В этих статьях предлагалось, что во всех установившихся и переходных режимах ТТ должен иметь линейные характеристики благодаря соответствующим образом выбранному сплошному зазору и, таким образом, обеспечивать одинаковую погрешность измерения периодической составляющей первичного тока вплоть до максимального значения последнего. Однако в указанных публикациях преимущества ТТ такого выполнения были недостаточно обоснованы, не были решены многие вопросы расчета режимов, конструирования и выбора таких ТТ. Не рассматривалась также возможность каскадного ТТ.

Большой объем теоретических и экспериментальных исследований некаскадных ТТ со сплошным немагнитным зазором был проведен проф. Сиротой И. М. [Л. 1, 11 и 12]. Была определена минимальная допустимая по условию устранения влияния остаточной индукции величина относительного зазора (около 0,002). В отличие от [Л. 8—10], принималось, что нет необходимости стремиться к линейности характеристик трансформаторов со сплошным зазором во всех режимах его работы.

В последнее время рассматривается возможность выполнения прежде всего для каскадных ТТ, частичного зазора в сердечнике. В [Л. 13] его предлагается выполнять в виде отверстий. Целесообразно провести сравнение различных выполнений

ТТ для работы в переходных режимах, удовлетворяющих одинаковым техническим требованиям.

Для упрощения анализа воспользуемся кривыми рис. 2. Как уже указывалось, при $\varepsilon_{\text{доп}} = 10\%$ минимальная кратность увеличения сечения $t \approx 8$, при $\varepsilon_{\text{доп}} = 25\% - t = 4$. Очевидно, при увеличении сечения сердечника с идеализированной кривой IV (рис. 1), выбранного из условий установившегося режима, в t раз и выполнении в нем зазора $\left(\frac{l_3}{l_{\text{ст}}}\right)_{\varepsilon_{\text{доп}}}$, погрешность ТТ не превысит заданную величину $\varepsilon_{\text{доп}}$, а индукция — значение $B_{\text{пред}}$. Рабочий участок кривой намагничивания такого ТТ представляет собой прямую линию (идеализированная кривая V на рис. 1).

В действительности кривая намагничивания сердечника реального ТТ со сплошным зазором в ненасыщенной части не является идеальной прямой, что приводит к приращению погрешности $\varepsilon_{\text{доп},\text{min}}$, определенной в установившемся режиме, на величину $\Delta\varepsilon_{\text{доп}}$ при предельной кратности тока и наличии максимальной апериодической составляющей в токе намагничивания. Суммарная погрешность при этом должна быть равной $\varepsilon_{\text{доп}}$.

Расчеты с использованием кривых двойного намагничивания, а также тщательные экспериментальные исследования показали, что при заданном значении $\varepsilon_{\text{доп}}$ сечение сердечника из электротехнической стали со сплошным зазором при прочих равных условиях тем меньше, чем меньше допускается отклонение $\Delta\varepsilon_{\text{доп}}$ (исследования проводились при $\frac{l_3}{l_{\text{ст}}} \geq \frac{\Delta\varepsilon_{\text{доп}}}{\varepsilon_{\text{доп}}} > 0,02$). При малых значениях $\Delta\varepsilon_{\text{доп}}$

сердечник имеет практически линейную кривую намагничивания. В дальнейшем ТТ будем именовать линейным, если отклонение его погрешностей от минимальных их значений во всех режимах, для работы в которых он предназначен, на порядок меньше соответствующих минимальных значений погрешностей, и нелинейным — если отклонение погрешностей одного порядка с минимальными значениями либо значительно их превосходит. Преимуществом линейного ТТ является не только минимальное сечение сердечника, но и независимость погрешностей от первичного тока, отсутствие влияния остаточной индукции, простота анализа и расчета.

Важной задачей при конструировании линейного ТТ с зазором является определение по характеристикам исходного замкнутого сердечника уровня индукции $B_{\text{пред}}$ сердечника с зазором, при котором отклонение погрешности, например полной от минимальной $\varepsilon_{\text{доп},\text{min}}$, не превышает заданного небольшого значения $\Delta\varepsilon_{\text{доп}}$. Решение указанной задачи показало [Л. 14], что для изготовления сердечника линейных ТТ целесообразно применение высококачественной холоднокатаной стали (типа Э370). Значение $B_{\text{пред}}$ зависит от $\varepsilon_{\text{доп}}$ и величины зазора.

Для сердечников линейных ТТ из упомянутой стали при $\frac{\Delta\varepsilon_{\text{доп}}}{\varepsilon_{\text{доп}}} = 0,05$ и зазоре $\frac{l_3}{l_{\text{ст}}} > 0,02$ равно примерно 1,5 — 1,6 т.л.

Трансформатор тока с частичным зазором (идеализированная кривая намагничивания VI на рис. 1 в установившемся режиме короткого замыкания с кратностью $k_{уст}$ имеет незначительную погрешность $\varepsilon_{уст}$, которая обеспечивается неразрезанной частью сердечника. В переходном эта часть пасыщается, а допустимую погрешность $\varepsilon_{уст}$ при предельной кратности $k_{доп}$ обеспечивает часть сердечника с зазором. Поскольку обычно в установившихся режимах магнитная проницаемость части сердечника, имеющей зазор, будет примерно на один — два порядка меньше сплошной, а в наиболее тяжелых переходных — наоборот, сечение каждой из них с некоторым запасом можно выбирать независимо, пренебрегая проницаемостью другой части. Задача выбора разрезанной части и расчета переходных режимов работы ТТ при этом решается так же, как со сплошным зазором. Минимальное сечение получается при таком сплошном зазоре, который обеспечивает линейность ее характеристик во всех режимах. В целом сечение сердечника некаскадного ТТ с частичным зазором ненамного превышает сечение линейного ТТ. Приближенные численные соотношения можно определить следующим образом. Сечение разрезанной части будет примерно в m раз больше сечения ТТ, выбранного из условий установившегося режима. Сечение неразрезанной части приближенно можно считать пропорциональным кратности тока короткого замыкания $k_{уст}$, которая может задаваться меньшей максимальной $k_{доп}$. Тогда отношение сечения сердечника ТТ с частичным зазором $S_{ч.з}$ (с погрешностями $\varepsilon_{уст}$ и $\varepsilon_{доп}$ при кратностях соответственно $k_{уст}$ и $k_{доп}$) к сечению линейного ТТ $S_{л.з}$ (с погрешностью $\varepsilon_{доп}$ при кратности $k_{уст}$) и выбранного из условий установившегося режима $S_{уст}$ (с погрешностью $\varepsilon_{уст}$ при той же кратности тока $k_{доп}$, что и в переходном) приближенно равны:

$$\frac{S_{ч.з}}{S_{л.з}} = 1 + \frac{k_{уст}}{m k_{доп}}; \quad \frac{S_{ч.з}}{S_{уст}} = m + \frac{k_{уст}}{k_{доп}}.$$

Если $k_{уст} = k_{доп}$, то $\frac{S_{ч.з}}{S_{уст}} = m + 1$; $\frac{S_{ч.з}}{S_{уст}} = 1 + \frac{1}{m}$.

При $\varepsilon_{доп} = 25\%$, например, и $k_{уст} = k_{доп}$, $\frac{S_{ч.з}}{S_{уст}} \approx 5$, а

$$\frac{S_{ч.з}}{S_{л.з}} \approx 1,25.$$

В случае каскадного ТТ указанные соотношения получаются больше. Это обусловлено тем, что неразрезанная часть сердечника верхней ступени, которая должна обеспечить класс примерно 0,2 (при классе измерительного выхода ТТ 0,5), нагружена не только измерительным ТТ нижней ступени, но и всеми релейными ТТ. Это значительно затрудняет создание ТТ с частичным зазором, поскольку сечение сердечника линейного ТТ при задаваемых на практике технических требованиях в ряде случаев уже получается предельно допустимым при сохранении существующей конструкции и технологии изготовления ТТ. Сечение сердечника верхней ступени можно снизить, если часть сердечника, предназначенную для измерений, выполнить с небольшим зазором и скомпенсировать погрешность способом, указанным ниже. Такой сердечник в дальнейшем будем именовать с переменным зазором.

Что касается релейных сердечников нижней ступени двухступенчатого каскадного ТТ, то их целесообразно выполнять с небольшим сплошным зазором, обеспечивающим линейность характеристик. Последний выбирается большим из двух, определенных по условиям: 1) ограничения индукции уровнем $B_{пред}$; 2) практического устранения влияния остаточной индукции. При использовании холоднокатаных сталей по второму условию его можно выбирать равным $\frac{l_3}{l_{ст}} = 0,0015$. При этом обеспечивается погрешность релейных ТТ нижней ступени, равная 2—3%.

Компенсированный ТТ. В трансформаторах линейном и с частичным зазором при приемлемых сечениях сердечников максимальные погрешности все же значительны, причем зависят от нагрузки. В связи с этим большой интерес представляет компенсированный ТТ, выполняемый на основе электромагнитного путем включения на его вторичные зажимы (зажимы верхней ступени каскадного ТТ) устройств, компенсирующих погрешности. Основным, а иногда и единственным элементом этих устройств является конденсатор. Его емкость выбирается таким образом, чтобы не только компенсировать погрешности при одном значении нагрузки, но и обеспечить их малую зависимость от ее изменения. В простейшем случае некаскадного линейного ТТ эти условия обеспечивает емкость, определенная из равенства

$$C = \frac{1}{\omega(x_0 + x_{20бм})}, \quad (5)$$

где x_0 и $x_{20бм}$ — сопротивления ветви намагничивания и рассеяния вторичной обмотки. Как показал анализ и эксперимент, при выборе емкости из условия (5) максимальное значение полной погрешности может быть снижено с 10÷20 до 2÷3%. Изменение нагрузки от номинальной до нуля приводит в этом случае к снижению погрешностей не более, чем на 1—2%.

В каскадных ТТ применение компенсирующей емкости настолько стабилизирует погрешность, что появляется возможность обеспечить класс точности измерительного выхода при выполнении ТТ верхней ступени линейным. Условия компенсации каскадного ТТ отличаются от приведенных выше для одноступенчатого. Выбор компенсирующих устройств зависит при этом от технических требований к этим ТТ.

Компенсированные ТТ, позволяющие обеспечить незначительные и стабильные погрешности релейных выходов в установившихся и переходных режимах, а также высокий класс измерительных выходов, заслуживают отдельного более подробного рассмотрения.

Экспериментальное сравнение ТТ с различным выполнением зазора. Для экспериментального сравнения были изготовлены ТТ с одинаковыми размерами сердечников и числом витков (сталь Э310, сечение $S=0,7 \text{ см}^2$, средняя длина $l=13,5 \text{ см}$, $w_1=60$ витков, $w_2=600$ витков).

Сердечник ТТ № 1 был замкнутый (кривая намагничивания 1 на рис. 3), № 2 — с полным зазором

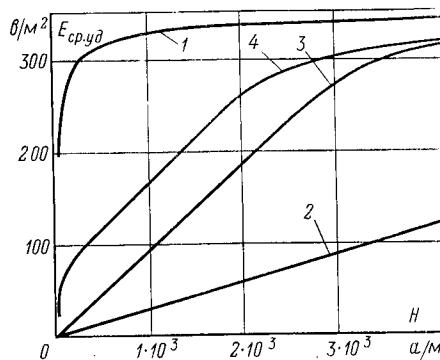


Рис. 3. Кривые намагничивания сердечника ТТ, использованные для экспериментального исследования.

$\frac{l_3}{l_{\text{ст}}} = 0,0083$, обеспечивающим линейность в заданных, указанных ниже режимах (кривая 2), № 3 — с зазором $\frac{l_3}{l_{\text{ст}}} = 0,0025$, близким к минимально необходимому для устранения остаточной индукции (кривая 3), и № 4 — с частичным зазором $\frac{l_3}{l_{\text{ст}}} = 0,0023$

при отношении $\frac{S_a}{S} = 0,85$, где S_a — сечение разрезанной его части (кривая 4).

На рис. 4 представлены экспериментальные зависимости ТТ №№ 1, 2 (кривые соответственно 1 и 2) при $T_1 = 0,9$ сек; $\cos \varphi_2 = 1$; $Z_{\text{уд}} = 0,0075$ ом/м. Будем предполагать, что ТТ № 2 предназначен для работы с погрешностью $\varepsilon_{\text{доп}} = 16,5\%$ при значениях T_1 и $Z_{\text{уд}}$, указанных выше и максимальном токе короткого замыкания $I_{\text{уд},\text{max}} = 11 \cdot 10^3$ а/м. На рис. 4 приведены также аналогичные зависимости для ТТ № 3, 4 (кривые 3, 4), полученные для тех же условий, что и кривые 1 и 2. Видно, что при $\varepsilon_{\text{доп}} = 16,5\%$ допустимый первичный ток ТТ с замкнутым сердечником примерно в 5 раз, а с минимальным зазором — в 2 раза меньше, чем у линейного ТТ. Для того чтобы обеспечить их работу с погрешностью 16,5% до значения тока $I_{\text{уд},\text{max}} = 11 \cdot 10^3$ а/м, сечение этих ТТ необходимо увеличить соответственно примерно в 5 и 2 раза.

Для сравнения ТТ линейного и с частичным зазором предположим, что ТТ № 3 предназначен для работы с погрешностью $\varepsilon'_{\text{доп}} = 7\%$ до значения первичного тока $I'_{\text{уд},\text{max}} = 4 \cdot 10^3$ а/м. Из рис. 4 видно, что то же значение $\varepsilon'_{\text{доп}}$ у ТТ с примерно такой же величиной частичного зазора достигается при меньшем на 30% первичном токе. Его погрешность может изменяться от нуля (при отсутствии апериодической составляющей в токе короткого замыкания) до значения $\varepsilon'_{\text{доп}} = 7\%$. Как показал эксперимент, в рассматриваемом случае, когда зазор относительно небольшой, относительное действующее значение высших гармоник в токах вторичном и намагничивания превышает 10%.

На практике необходимый для обеспечения линейности относительный зазор при задаваемых технических требованиях получается большим, чем у экспериментально исследованных ТТ (примерно 0,03). Это приводит к еще большему увеличению сечения сердечников ТТ без зазора и с минималь-

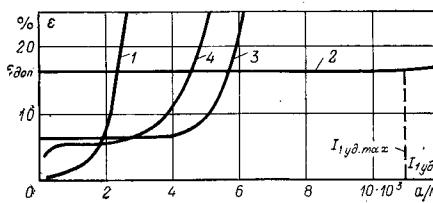


Рис. 4. Экспериментальные зависимости полной погрешности ТТ с различным выполнением сердечника от удельного первичного тока.

ным для устранения остаточной индукции зазором по сравнению с сердечником линейного ТТ, а также к увеличению содержания высших гармоник в токах ТТ с частичным зазором.

Выводы. 1. Применение внешних устройств для снижения влияния переходных режимов целесообразно только для эксплуатируемых ТТ.

2. Задача создания новых ТТ в соответствии с техническими требованиями, учитывающими влияние переходных режимов, может быть решена сравнительно просто на электромагнитном принципе применением специальной конструкции ферромагнитного сердечника.

3. Если техническими требованиями задается одно допустимое значение погрешностей как в установившихся, так и в переходных режимах, целесообразно выполнение ТТ со сплошным зазором в сердечнике такой величины, при которой обеспечивается линейность характеристик ТТ во всех режимах.

4. Если наряду с допустимыми значениями погрешностей, определяемых переходным режимом, задаются значительно меньшие допустимые погрешности в установившемся режиме, целесообразно выполнение ТТ с частичным либо переменным зазором в сердечнике (сердечнике верхней ступени каскадного ТТ).

5. Для снижения погрешностей ТТ с зазором целесообразно применение емкостной компенсации.

6. Релейные сердечники нижней ступени каскадного ТТ целесообразно выполнять с небольшим сплошным зазором, достаточным для практического устранения влияния остаточной индукции и предотвращения их насыщения апериодической составляющей, остающейся во вторичном токе верхней ступени ТТ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Сирота И. М. Переходные режимы работы трансформаторов тока. Киев, АН УССР, 1961.
- Воскресенский А. А., Казанский В. Е. Питание релейной защиты от трансформаторов тока с шунтом. — «Электричество», № 2, с. 74—76.
- Дроздов А. Д. и др. Переходные режимы работы каскадных трансформаторов тока 500 кв. — «Электрические станции», 1970, № 5, с. 48—51.
- Дроздов А. Д. и др. Каскадный трансформатор тока с дополнительной ступенью. — «Электричество», 1972, № 11, с. 14—17.
- Дроздов А. Д. и др. Переходные режимы работы каскадного трансформатора тока с дополнительной ступенью. — «Электричество», 1973, № 2, с. 69—71.
- Дроздов А. Д., Подгорный Э. В. О требованиях к трансформаторам тока для релейной защиты с учетом переходных процессов. — «Электрические станции», 1971, № 2, с. 58—61.
- Wiczewski A., Zurakowski Z. Organiczanie uchybów dynamicznych w przekształtnikach pradowych. — «Prz. elektrotech.» 1971, № 10, s. 431—435.

8. Кутявин И. Д. Трансформаторы тока с воздушным зазором.—«Изв. Томского политехнического института», 1951, вып. 2, т. 70, с. 65—68.

9. Кутявин И. Д. Расчет трансформаторов тока с воздушным зазором.—«Изв. Томского политехнического института», 1951, вып. 2, т. 70, с. 33—41.

10. Кутявин И. Д. Поведение трансформаторов тока с воздушным зазором при коротких замыканиях в первичной цепи.—«Изв. Томского политехнического института», 1952, т. 72, № 42—54.

11. Сирота И. М. Трансформаторы тока с разомкнутым стальным сердечником.—«Электричество», 1961, № 1, с. 56—51.

12. Сирота И. М. Основы теории и выбора параметров трансформаторов тока с зазором.—«Электричество», 1969, № 7, с. 46—51.

13. Дроздов А. Д., Гармаш В. А. Улучшение работы трансформаторов тока в переходных режимах.—«Электричество», 1970, № 7.

14. Рогоза В. В., Стогний Б. С., Черненко В. А. Выбор уровня рабочей индукции трансформаторов тока с зазором.—В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев, «Наукова думка», 1973, № 43.

[17.4.1974]



УДК 621.316.925.2:621.372.542

Синтез активных фильтров симметричных составляющих

Канд. техн. наук ВАНИН В. К., инж. ЕНИН А. С.

ЛПИ им. М. И. Калинина

Укрупнение энергетических систем, рост их рабочих напряжений и ряд других факторов требуют создания новых устройств противоаварийной автоматики, включая и устройства защиты. Особо большое внимание в последнее время уделяется разработке датчиков информации о параметрах тока оборудования напряжением 500 кв и выше. У нас в стране и за рубежом уже созданы опытные конструкции таких датчиков, которые существенно отличаются от классического трансформатора тока и получили наименования оптикоэлектронных трансформаторов тока, трансформаторов с радио- и емкостной связью и др. Эти устройства представляют собой совокупность преобразователей и используют промежуточное преобразование сигнала (модуляцию). Достижения в области полупроводниковой техники позволяют их выполнить с основными техническими характеристиками (точность работы в переходных и установившихся режимах, габаритные размеры, вес, стоимость) лучшими, чем присущи классическим измерительным трансформаторам.

Существенной особенностью вновь создаваемых устройств является малая выходная мощность, не позволяющая использовать их в существующих схемах противоаварийной автоматики (ПА). Поэтому необходим комплексный подход к решению проблемы построения новых схем ПА.

В [Л. 1 и 2] рассматриваются некоторые вопросы увеличения выходной мощности датчиков и использования активных элементов и устройств аналого-вой и цифровой вычислительной техники в схемах ПА. На первом этапе довольно быстрое решение проблемы можно получить при использовании специализированных аналоговых вычислительных устройств (ВУ), как более простых, быстродействующих, надежных. По сути эти ВУ должны являться аналого-дискретными, так как им необходимо решать и определенный круг логических задач.

Разработке специализированного ВУ предшествует исследование вопросов синтеза его аналоговой и логической частей. В статье исследуется один из вопросов синтеза — синтез активных фильтров симметричных составляющих (ФСС). Эта задача представляет и самостоятельный интерес, так как рассматриваемые устройства могут использоваться автономно.

2 «Электричество», 1974

Основным активным элементом является операционный усилитель постоянного тока (ОУПТ), на базе которого строятся линейные и нелинейные функциональные блоки. Его использование обусловливается тем, что в этом случае наиболее полно удовлетворяются требования по точности выполнения операций, унификации элементов, достигаемой тем, что входные и выходные сигналы могут быть знакопеременными и постоянными, имеющими одинаковый диапазон изменения, лежащий в широких пределах, устраняется шунтирующее влияние последующего звена на предыдущее благодаря высокому входному и низкому выходному сопротивлениям. При этом не возникает трудностей по согласованию с вновь разрабатываемыми трансформаторами тока, так как по сути они представляют собой линейный преобразователь тока в напряжение, а возможность легко осуществлять вариацию передаточных коэффициентов независимо по каждому входу приводит к простой регулировке характеристик устройств.

Следует заметить, что некоторые вопросы использования операционных усилителей для построения устройств защиты и, в частности, для построения ФСС, уже рассматривались в отечественной литературе, например в [Л. 3]. В последние годы достигнуты значительные успехи в области создания надежных ОУПТ. В этой связи требуются дальнейшие исследования по их применению для построения специализированных ВУ, выполняющих функции защиты.

Задачей синтеза является создание простых и комбинированных ФСС, имеющих незначительное потребление мощности и удовлетворяющих требованиям по точности, быстродействию, простоте регулировки, технологичности изготовления и надежности. Малое потребление мощности от источника сигнала достигается значительными величинами входных операционных сопротивлений усилителя, модуль которых может достигать на промышленной частоте десятков или сотен килоом.

Требования к простоте регулировки, технологичности изготовления и надежности выполняются исключением из схемы индуктивных катушек, использованием минимального количества регулируемых элементов и построением схемы на базе освоенных

промышленностью и серийно выпускаемых ОУПТ. Особый интерес в целях повышения надежности всего устройства представляет возможность использования усилителей интегрального исполнения, так как уже сейчас некоторые типы интегральных усилителей соизмеримы по габаритам, цене и надежности с одиночными транзисторами.

Основу синтеза составляет моделирование известных выражений для симметричных составляющих токов прямой, обратной и нулевой последовательностей:

$$\left. \begin{array}{l} 3\dot{I}_{1A} = I_A + a\dot{I}_B + a^2\dot{I}_C; \\ 3\dot{I}_{2A} = I_A + a^2\dot{I}_B + a\dot{I}_C; \\ 3\dot{I}_{0A} = I_A + I_B + I_C, \end{array} \right\} \quad (1)$$

где a — фазовый оператор; $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$ — комплексные действующие значения токов фаз.

Причем удовлетворительной погрешностью определения симметричных составляющих являются в большинстве случаев значения от 1 до 10%.

При практическом применении может оказаться более целесообразным использовать разность фазных величин для компенсации третьей и кратных ей гармоник. Ниже рассматривается метод синтеза на примере моделирования более общих уравнений (1) и приводятся также передаточные функции и необходимые соотношения между элементами схемы для последнего случая.

С целью наиболее простого определения передаточных функций устройства следует перейти к операторной или символической форме записи исходных уравнений (и в том и другом случае передаточные функции сохраняют один и тот же вид):

$$\left. \begin{array}{l} 3I_{1A}(t) = I_A(t) - \left(\frac{1}{2} - p \frac{\sqrt{3}}{2\omega} \right) I_B(t) - \\ - \left(\frac{1}{2} + p \frac{\sqrt{3}}{2\omega} \right) I_C(t); \\ 3I_{2A}(t) = I_A(t) - \left(\frac{1}{2} + p \frac{\sqrt{3}}{2\omega} \right) I_B(t) - \\ - \left(\frac{1}{2} - p \frac{\sqrt{3}}{2\omega} \right) I_C(t); \\ 3I_{0A}(t) = I_A(t) + I_B(t) + I_C(t), \end{array} \right\} \quad (2)$$

где $p = \frac{d}{dt}$ — оператор дифференцирования; ω — угловая частота:

Уравнения (2) имеют более общий характер в сравнении с уравнением (1), а использование передаточных функций позволяет получить относительно просто помимо частотных характеристик устройства (включая сюда и частотные погрешности) динамические погрешности при нестационарном и стационарном переходном процессе.

Анализ уравнений (2) показывает, что они могут быть реализованы как с помощью простейших вычислительных блоков — сумматоров, интеграторов, дифференциаторов, инверторов, так и с помощью усложненных пассивных электрических цепей в сочетании с усилителем. При этом первый путь обеспечивает простоту моделирования, однако обладает

существенными недостатками, обусловленными как большим числом усилителей в схеме (более 5), так и некоторыми свойствами и частотными характеристиками интегрирующих и дифференцирующих звеньев. Так, учитывая повышенные требования к устройствам защиты по надежности, требуется исключить подстройку нуля в процессе длительной работы и обеспечить высокую помехоустойчивость. А это, в свою очередь, приводит к отказу от применения интегрирующих и дифференцирующих ОУПТ, так как в первом случае напряжение на выходе, обусловленное дрейфом нуля и входным током, определяемое приближенно как [Л. 4]:

$$U_{\text{вых}} = - \frac{t}{RC} (e_{\text{др}} + R i_{\text{др}}),$$

где t — время интегрирования, может привести к насыщению интегратора и неправильной работе устройства. Во втором случае, учитывая передаточную функцию дифференцирующего звена

$$K(p) = \frac{K_0 RC p}{RC p + K_0 + 1},$$

где K_0 — коэффициент усиления УПТ на нулевой частоте, имеем повышенную чувствительность к высокочастотным входным помехам. Кроме того, следует заметить, что на выходе интегратора в момент его включения под синусоидальное напряжение может появиться постоянная составляющая (постоянная интегрирования), значение которой в пределе может достигать амплитудного значения сигнала. Поэтому в данной работе предпочтение отдается использованию усилителя в сочетании с усложненными пассивными электрическими цепями (четырехполюсниками). Реализация любого из уравнений (2) может быть осуществлена ВУ, выполняющим следующую линейную операцию:

$$U_{\text{вых}}(t) = - \sum_{i=1}^3 K_i(p) U_{\text{вх}i}(t), \quad (3)$$

где $U_{\text{вх}i}$ и $U_{\text{вых}}$ — соответственно входное и выходное напряжение; $K_i(p)$ — передаточная функция по i -му входу (число входов равно числу фаз);

Схема устройства для общего случая приведена на рис. 1 (здесь M — четырехполюсники во входных цепях и цепи обратной связи). Уравнение ОУПТ для этого случая с учетом конечного значения коэффициента усиления и без учета входной проводимости самого УПТ * [Л. 4—6] можно записать в символическом виде следующим образом:

$$U_{\text{вых}}(t) = - \frac{\sum_{i=1}^3 Y_{0i}(p) U_{\text{вх}i}(t)}{Y_{04}(p)} \times \times \frac{1}{1 - \frac{1}{K_y} \frac{[Y_{00}(p)]_1 + [Y_{00}(p)]_2 + [Y_{00}(p)]_3 + [Y_{00}(p)]_4}{Y_{04}(p)}}, \quad (4)$$

* В случае учета входной проводимости Y_u в знаменателе второго сомножителя правой части выражения (4) необходимо к входным проводимостям четырехполюсников дополнительно прибавить Y_u .

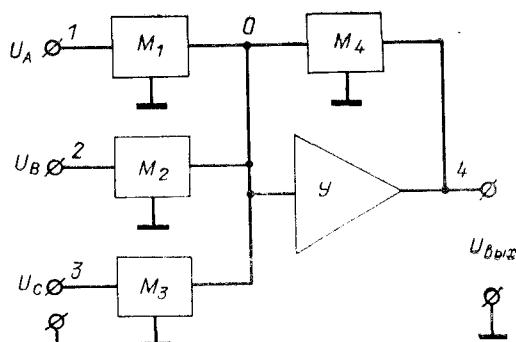


Рис. 1.

где Y_{0i} , Y_{04} — передаточные проводимости четырехполюсников M_i и M_4 определяемые отношением тока в точке суммирования (точка 0) при ее замыкании на землю к i -му входному или соответственно к выходному напряжению при остальных замкнутых накоротко; Y_{00} — входные проводимости четырехполюсников со стороны точки суммирования при закороченных полюсах 1, 2, 3, 4 (индекс после квадратных скобок указывает на номер четырехполюсника).

Первый сомножитель правой части уравнения (4) является идеализированным уравнением ОУПТ, соответствующим уравнению (3). Разность уравнений реального и идеального усилителей определяет погрешность устройства, относительное значение которой может быть определено с допустимой точностью по следующему уравнению:

$$\delta U_{\text{вых}}(p) = \frac{1}{K_y} \times \frac{[Y_{00}(p)]_1 + [Y_{00}(p)]_2 + [Y_{00}(p)]_3 + [Y_{00}(p)]_4}{Y_{04}(p)},$$

откуда модуль относительной погрешности (в процентах)

$$\delta U_{\text{вых}}(\omega) = 100 \left| \frac{1}{K_y(j\omega) \beta(j\omega)} \right| = 100 \frac{1}{K_y(\omega) \beta(\omega)}, \quad (5)$$

где β — коэффициент обратной связи (величина, обратная сомножителю при $1/K_y$ в уравнении).

Используя уравнения (2) и идеализированное уравнение ОУПТ, определим передаточные функции различных ФСС по отдельным входам. Рассмотрение начнем с фильтра обратной последовательности, при этом считаем, что на входы 1, 2, 3 подаются соответственно напряжения, пропорциональные токам фаз A , B , C :

$$\left. \begin{aligned} K_1(p) &= -\frac{Y_{01}(p)}{Y_{04}(p)} = 1; \\ K_2(p) &= -\frac{Y_{02}(p)}{Y_{04}(p)} = -\frac{1}{2} \left(1 + p \frac{\sqrt{3}}{\omega} \right); \\ K_3(p) &= -\frac{Y_{03}(p)}{Y_{04}(p)} = -\frac{1}{2} \left(1 - p \frac{\sqrt{3}}{\omega} \right) = \\ &= -\frac{2}{1 + p \frac{\sqrt{3}}{\omega}}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Помимо исключения катушек индуктивности необходимо также стремиться к уменьшению в схеме

количество конденсаторов и к упрощению схем четырехполюсников. Во многих источниках (например [Л. 5 и 6]) приводятся таблицы передаточных проводимостей, позволяющие выбрать наиболее простые пассивные цепи. Проведенный анализ с учетом уравнений (6) и высказанного позволяет сделать заключение о целесообразности использования в цепи обратной связи и первого входа активной проводимости:

$$Y_{04}(p) = Y_{01}(p) = 1/R_0.$$

При этом на первый вход должен подаваться инвертированный сигнал, а проводимости остальных входов определяются как:

$$Y_{02}(p) = \frac{1 + p \frac{\sqrt{3}}{\omega}}{2R_0};$$

$$Y_{03}(p) = \frac{2}{R_0 \left(1 + p \frac{\sqrt{3}}{\omega} \right)}.$$

Используя таблицы импедансов передачи [Л. 5], получаем устройство, представленное на рис. 2, передаточные функции которого соответствуют уравнениям (6). Устройство содержит три простых двухполюсника, один четырехполюсник и является простейшим вариантом фильтра обратной последовательности. Определим необходимые соотношения между элементами схемы рис. 2. В общем случае передаточная функция по второму входу

$$K_2(p) = -\frac{R_0}{R_1} (1 + pR_1C_1), \quad (7)$$

поэтому для получения требуемого фильтра с учетом (6) должно выполняться условие:

$$\frac{R_0}{R_1} (1 + pR_1C_1) = \frac{1}{2} \left(1 + p \frac{\sqrt{3}}{\omega} \right),$$

на основании которого

$$R_1 = 2R_0; \quad C_1 = \frac{\sqrt{3}}{2R_0\omega}.$$

Передаточная функция по третьему входу

$$K_3(p) = -\frac{R_0}{R_2 (2 + pR_2C_2)}. \quad (8)$$

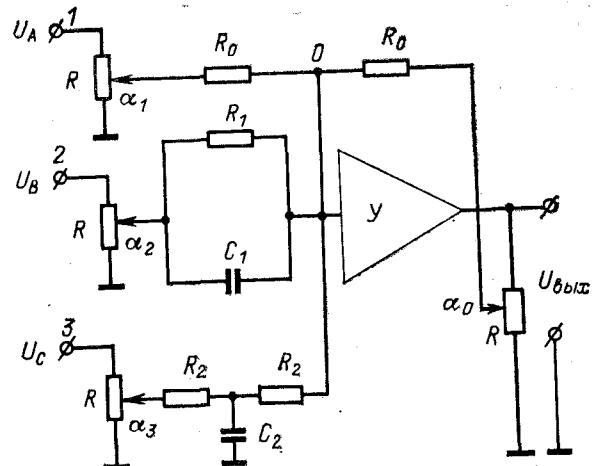


Рис. 2.

Помимо исключения катушек индуктивности необходимо также стремиться к уменьшению в схеме

2*

Сопоставляя (8) и последнее уравнение (6), получаем аналогичное условие для третьего входа:

$$\frac{R_0}{R_2(2+pR_2C_2)} = \frac{2}{1+p\frac{\sqrt{3}}{\omega}},$$

откуда

$$R_2 = \frac{R_0}{4}; \quad C_2 = \frac{8\sqrt{3}}{R_0\omega}.$$

На рис. 2 во входных цепях и в цепи обратной связи показаны также потенциометры R , позволяющие регулировать коэффициент фильтра. Наиболее целесообразно использовать для регулировки потенциометр в цепи обратной связи, при этом сохраняются параметры элементов по всем входам. Таким образом, подобрав согласно приведенным выражениям параметры элементов фильтра, получаем:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = 3K\dot{I}_{2A},$$

где K — коэффициент преобразования преобразователя ток — напряжение.

Следует заметить, что с целью увеличения помехоустойчивости к высокочастотным помехам на входе 2 возможна замена цепи с параллельным включением R_1 и C_1 на цепь с последовательным включением. В этом случае $R_1 = R_0/2$, $C_1 = \frac{2}{\sqrt{3}R_0\omega}$.

Синтез фильтра прямой последовательности также может быть осуществлен по приведенным выше зависимостям, что следует из уравнений (2). При этом достаточно в ФСС обратной последовательности поменять местами зажимы фаз B и C .

Наиболее легко строится фильтр нулевой последовательности. В этом случае, как следует из уравнений (2), схема должна представлять собой простейший сумматор с резисторами во входных цепях и цепи обратной связи. Выше уже отмечалась целесообразность в ряде случаев использовать разность фазных величин. На рис. 3 приведена схема, реализующая следующее выражение:

$$3\dot{I}_2 = (\dot{I}_A - \dot{I}_B) + (\dot{I}_B - \dot{I}_C)e^{-j60^\circ}.$$

По виду схема проще рассмотренной ранее. Однако преобразователи ток — напряжение должны дополнительно осуществлять операции вычитания или необходима постановка вспомогательных усилителей. Используя приведенную методику синтеза, легко по-

лучить следующие уравнения для передаточных функций, считая, что на первый вход подается напряжение, пропорциональное разности токов фаз A и B , а на второй — разности токов фаз B и C :

$$K_1(p) = -1; \quad K_2(p) = -\frac{2}{1+p\frac{\sqrt{3}}{\omega}}.$$

При этом необходимо выполнить следующие соотношения:

$$R_1 = R_0; \quad R_2 = \frac{1}{4}R_0; \quad C = \frac{8\sqrt{3}}{R_0\omega}.$$

На практике часто используются ФСС не отдельных составляющих, а комбинированные, описываемые в общем случае уравнением

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{I}_{\text{вых}} = k_1\dot{I}_1 + k_2\dot{I}_2 + k_0\dot{I}_0, \quad (9)$$

где k_1, k_2, k_0 — коэффициенты фильтра.

Практическое значение имеют фильтры каких-либо двух составляющих. При этом возможны два способа построения фильтров. Один основывается на расстройке ФСС прямой или обратной последовательности, второй — на использовании ФСС отдельных составляющих с дополнительным сумматором, что следует из (9). Не останавливаясь на выборе передаточных функций для первого случая, можно отметить, что выигрывая в некотором упрощении схемы, мы значительно проигрываем в простоте регулировки коэффициентов фильтра, так как при этом требуется введение в схему регулируемых конденсаторов. Поэтому предпочтение следует отдать использованию второго способа.

До сих пор основное внимание было уделено получению требуемых передаточных функций устройства по отдельным входам. Теперь перейдем к рассмотрению погрешности устройства, которая в основном складывается из составляющих, обусловленных неточной реализацией заданных передаточных функций, неточной установкой нуля и его дрейфом. При этом наибольший интерес представляет первая составляющая, определяющая систематическую погрешность устройства и возникающая из-за конечного значения коэффициента усиления и входного сопротивления усилителя за счет выходного сопротивления усилителя и сопротивления нагрузки. Правильно сформулированные требования к величине этой составляющей позволяют оценить возможность использования наиболее простых и надежных УПТ, в частности интегрального исполнения. Выше приведено выражение (5), позволяющее оценить погрешность, обусловленную конечным значением коэффициента усиления K_y . Причем влияние выходного сопротивления усилителя и сопротивления нагрузки учитывается дополнительным уменьшением коэффициента усиления [Л. 4—7].

Выражение (5) не учитывает ошибок в параметрах элементов входных цепей и цепи обратной связи. Допустимые погрешности элементов этих цепей могут составлять $(0,4 \div 1,0) \delta U_{\text{вых}}(\omega)$, найденной по выражению (5), не вызывая при этом значительного увеличения общей погрешности.

Используя выражение (5), определим по величине допустимой погрешности $\delta U_{\text{вых}}(\omega)$, за которую для рабочей частоты примем 1%, значение коэффи-

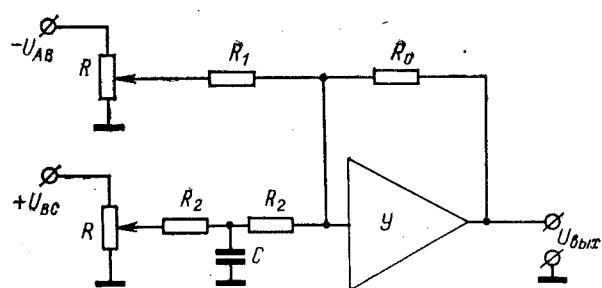


Рис. 3.

температурный и временной дрейф. Оценивая таким образом динамический диапазон ОУПТ и допуская $\delta U_{\text{вых}}$ не менее 20%, можно считать, что кратность $U_{\text{вых max}}$ по отношению к $U_{\text{вых min}}$ для некоторых модификаций серии интегральных УПТ К140 составляет не менее 200. Это значение приемлемо в большинстве практических случаев. Рассмотренный в статье фильтр имеет коэффициент добротности не менее 200.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Использование новых датчиков информации о параметрах тока для построения устройств защиты оборудования энергетических систем.— В сб.: Электротехническая промышленность. Информэлектро, 1972, вып. 6(15), с. 21—22. Авт.:

Адоньев Н. М., Ванин В. К., Енин А. С., Воскресенская Н. Б.
2. Адоньев Н. М., Ванин В. К., Рузин Я. Л. Использование активных элементов в схемах противоаварийной автоматики энергетических систем.— «Груды ЛПИ», 1973, № 330, с. 46—51.

3. Фабрикант В. Л., Глухов В. П., Панерно Л. Б. Элементы устройств релейной защиты и автоматики энергосистем и их проектирование. М., «Высшая школа», 1968.

4. Корн Г., Корн Т. Электронные аналоговые и аналого-цифровые вычислительные машины. М., «Мир», 1967, ч. I.

5. Левин Л. Методы решения технических задач с использованием аналоговых вычислительных машин. М., «Мир», 1968.

6. Коган Б. Я. Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования. М., Физматгиз, 1963.

7. Полонников Д. Е. Решающие усилители. М., «Энергия», 1973.

[15.10.1973]



УДК 621.311.016.25

К задаче оптимизации распределения и баланса реактивной мощности в энергетической системе

Канд. техн. наук СОКОЛОВ В. И.
ВЗПИ

Задача оптимизации баланса и распределения реактивной мощности при проектировании развития и в перспективных расчетах режимов работы энергетической системы заключается в выборе варианта выработки и передачи реактивной мощности в электрической системе, удовлетворяющего условию минимума годовых приведенных затрат по системе в целом с учетом технических требований и ограничений. Для выполнения технических требований необходимо обеспечить такое распределение реактивной мощности между имеющимися в системе электростанциями, выбрать мощность и осуществить такое размещение дополнительных источников реактивной мощности и средств регулирования напряжения в электрических сетях, чтобы во всех пунктах сети поддерживалось напряжение в допускаемых пределах при отсутствии перегрузки источников и элементов электрической сети.

Учет влияния технических ограничений и требований к качеству напряжения на выбор и размещение компенсирующих устройств (КУ) можно выделить в отдельный этап расчета, как предлагается в [Л. 1]. И на этом этапе «подоптимизации» определяется тот минимум КУ, при котором во всех узловых точках сети поддерживается напряжение в заданных пределах. Тогда второй этап «подоптимизации» должен определить мощность и размещение дополнительных к выбранным на первом этапе КУ по критерию минимума годовых приведенных затрат в системе. Однако, как правило, мощность КУ, выбранная по условию экономичности, оказывается больше мощности компенсирующих устройств, необходимых для выполнения технических ограничений. Поэтому можно ограничиться выбором средств компенсации по условию экономичности с последующей проверкой выполнения технических ограничений.

Задаче распределения реактивной мощности по экономическому критерию посвящено много работ,

но до сих пор остаются недостаточно исследованными такие вопросы исходных условий расчета, как учет затрат на электростанциях различного режима работы при определении их экономически обоснованной реактивной мощности, и представление узловых реактивных нагрузок в основной сети энергосистемы на основе оптимизации баланса реактивной мощности предприятий с учетом параметров их внутренних сетей.

На рис. 1, а приведена схема электрической системы, в которой объединены $i=1, 2, \dots, n$ электростанций и $j=1, 2, \dots, m$ районных подстанций. Районные подстанции рассматриваются как узловые точки основной сети системы, от каждой из которых получают электроэнергию одно или несколько предприятий. Схемы предприятий представлены разветвленной сетью, имеющей $1 \dots w$ магистральных линий $6-10 \text{ кв}$ с $1 \dots v$ ответвлениями к трансформаторным пунктам $6-10/0,4-0,69 \text{ кв}$ и к распределительным пунктам $6-10 \text{ кв}$.

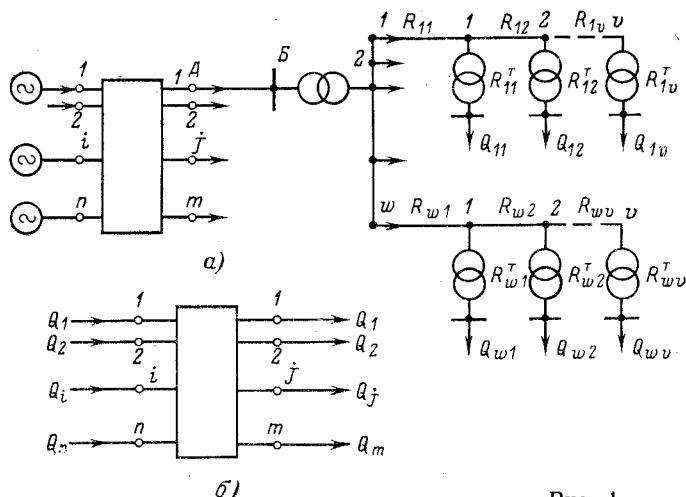


Рис. 1.

Выражение годовых приведенных затрат на реактивную мощность в представленной на рис. 1, а системе, минимуму которых должен соответствовать выбираемый вариант, представляется в таком виде:

$$\mathcal{Z} = \sum_{i=1}^n (\pi_{ri} + \pi_{ci}) \tau_i Z_{y,i} + (p_a + p_n) \sum_{j=1}^m K'_{KU,j} Q_{jKU} + \sum_{j=1}^m p'_{KU,j} \tau_{jKU} Z_{y,j} Q_{jKU}, \quad (1)$$

где $\sum_{i=1}^n (\pi_{ri} + \pi_{ci}) \tau_i Z_{y,i}$ — затраты на потери электроэнергии, обусловленные производством (π_{ri}) и передачей (π_{ci}) реактивной мощности от i -х электростанций потребителям, при стоимости электроэнергии $Z_{y,i}$ руб/квт и годовом времени потерь τ_i , причем

$i = 1, 2, \dots, n$; $\sum_{j=1}^m K'_{KU,j} Q_{jKU}$ — капитальные затраты на дополнительные КУ в j -ом узле сети, причем $j = 1, 2, \dots, m$; p_a и p_n — коэффициенты отчислений на амортизацию и расходов на обслуживание и нормативной эффективности; $\sum_{j=1}^m p'_{KU,j} \tau_{jKU} Z_{y,j} Q_{jKU}$ — стоимость потерь в дополнительных КУ j -го узла за год при удельных потерях в них p'_{KU} квт/квар.

В [Л. 2] разработаны алгоритм и программа расчета на ЦВМ экономичного распределения реактивной мощности в электрической системе с фиксированными узловыми нагрузками Q_j при известном составе источников реактивной мощности. При таких исходных условиях расчетная схема системы (рис. 1, а) принимает вид рис. 1, б, а функция затрат (1) упрощается и сводится к учету только потерь в сетях $\pi_c(Q)$. Потери на генерацию реактивной мощности не учитываются. В этой идеализированной эксплуатационной задаче, являющейся частным случаем более общей проектной задачи, условия экономического распределения определены «чисто сетевым фактором» и при выборе балансирующей точки на одной из электростанций (1 или 2... или n), как известно, приводятся к виду:

$$\frac{\partial \pi}{\partial Q_1} = \frac{\partial \pi}{\partial Q_2} = \dots = \frac{\partial \pi}{\partial Q} = \dots = \frac{\partial \pi}{\partial Q_n} = 0. \quad (2)$$

Присоединение к системе (2) уравнения баланса реактивной мощности

$$\Sigma Q_i - \Sigma Q_j - q = 0 \quad (3)$$

дает возможность определить экономичные значения реактивных нагрузок электростанций: Q_1, Q_2, \dots, Q_n .

Но нелинейность полученной системы уравнений создает даже при указанной идеализации большие трудности расчета, особенно в сложных системах с большими числами источников n и узлов m . Для определения оптимальных значений реактивных нагрузок электростанций по условию (2) в [Л. 2] разработано численное построение зависимостей потерь π в системе от реактивной мощности каждой

станции:

$$\pi_1 = f_1(Q_1), \pi_2 = f_2(Q_2), \dots, \pi_i = f_i(Q_i), \dots \quad (4)$$

Минимум этих кривых определяет искомые экономические значения реактивной мощности электростанций: Q_1, Q_2, \dots, Q_n . Для построения кривых $\pi_i = f_i(Q_i)$ надо, задаваясь различными значениями реактивной мощности i -й станции при фиксированных значениях мощности остальных источников и узловых нагрузок Q_j , определять потери $\pi_c(Q)$ в сети по программе, обеспечивающей достаточную точность. Учитывая готовность программы [Л. 2] и наглядность при выполнении расчетов и их анализе, применяем методику численного построения кривых потерь и затрат и далее.

Как отмечено выше, система уравнений (2) не учитывает потери $\pi_r(Q_i)$ на генерацию реактивной мощности на электростанциях. Но величина этих потерь в ряде случаев слишком велика, чтобы можно было ими пренебречь. В таблице приведены удельные потери, вт/квар, в генераторах ГЭС и тепловых электростанций в различных режимах работы.

Как видно из таблицы, удельные потери одних и тех же генераторов во много раз увеличиваются при использовании генераторов специально для выработки реактивной мощности в режиме СК или при холостом ходе агрегата. Однако во многих случаях необходимо и целесообразно использование генераторов специально для выработки реактивной мощности, и это широко применяется на практике.

На тепловых электростанциях среднего давления, покрывающих пиковую часть графика нагрузки энергосистемы, и особенно на гидростанциях число включенных в работу агрегатов изменяется в широких пределах. На многих ГЭС число генераторов, несущих активную нагрузку, изменяется в течение суток от нуля до полного числа установленных агрегатов. Соответственно от 0 до Q_{max} изменяется и рабочая реактивная мощность станции. Но реактивная нагрузка местного энергорайона не имеет таких резких изменений и тем более провалов до 0. Поэтому пиковая электростанция теряет свое значение как источник реактивной мощности, если не оставляет в работе в часы провала нагрузки часть генераторов специально для выработки реактивной мощности — в режиме СК, на холостом ходу или с недогрузкой по активной мощности. При этом реактивная мощность очень дорогая (см. таблицу), и пренебрежение ее стоимостью в расчетах оптимального баланса и распределения реактивной мощности приводит к недопустимым ошибкам.

Источники реактивной мощности	Удельные потери, вт/квар
Турбогенератор, генерирующий реактивную мощность совместно с активной мощностью	2,5—5,0
То же гидрогенератор	6,0—10
Турбогенератор в режиме СК с вращающейся турбиной, вентилируемой паром	50—65
Гидрогенератор в режиме СК с вращающейся турбиной при закрытом направляющем аппарате	30—50
Турбогенератор в режиме СК без турбины	20—30
Турбогенератор с турбиной в режиме холостого хода	90—100
Гидрогенератор с турбиной в режиме холостого хода	100—200
Синхронный компенсатор типа КСВ	13—16
Статические конденсаторы	3—4

Для учета потерь на генерацию реактивной мощности следует ввести в уравнения (2) потери π_{ri} :

$$\frac{\partial (\pi_{ri} + \pi_{ci})}{\partial Q_i} = \dots = \frac{\partial (\pi_{ri} + \pi_{ci})}{\partial Q_i} = \dots = \frac{\partial (\pi_{rn} + \pi_{cn})}{\partial Q_n} = 0, \quad (5)$$

где π_{ri} — потери активной мощности на генерацию реактивной на i -й станции, квт/квар; π_{ci} — потери в сети при передаче единицы реактивной мощности от i -й электростанции.

Выражение активных потерь в генераторе, включенном специально для выработки реактивной мощности, можно представить в таком виде:

$$\pi = A Q^2 + B Q + C,$$

где A и B — постоянные коэффициенты составляющих потерь, пропорциональных Q^2 и Q ; C — потери в генераторе, независимые от Q и равные мощности, потребляемой возбужденным генератором при $Q=0$.

Выражение потерь в генераторе, вырабатывающем реактивную мощность совместно с активной Q_{rp} — то же, но не содержит постоянной составляющей C .

При работе на электростанции l генераторов в генераторном режиме и k генераторов в режиме синхронного компенсатора выражение потерь таково:

$$\pi_{ri} = l(AQ_{rp}^2 + BQ_{rp}) + k(AQ_{ck}^2 + BQ_{ck} + C). \quad (6)$$

Используя методику численного построения кривых потерь $\pi_i = f_i(Q_i)$ по программе [Л. 2], можно сложить ординаты кривых потерь в сети π_{ci} и потерь на генерацию реактивной мощности π_{ri} , получаемых из выражения (6). Минимум кривой суммарных потерь $\pi_i = f_i(Q_i)$ даст значение экономически обоснованной реактивной мощности i -й станции с учетом и потерь на генерацию.

Полученные для конкретной энергосистемы результаты [Л. 4] показали, что неучет потерь π_{ri} на генерацию реактивной мощности на ГЭС приводит к неоправданному завышению их реактивной нагрузки. Следствием этого является резкий рост потерь электроэнергии в системе и снижение ввода мощности компенсирующих устройств.

В более сложной проектной задаче определяется не только оптимальное распределение реактивной мощности между действующими электростанциями, но и оптимальное участие в балансе реактивной мощности системы проектируемых электростанций и одновременно производится выбор оптимальной мощности и размещения дополнительных компенсирующих устройств в электрических сетях. Разделить эту задачу, отдельно выполнив расчеты для системы электроснабжения каждого предприятия и отдельно для энергосистемы, в общем случае недопустимо: оптимальная мощность KU в системах электроснабжения предприятий зависит от стоимости выработки и передачи реактивной мощности в энергосистеме, а экономически обоснованная степень использования располагаемой реактивной мощности электростанций зависит от выбора мощности KU на предприятиях, так как от этого зависят узловые реактивные нагрузки Q_j . Если обра-

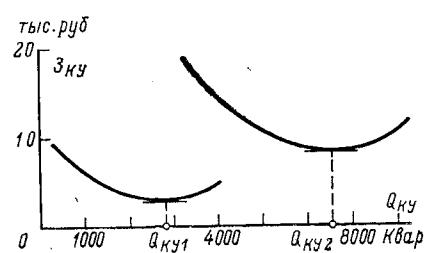


Рис. 2.

титься к схеме рис. 1,а, то выделить из нее электросеть предприятия нельзя из-за неизвестности эквивалентного внешнего сопротивления $R_{ви}$, которым можно было бы заместить всю электрическую систему до точки A (или j). А решить задачу для основной сети системы по схеме замещения рис. 1,б нельзя из-за неопределенности узловых нагрузок $Q_1, \dots, Q_j, \dots, Q_m$.

В проектной задаче функция годовых затрат по реактивной мощности (1) должна быть введена в расчетную систему уравнений во всей полноте: необходимо учесть зависимость приведенных затрат от мощности дополнительных KU на предприятиях каждого j -го узла при оптимальном балансе реактивной мощности узла; учесть затраты на выработку реактивной мощности электростанциями как действующими, так и вновь вводимыми к принятому в расчете сроку; затраты на передачу реактивной мощности по сети. Рассмотрим эти составляющие затрат, применяя ту же методику численного построения кривых затрат и получения оптимальных решений по их минимуму.

Алгоритм и программа численного построения зависимости затрат от мощности дополнительных KU на промышленном предприятии разработаны и описаны в [Л. 5]. Расчеты проводились для схемы предприятия, представленной на рис. 1,а (с подключением сети предприятия к системе в точке A). На рис. 2 приведены кривые $Z_{п.п.} = f(Q_{KU})$, показывающие зависимость приведенных затрат от мощности KU на предприятии. Кривые построены для одного и того же предприятия при разной величине внешнего сопротивления $R_{ви}$. Кривая 1 соответствует часто принимаемому, но очень грубому допущению: $R_{ви}=0$. При таком допущении получение реактивной мощности от энергосистемы не требует затрат и оптимальное значение мощности KU (Q_{KU}), определяемое по минимуму кривой 1, получается небольшим, а «оптимальное» значение коэффициента мощности — низким.

Учет $R_{ви}>0$ сдвигает минимум кривой $Z_{п.п.} = f(Q_{KU})$ вправо (см. кривую 2 на рис. 2). И это понятно: чем больше затраты на получение реактивной мощности от системы, учитываемые через потери в $R_{ви}$, тем выгодней компенсировать реактивную мощность на предприятиях, тем самым снижая нескомпенсированную узловую нагрузку Q_j :

$$Q_j = Q_{j \text{ нагр}} - Q_{j KU}, \quad (7)$$

где $Q_{j \text{ нагр}}$ — реактивная нагрузка предприятий j -го узла без установки дополнительных KU .

Отсюда ясно, что узловые нагрузки Q_j в расчетной схеме (рис. 1,б) необходимо определять на

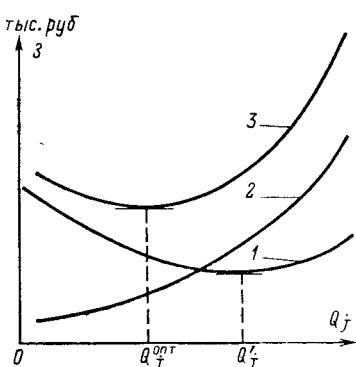


Рис. 3.

основании расчета оптимального баланса реактивной мощности предприятий с учетом затрат в энергосистеме по выражению (1). Но в современной системе число узлов и ветвей в сетях предприятий и электрической системы так велико, что расчет по всей системе одновременно представляется невыполнимым. Необходимое упрощение расчета можно получить, применив численное построение кривых затрат в системе для варьируемых значений Q_j каждого узла основной сети энергосистемы.

На рис. 3 показана последовательность этого расчета.

1. Построение кривой 1 — затрат на предприятиях j -го узла от реактивной нагрузки Q_j ; эта кривая $Z_{п.п.} = f(Q_j)$ то же, что кривая 1 на рис. 2, полученная при $R_{вн} = 0$, но перестроенная в соответствии с выражением (7). Минимум этой кривой Q'_j соответствует экономическому значению нескомпенсированной, покрываемой электростанциями, реактивной нагрузки узла при допущении о равенстве нулю затрат в энергосистеме по реактивной мощности, что, конечно, далеко от реальности.

2. Расчет кривых затрат на генерацию реактивной мощности i -й электростанции от ее нагрузки Q_i [Л. 3], в том числе и для проектируемых электростанций, на которых в зависимости от реактивной мощности изменяются не только потери электроэнергии, но и номинальная полная мощность генераторов [Л. 6].

3. Расчет и построение зависимости суммарных затрат в системе на генерацию и передачу реактивной мощности $Z_{сист} = f(Q_i)$. В расчетной схеме (рис. 1, б) узловые нагрузки в этом расчете в качестве первоначального приближения принимаются равными Q'_j , найденными в п. 1. По программе [Л. 2] определяются затраты на потери в системе при фиксированных узловых нагрузках Q'_j . Затем тот же расчет повторяется при изменении значения реактивной нагрузки только в узле 1, уменьшенном по сравнению с Q'_j , и определяется вторая точка кривой потерь и затрат. Повторив этот расчет при 4—5 значениях Q_1 , можно построить кривую $Z_{сист} = f(Q_1)$ для 1-го узла сети (кривая 2, рис. 3). Тот же расчет выполняется для всех $j = 1, 2, \dots, m$ узловых точек сети.

4. Построение кривых суммарных затрат $Z_{\Sigma} = f(Q_j)$ в зависимости от реактивной нагрузки Q_j

(кривая 3, рис. 3); кривая 3 получается путем графического сложения ординат кривых 1 и 2. Минимум кривой 3 каждого узла соответствует искомому оптимальному значению нескомпенсированной реактивной мощности данного узла Q_j^{opt} , которое рационально получать от энергосистемы. По выражению (7) легко определяются и оптимальные мощности KU в каждом узле Q_{KU}^{opt} .

Для повышения точности расчеты по п. 3 и 4 можно повторить, приняв в качестве исходных значений узловых нагрузок их значения Q_j^{opt} .

Выводы. 1. При решении задачи оптимального распределения и оптимального баланса реактивной мощности в электрических системах необходимо учитывать потери на генерацию реактивной мощности теми электростанциями, на которых число работающих генераторов зависит не только от активной, но и от реактивной нагрузки станции.

2. Реактивная нагрузка в узлах основной сети энергосистемы должна быть определена путем расчета оптимального баланса реактивной мощности, а в проектной задаче на основании расчета оптимальной мощности компенсирующих устройств на всех предприятиях данного узла с учетом стоимости реактивной мощности в энергосистеме.

3. Расчеты оптимального распределения и баланса реактивной мощности в сложных электрических системах громоздки. Но выполнение их необходимо для выработки обоснованных рекомендаций к методикам практических расчетов по определению экономичного использования электростанций в качестве источников реактивной мощности и по выбору оптимальной мощности KU в электросетях. Существующие руководящие указания явно требуют уточнения и дополнения.

4. Методика численного построения кривых потерь и затрат по реактивной мощности в энергосистеме и нахождения оптимальных решений по их минимуму базируется на ранее разработанных программах и методах и требует сочетания расчетов на ЦВМ с графическим анализом.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Выбор мощности и размещение компенсирующих устройств в энергосистеме.— В кн.: Регулирование напряжения в электрических сетях. М., «Энергия», 1968. Авт.: Мардер Л. И., Привалов Е. А., Шапиро Р. Н., и др.
2. Фазылов Х. Ф. Методы режимных расчетов электрических систем. Ташкент, «Наука», 1964.
3. Соколов В. И. Использование генераторов в режиме синхронного компенсатора. М., «Энергия», 1968.
4. Соколов В. И. Технико-экономические показатели работы генераторов ГЭС в режиме синхронного компенсатора.— «Электрические станции», 1961, № 8.
5. Глазунов А. А., Строев В. А., Нгуен Хиен. Об экономически целесообразной емкостной компенсации в сетях промышленных предприятий.— «Электричество», 1968, № 3.
6. Соколов В. И. О выборе мощности повышающих трансформаторов для пиковых гидростанций.— «Электрические станции», 1965, № 2.



Электрические характеристики опорной изоляции сверхвысокого напряжения

ВОЛКОВА О. В., КОКУРКИН Б. П., СЛУЦКИН Л. С.
ВЭИ им. В. И. Ленина

При проектировании опорных изоляционных конструкций для подстанций высокого напряжения важно знать влияние целого ряда факторов на прочность изоляции для выбора оптимального решения. Опубликованные данные касаются характеристик изоляции конкретных типов изоляционных конструкций и аппаратов [Л. 1—5]. Решение вопроса в более общем виде связано с большими трудностями, вызванными многообразием влияющих факторов. В статье приводятся результаты исследований, предпринятых с целью выяснения некоторых общих закономерностей, применительно к изоляции в сухом состоянии. Было рассмотрено влияние размеров и расположения экрана, вида воздействующего напряжения, фундамента.

Испытания проводились при плавном подъеме напряжения промышленной частоты и коммутационных импульсах. Применялись колебательные коммутационные импульсы 4000/6500 и 5500/8000 мкsec и апериодические коммутационные импульсы с длительностью фронта в диапазоне от 25 до 1800 мкsec и длительностью импульса от 7000 до 25 000 мкsec. Параметры импульсов определялись по рекомендациям МЭК.

Выбор воздействий для испытаний диктовался тем, что коммутационные импульсы более соответствуют реальным воздействиям перенапряжений на изоляцию, а плавный подъем напряжения промышленной частоты согласно ГОСТ 1516-73 является нормируемым испытанием.

Для каждой из исследованных конструкций снималась «кривая эффекта», которая строилась по 100—150 приложениям напряжения в диапазоне вероятностей 0,1—0,9. При принятой методике испытаний погрешность определения параметров «кривой эффекта» $U_{50\%}$ и σ не превышала 1,5 и 25% соответственно. При плавном подъеме напряжения промышленной частоты среднее разрядное напряжение определялось по 15—20 приложениям напряжения. Погрешность в определении среднего разрядного напряжения не превышала 2%, а среднеквадратического отклонения — 7%.

Результаты измерений приводились к нормальным условиям по плотности и влажности воздуха в соответствии с рекомендацией МЭК. За время проведения опытов атмосферные условия изменялись в следующих пределах: относительная плотность воздуха δ от 0,96 до 1,02; абсолютная влажность воздуха γ от 3 до 15 г/м³.

Исследования проводились на конструкциях «экран — колонка изоляторов — плоскость» или «экран — колонка изоляторов — фундамент». При исследованиях использовались: опорно-стержневые изоляторы КО-110-1300 высотой 1100 мм и максимальным диаметром 225 мм; экраны из колец диаметром 1 м из трубы диаметром 150 мм, диаметром 1,65 м из трубы диаметром 100 мм и диаметром 2,5 м из трубы диаметром 100 мм; макет фундамента в виде треугольной рамы со стороной 2,5 м, установленный на три трубы Ø 250 мм и $h=2.5$ м,

Исследование влияния размеров и расположения экрана проводилось на колонках, состоящих из 4-х ($4 \times \text{КО}=110$) и 5-и ($5 \times \text{КО}=110$) изоляторов. Экраны занимали положения, указанные на рис. 1.

С целью сравнения были получены разрядные характеристики изоляционных конструкций без экранов, а также воздушных промежутков «экран — плоскость» длиной 4,4 и 5,5 м. Испытания проводились при коммутационных импульсах положительной полярности с фронтом 500 и 4000 мкsec и при плавном подъеме напряжения промышленной частоты.

Результаты испытаний приведены в табл. 1. Данные по напряжению относятся к амплитудным значениям.

Наиболее существенное влияние диаметра экрана и его положения на величину разрядного напряжения было обнаружено при плавном подъеме напряжения промышленной частоты. При оптимальном положении экрана увеличение его диаметра с 1 до 1,65 м приводит к весьма значительному росту средних разрядных напряжений (до 20%); при дальнейшем увеличении диаметра рост разрядных напряжений незначителен. Следует отметить, что экран диаметром 1 м имеет резко выраженную зону оптимального экранирования. При выходе из этой зоны разрядные напряжения быстро приближаются к прочности конструкции без экрана.

Существенное отличие поведения изоляции при коммутационных импульсах заключается в том, что зависимости 50%-ных разрядных напряжений от положения экрана для всех типов экранов практически совпадают.

На рис. 2 построена зависимость $U_{\text{отн.ед}} = f(d_k/H)$, где $U_{\text{отн.ед}}$ — отношение 50%-ного разрядного напряжения конструкции с экраном к 50%-ному разрядному напряжению конструкции без экрана; d_k — диаметр экрана; H — строительная высота конструкции. Там же нанесены точки по данным [Л. 2].

Сравнение электрической прочности конструкции с экраном в оптимальном положении с проч-

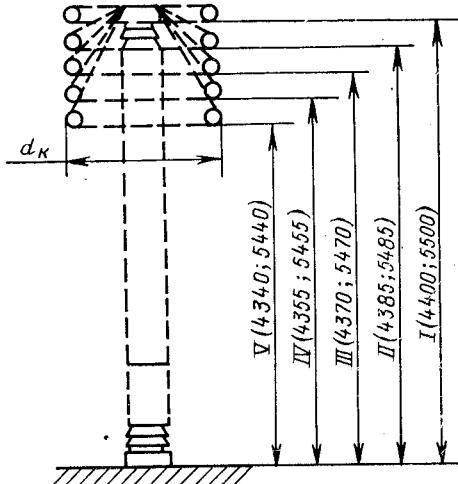


Рис. 1. Эскизы обследованных конструкций.

Таблица

Характеристики промежутков		Колонки изоляторов					
Диаметр экрана	Положение экрана (рис. 1)	4×КО=110			5×КО=110		
		Плавный подъем напряжения промышленной частоты $U_{\text{ср},\text{p}}/\sigma$, кВ/%	Импульс 500/25 000 мксек $U_{50\%}/\sigma$, кВ/%	Импульс 4000/6500 мксек $U_{50\%}/\sigma$, кВ/%	Плавный подъем напряжения промышленной частоты $U_{\text{ср},\text{p}}/\sigma$, кВ/%	Импульс 500/25 000 мксек $U_{50\%}/\sigma$, кВ/%	Импульс 4000/6500 мксек $U_{50\%}/\sigma$, кВ/%
1	I	1140/2,2	1380/—	1500/7,2	1250/3,2	1570/—	1640/6,7
	II	1225/3,5	1370/5,8	1530/8,7	1340/2,5	1520/2,6	1720/6,1
	III	1140/3,1	1330/3,1	1490/7,2	1270/2,7	1470/6,8	1700/6,5
	IV	1130/3,8	1300/6,1	1450/8,0	1280/2,9	1460/5,0	1640/—
Промежуток „кольцо диаметром 1 м—плоскость“ без изоляторов		1500/2,2	1410/3,5	1550/5,6	1700/2,9	1600/5,0	1750/—
1,65	I	1280/2,9	1370/3,7	1480/9,4	1400/4,6	1560/5,8	1720/6,2
	II	1430/2,1	1340/6,2	1540/5,9	1630/2,9	1470/4,1	1730/—
	III	1370/3,3	1320/3,8	1480/6,8	1570/4,8	1470/4,8	1680/6,5
	IV	1310/5,1	1300/2,7	1450/8,2	1550/2,3	1500/5,3	1620/6,2
	V	—	1270/3,2	—	—	1450/4,5	—
Промежуток „кольцо диаметром 1,65 м—плоскость“ без изоляторов		1470/2,0	1390/5,0	1560/—	1680/2,3	1600/5,1	1750/—
2,5	I	1470/1,8	1370/3,7	1480/6,8	1670/2,9	1530/4,2	1710/5,0
	II	1430/2,2	1350/5,5	1520/5,9	1670/1,6	1490/4,0	1720/5,8
	III	1410/2,1	1320/3,4	1480/6,1	1630/2,4	1480/4,9	1660/5,4
	IV	1350/2,9	1310/3,8	1450/5,5	1610/1,9	1460/4,1	1630/6,9
	V	—	1270/2,8	—	—	1440/4,5	—
Промежуток „кольцо диаметром 2,5 м—плоскость“ без изоляторов		1510/1,9	1440/4,9	1560/—	1730/2,5	1600/4,8	1750/—
Без экрана		1140/3,1	1280/6,0	1340/—	1250/3,0	1450/5,5	1470/—

нностью конструкции без экрана показывает, что наличие экрана значительно увеличивает прочность конструкции. При плавном подъеме напряжения промышленной частоты это увеличение для конструкции $4\times\text{КО}=110$ составило 7; 25 и 29% для экранов 1; 1,65 и 2,5 м соответственно. Для конструкции $5\times\text{КО}=110$ эти величины равны 7;30 и 34%.

При коммутационном импульсе 4000/6500 мксек увеличение прочности конструкции за счет экранов составляет 14% для конструкции $4\times\text{КО}=110$ и 18% для $5\times\text{КО}=110$, а при коммутационном импульсе 500/25 000 мксек примерно 8%, независимо от диаметра экрана и высоты конструкции.

Электрическая прочность воздушных промежутков «экран—плоскость» длиной 4,4 и 5,5 м при всех рассмотренных воздействиях практически не

зависит от диаметра экрана и близка к прочности конструкции с экраном в оптимальном положении.

Среднеквадратические значения стандарта распределения по всем опытам для всех рассмотренных изоляционных конструкций составили: 2,6% при плавном подъеме напряжения промышленной частоты; 6,1% при коммутационных импульсах 4000/6500 мксек и 4,3% при коммутационных импульсах 500/25 000 мксек.

Перекрытия конструкций отмечались как по воздуху, так и по поверхности изоляторов. Максимальная прочность конструкции наблюдается при перекрытии по воздуху.

Характер перекрытия конструкции влияет не только на величину разрядного напряжения, но, по-видимому, и на величину стандарта распределения. В тех опытах, где перекрытие носит двойственный характер, отмечалось увеличение стандарта распределения.

Выдерживаемое напряжение конструкции может быть найдено в виде:

$$U_{\text{выд}} = U_{50\%} (1 - 3\sigma),$$

где $\sigma = 6,1\%$ при коммутационном импульсе 4000/6500 мксек, 4,3% при коммутационном импульсе 500/25 000 мксек и 2,6% при плавном подъеме напряжения промышленной частоты.

Сравнительная оценка выдерживаемых напряжений изоляционных конструкций с экраном, находящимся в зоне оптимального положения, показала, что отношение выдерживаемого напряжения при импульсе 4000/6500 мксек к выдерживаемому при импульсе 500/25 000 мксек во всех случаях не-

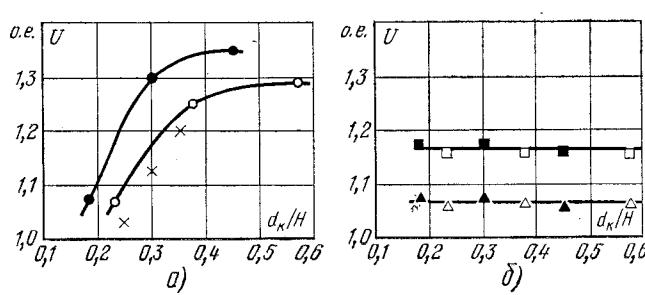
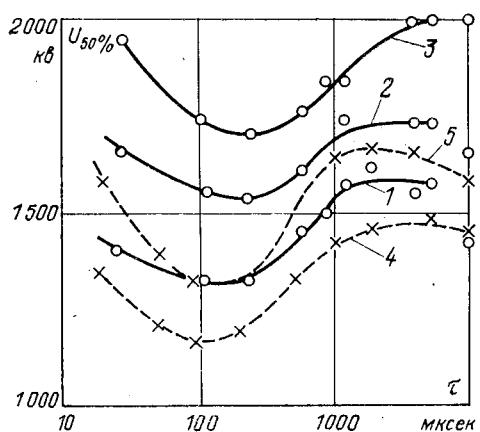


Рис. 2. Зависимости отношения $U_{50\%}$ конструкции с экраном в оптимальном положении к $U_{50\%}$ конструкции без экрана при напряжении промышленной частоты (a) и коммутационных импульсах (b).

△□○●—4×КО-110; ▲■●—5×КО-110; ○●—50 ез; △▲—500/25 000 мксек; □■—4000/6500 мксек; ○—по [Л. 2].

Рис. 3. Зависимость $U_{50\%} = f(\tau_\phi)$

1 — 4×КО-110; 2 — 5×КО-110; 3 — 7×КО-110; 4 — стержень-плоскость $S=4$ м; 5 — стержень-плоскость $S=5$ м; 4 и 5 — по [Л. 7].

зависимо от диаметра экрана остается примерно постоянным. Среднее значение составляет 1,08. Для конструкций без экранов оно близко к 1,0, а для промежутков «экран — плоскость» равно примерно 1,02. Отношение выдерживаемого напряжения при плавном подъеме напряжения промышленной частоты к выдерживаемому при импульсах 500/25 000 мксек зависит от отношения диаметра экрана к строительной высоте конструкции. В диапазоне $d_k/H = 0,2 \div 0,4$ оно определяется как $k = 0,7 + +1,3d_k/H$, а при $d_k/H > 0,4$ остается практически постоянным и равным приблизительно 1,15. Для конструкций без экрана это отношение равно 0,95.

Таким образом, выдерживаемое напряжение при плавном подъеме напряжения 50 Гц в зависимости от конструкции аппарата может быть как ниже, так и выше, чем выдерживаемое при коммутационных импульсах.

Статистический метод координации изоляции согласно [Л. 6] предполагает определение выдерживаемого напряжения изоляции по выражению:

$$U_{\text{выд}} = U_{50\%} - 1,3\sigma.$$

Соотношения между выдерживаемыми напряжениями для конструкций с оптимальным экранированием, определенные таким образом, показывают, что основные закономерности, указанные выше, сохраняются.

Поскольку было установлено, что существует оптимальная экранировка конструкции, при которой ее прочность максимальна, дальнейшие исследования проводились для конструкций с оптимальным экранированием.

Для изоляционных конструкций, состоящих из четырех и пяти изоляторов типа КО-110 с экраном диаметром 1,65 м и конструкции из семи изоляторов с экраном диаметром 2,5 м, находящимся в зоне оптимального положения, были определены зависимости 50%-ного разрядного напряжения от длины фронта приложенного импульса. Характеристики определялись при апериодических импульсах с фронтом 25, 115, 220, 520, 870, 1200, 1800 мксек и при колебательных импульсах с фронтом 4000 и 5500 мксек. Результаты испытаний приведены в табл. 2 и на рис. 3. Как видно, зависимость

Таблица 2

Длина фронта, мксек	Значения $U_{50\%}/\sigma$ для различных колонок изоляторов, кВ/%		
	4×КО=110	5×КО=110	7×КО=110
25	1400/5,4	1660/7,2	1950/5,4
115	1320/5,0	1550/4,1	1740/4,4
220	1330/4,4	1530/4,8	1690/3,4
520	1450/3,5	1610/5,4	1760/4,7
870	1490/3,8	1640/4,3	1840/3,5
1200	1570/-	1740/5,7	1840/4,5
1800	1610/4,0		
4000	1540/5,9	1730/9,0	2000/7,4
5500	1570/7,9	1720/9,3	2000/6,7
50 гц	1430/2,6	1650/3,1	2010/3,1

$U_{50\%} = f(\tau_\phi)$ имеет, как и для воздушных промежутков, U-образный характер, причем с увеличением высоты изоляционной конструкции минимум смещается в область больших длин фронтов. Следует отметить, что если длина фронта импульса больше, чем длина фронта, соответствующая минимуму U-образной характеристики, то разряд наступает на фронте импульса, а если меньше — то за амплитудой импульса.

Если сравнить U-образные характеристики изоляционных конструкций с соответствующими характеристиками промежутка «стержень — плоскость» по данным [Л. 7], приведенными на рис. 3, то видно, что ход их зависимостей практически аналогичен.

Следует отметить, что 50%-ные разрядные напряжения конструкции 4×КО-110 с экраном 1,65 м при импульсе от ГИН с фронтом 1800 мксек и колебательных импульсах от каскада с фронтом 4000 и 5500 мксек совпадали.

Поскольку в реальных условиях опорная изоляция устанавливается на фундаментах, то были сделаны опыты по оценке их влияния на электрическую прочность конструкции. Испытывались конструкции 4×КО-110 с экраном диаметром 1,65 м и 5×КО-110 с экранами 1,65 и 2,5 м. Испытания проводились при воздействии апериодического импульса 220/10 000 мксек, соответствующего минимуму U-образной характеристики, колебательного импульса 4000/5500 мксек и плавного подъема напряжения промышленной частоты. Результаты испытаний приведены в табл. 3. Там же указаны значения 50%-ного разрядного напряжения для аналогичных конструкций без фундамента. Для оценки влияния фундамента для каждого вида воздействий были получены зависимости 50%-ного разрядного напряжения от строительной высоты конструкции без фундамента. По этим зависимостям для каждого измеренного значения 50%-ного разрядного напряжения конструкции с фундаментом была найдена высота конструкции без фундамента, эквивалентной по прочности конструкции с фундаментом. Оказалось, что при всех видах воздействий отношение

$$\frac{H_{\text{экв}} - H_{6/\Phi}}{h_\Phi},$$

где $H_{\text{экв}}$ — высота конструкции без фундамента, эквивалентной по прочности конструкции с фундаментом; $H_{6/\Phi}$ — высота конструкции без фундамен-

Таблица 3

Воздействующее напряжение	Конструкция колонки изоляторов	Диаметр экрана, м	$U_{50\%/\sigma, \text{ кВ}}$	
			С фундаментом	Без фундамента
Плавный подъем напряжения [промышленной частоты]	4×КО=110 5×КО=110 5×КО=110	1,65 1,65 2,5	1570/2,0 1780/2,6 1850/2,2	1430/2,1 1630/2,9 1670/1,6
Импульс 4000/6500 мксек	4×КО=110 5×КО=110 5×КО=110	1,65 1,65 2,5	1720/8,1 1880/5,3 1950/6,7	1540/5,9 1730/— 1720/5,8
Импульс 220/10 000 мксек	4×КО=110 5×КО=110 5×КО=110	1,65 1,65 2,5	1480/5,0 1640/4,9 1630/6,2	1330/4,4 1530/4,8 —

та; h_f — высота фундамента, остается приблизительно постоянным и равным $0,3 \div 0,4$. Таким образом, при оптимальном экранировании эквивалентная строительная высота конструкции без фундамента, соответствующей по прочности конструкции с фундаментом, может быть найдена по выражению:

$$H_{\text{экв}} = H_{\text{б/ф}} + (0,3 - 0,4) h_f.$$

Наличие фундамента высотой 2,5 м эквивалентно для рассмотренных конструкций увеличению строительной высоты конструкции примерно на 1 м.

Выводы. 1. Существует оптимальный диаметр экрана и зона его расположения, обеспечивающие максимальную прочность изоляционной конструкции. Для обеспечения максимальной электрической прочности опорных конструкций высотой до 8 м при переменном напряжении диаметр экрана следует выбирать из условия $d_k/H > 0,3$, а при коммутационных импульсах — из условия $d_k/H > 0,2$. Экран следует располагать таким образом, чтобы расстояние от нижней кромки фланца верхнего изолятора до нижней плоскости экрана составляло 0,3—0,4 м. Выполнение этих условий обеспечивает перекрытие конструкции по воздуху.

2. Соотношение между выдерживаемыми напряжениями при различных формах воздействующего напряжения не остается постоянным, если изменяются экраны аппаратов и их расположение. Если $d_k/H \geq 0,3$, то наименьшая электрическая

прочность будет при коммутационных импульсах с фронтом в несколько сотен микросекунд. При этом отношение выдерживаемого напряжения при переменном напряжении к выдерживаемому при коммутационных импульсах с фронтом в несколько сотен микросекунд равно $1,10 \div 1,15$. Если $d_k/H \leq 0,2$, то наименьшая электрическая прочность будет при переменном напряжении. В этом случае вышеуказанное соотношение равно 0,9—0,95. Отношение выдерживаемого напряжения при коммутационном импульсе с фронтом 4000 мксек к выдерживаемому при коммутационном импульсе с фронтом в несколько сотен микросекунд в зоне оптимального расположения экрана равно 1,08.

3. Зависимость 50%-ных разрядных напряжений от длины фронта импульса для всех рассмотренных изоляционных конструкций и промежутка «стержень — плоскость» носит сходный характер. Для изоляционных конструкций высотой 4—8 м минимальные разрядные напряжения соответствуют импульсам с фронтом 150—450 мксек, причем с увеличением изоляционных расстояний минимум смещается в область больших длин фронтов.

4. Наличие фундамента высотой 2,5 м для изоляционных конструкций высотой до 6 м аналогично увеличению их строительной высоты примерно на 1 м.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Александров Г. Н., Афанасьев В. В., Иванов В. Л. Уровни изоляции электрооборудования на напряжение 750 кВ переменного тока. — «Электричество», 1971, № 3, с. 87—89.

2. Энгельсберг Ф. Б. Влияние постоянного напряжения на разрядные характеристики внешней изоляции. — «Электротехника», 1972, № 2, с. 43—47.

3. Switching surge and insulator coordination in EHV power circuit breaker. — «IEEE Transaction», PAS-90, 1971, № 2, p. 682—693. Auth.: Hirasawa K., Hirata K., Suganomata S., Yamazaki S.

4. Switching surge flashover characteristics of long insulator strings and stacks. — CIGRE, 1968, rep. 25—04. Auth.: Udo T., Watanabe Y., Ikeda G., Mauchii K., Okada T.

5. Разрядные характеристики некоторых изоляционных конструкций при коммутационных импульсах. — «Электричество», 1972, № 7, с. 70—72. Авт.: Волкова О. В., Слуцкин Л. С., Бурмистров М. В. и др.

6. IEC, Publication 71 (5 edition), 1972.

7. Boatz H. Report on the work study committee № 15 (Insulation Coordination). CIGRE, 1966, rep. 425.

[2.3.1973]



УДК 621.315.211.9.015.31

Корона в водороде и элегазе при высоком давлении

ЛЯПИН А. Г., СЕМЕНОВ Ю. Н.

ЭНИИ им. Г. М. Кржижановского

Проблема объемного заряда, вносимого (внедряемого) в межэлектродное пространство унипольярной короной, представляет одну из最难нейших задач высоковольтной техники, поскольку она связана не только с вопросами о потерях на корону или уровня внутренних перенапряжений, но и с электрической прочностью газа в неоднородных полях, короностойкостью твердой и газовой изоляции и т. д. К настоящему времени имеется большое число работ по данной проблеме для высоковольт-

ных устройств, работающих в атмосфере нормального воздуха [Л. 1—3].

В сжатых газах корона исследована лишь для ряда конкретных установок. Но даже для таких установок напряжение зажигания короны определяется экспериментально или подсчитывается по формуле Ф. Пика [Л. 2].

Настоящая статья посвящается определению напряжения зажигания короны в осущенных и тщательно очищенных газах H_2 , SF_6 и в воздухе

(для контроля получаемых данных) при применении цилиндрической коаксиальной системы электродов для большого диапазона изменения геометрических параметров и давления среды.

При проведении экспериментов температура исследуемого газа, контролируемая в нескольких точках камеры давления термодатчиками, оставалась в пределах 18—19 °С. Поэтому анализ результатов исследования будет проведен не от плотности газа δ , а от давления среды p .

Для заданной конфигурации поля условие самостоятельности разряда можно записать в виде [Л. 3]:

$$\gamma \left(\exp \int_{r_0}^{r_i} \alpha dx - 1 \right) = 1$$

или

$$\ln 1/\gamma = k = \int_{r_0}^{r_i} \alpha dx = \text{const}, \quad (1)$$

где α — коэффициент ударной ионизации электронами, для сложных электроотрицательных токов $\alpha = \alpha_0 = \alpha - \eta$, т. е. есть некоторый эквивалентный коэффициент ударной ионизации с учетом процесса прилипания η электронов; γ — обобщенный коэффициент вторичных процессов в объеме и на поверхности электродов; r_i — граница зоны ионизации, т. е. расстояние от оси коронирующего электрода, где $\alpha \approx 0$; r_0 — радиус коронирующего электрода.

Ввиду отсутствия достоверных данных по значениям коэффициентов α , η и γ для отмеченных газов при повышенных давлениях соотношение (1) не позволяет непосредственно определить критическое значение напряжения.

Однако для исследуемых газов, как следует из [Л. 4 и 5], для строго определенного диапазона значений E/p зависимость $\alpha/p = f(E/p)$ можно аппроксимировать соотношением вида:

$$\alpha = mp [E/p] - n^2 = mn^2 p \left[\frac{E/p}{n} - 1 \right]^2. \quad (2)$$

Здесь $n = (E/p)_i$ — критический приведенный градиент поля, при котором уже вероятна ударная иони-

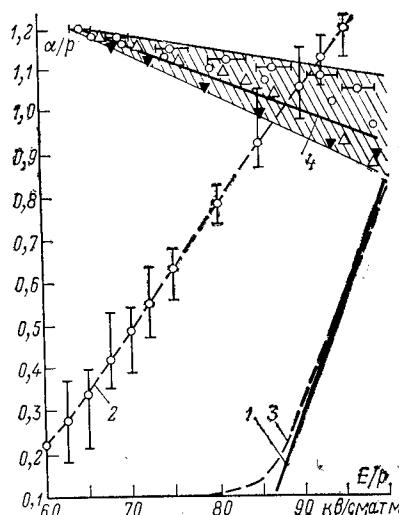


Рис. 1. Изменение коэффициента ударной ионизации в SF_6 (по литературным данным).

1 — $\alpha_0/p = f(E/p)$ при усреднении экспериментальных значений $\alpha/p = f(E/p)$ по кривой 2, $\eta/p = \varphi(E/p)$ — по кривой 4; 3 — расчетная зависимость $\alpha/p = f(E/p)$ по соотношению (2); O — по [Л. 10]; Δ — по [Л. 11]; ∇ — по [Л. 12]; \square — по [Л. 13].

зация электронами, т. е. тогда $\alpha > 0$; $m = \frac{d(\alpha/p)}{d(E/p)}$ — скорость нарастания ударной ионизации с изменением градиента поля.

Справедливость использования в расчетах электрической прочности сжатых газов квадратичной аппроксимации $\alpha/p = f(E/p)$ для водорода доказывается в [Л. 6], для воздуха — в [Л. 7] и [Л. 8]. Возможность применения той же по форме аппроксимации для SF_6 обосновывается в [Л. 10—12].

В ряде же работ (см., например, [Л. 5]) при исследовании электрической прочности электроотрицательных газов применяется аппроксимация для E/p вблизи начала ионизации вида:

$$\alpha_0/p = 0,0294 E/p - 346. \quad (2a)$$

Последнее объясняется тем, что до настоящего времени для таких газов как SF_6 или CCl_2F_2 (фреон-12) зависимость $\eta/p = \varphi(E/p)$ мало достоверна.

На рис. 1 по данным [Л. 2, 3, 10 и 11] приведены зависимости $\alpha/p = f(E/p)$ (кривая 2), $\alpha_0/p = \frac{\alpha - \eta}{p} = \psi(E/p)$ (кривая 1) и $\eta/p = \varphi(E/p)$ (кривая 4). Здесь же показаны зоны разброса как α/p , так и η/p . Используя эти данные, можно подобрать такое значение m , для которого при $n = 78 \text{ кВ/см}\cdot\text{атм}$ зависимость $\alpha_0/p = \psi(E/p)$ описывается отношением (2) (кривые 3 и 1).

Заметим, что по имеющимся данным $\eta/p = \varphi(E/p)$ пока трудно для SF_6 определить $n = (E/p)_i$.

Используя методику Кумпфюллера [Л. 3], условие самостоятельности запишем в виде:

$$k = \int_{r_0}^{r_i} mn^2 p \left[\frac{E/p}{n} - 1 \right]^2 dr. \quad (3)$$

При применении статического закона распределения поля в зоне $r_0 \leq r_x \leq r_i$, т. е. при $E_x = E_0 \times \frac{r_0}{r_x}$, выражение (3) примет вид:

$$r_0 p \left\{ \left(\frac{E_0/p}{n} \right)^2 - 2 \left(\frac{E_0/p}{n} \right) \ln \left(\frac{E_0/p}{n} \right) - 1 \right\} = \frac{k/m}{n^2}, \quad (4)$$

где $E_0 \approx E_{kp} = \frac{U_0}{r_0 \ln R/r_0}$ — начальный градиент зажигания короны в цилиндре радиуса R .

Введем обозначения согласно [Л. 4]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{E_0/p}{n} &= \frac{E_0/p}{A} = \dot{E}_0^*; \\ A &= n \\ B &= (k/m)^{1/2} \end{aligned} \right\}, \quad (5)$$

где A и B — коэффициенты, характеризующие прочность газа. Тогда после преобразования соотношение (4) примет вид [Л. 3, 4, 7 и 8]:

$$(E_0^* - 1)^2 - 2(\dot{E}_0^* - 1) \left[\frac{\dot{E}_0^*}{\dot{E}_0^* - 1} \ln \dot{E}_0^* - 1 \right] - \left[\frac{B/A}{V r_0 p} \right]^2 = 0. \quad (6)$$

Полагая в (6)

$$\frac{\frac{E_0}{r_0}}{\frac{E_0}{r_0} - 1} \ln \frac{E_0}{r_0} - 1 = N, \quad (7)$$

получаем:

$$E_0/p = A \left\{ 1 + \frac{N \sqrt{r_0 p} + \sqrt{[N \sqrt{r_0 p}]^2 + [B/A]^2}}{\sqrt{r_0 p}} \right\}. \quad (8)$$

Соотношение (8) по внешнему виду аналогично широко известному эмпирическому уравнению Р. Пика для критического градиента короны, полученного при анализе экспериментальных данных исследования начала зажигания короны в воздухе при малом изменении δ :

$$E_{kp}/p = A' \left\{ 1 + \frac{C}{\sqrt{r_0 p}} \right\}, \quad (9)$$

где A' и C — некоторые коэффициенты.

Полученные соотношения (8) и (9) будут тождественными, если $A = A'$:

$$C = N \sqrt{r_0 p} + \sqrt{[N \sqrt{r_0 p}]^2 + [B/A]^2}.$$

Для исследуемых газов в диапазоне $0,2 \leq r_0 p \leq 1,1 \text{ см} \cdot \text{атм}$ с точностью $\pm 1\%$ можно принять значения коэффициента C :

Газ	H_2	Воздух	N_2	SF_6
C	0,242	0,265	0,287	0,115

Тогда для данного диапазона значений $r_0 p$ критическое напряжение короны определяется соотношением:

$$U_0 = Ar_0 p \ln R/r_0 \left[1 + \frac{C}{\sqrt{r_0 p}} \right], \quad (10)$$

где $A = (E/p)_i$, определяемая по данным электрической прочности газа в однородном поле [Л. 6].

В таблице приведены числовые значения характеристических коэффициентов A и B исследуемых газов, которые были получены авторами на этой же установке в однородном поле по методике, изложенной в [Л. 6].

Для $r_0 p > 1,1 \text{ см} \cdot \text{атм}$ критический градиент униполярной короны может быть определен лишь при численном решении соотношения (6), так как получаемое уравнение Кумпфмюллера — Разевига нельзя в явном виде представить как $U_0 = f(r_0 p)$ или $E_0/p = \varphi(r_0 p)$.

Заметим также, что полученные выше соотношения (6) и (9) можно считать приблизительными или уравнениями, которые позволяют только оценить минимально возможное значение напряжения зажигания короны при допущении, что процесс формирования разряда в однородном поле по Танксенду аналогичен образованию и поддержанию коронного чехла вокруг коронирующего электрода r_0 . Правомерность такого допущения обоснована в [Л. 4].

Газ	Числовые значения параметров газа в однородном поле		
	$A, \text{ кв/см} \cdot \text{атм}$	$B, \text{ кв}/(\text{см} \cdot \text{атм})^{1/2}$	B/A
H_2	11,2	3,0	0,267
Воздух	24,5	6,5	0,265
N_2	20,5	5,5	0,27
SF_6	78	6,5	0,11

При использовании несколько отличной методики определения критического напряжения зажигания короны для цилиндрического конденсатора в [Л. 8] получено выражение вида:

$$U_k = Ar_0 p \ln R/r_0 \left[1 + \sqrt[3]{\frac{4k}{mn^2 r_0 p}} \right]. \quad (11)$$

Это выражение критического напряжения коронного разряда по структуре аналогично уравнению А. М. Залесского [Л. 9], используемому для расчета появления короны в атмосферном воздухе.

Для оценки справедливости и практической приемлемости методики для реальных конструкций было проведено экспериментальное определение напряжения зажигания короны в указанных газах в трех цилиндрических конденсаторах, в каждом из которых широко менялось отношение R/r_0 ($10 \leq R/r_0 \leq 600$) за счет изменения диаметра коронирующего электрода r_0 для $1 \leq p \leq 25 \text{ atm}$.

Внешним электродом служили типовые цилиндры с диаметром измерительной части $2R = 40, 60$ и 100 mm и длиной $40, 80$ и 110 mm соответственно. Охранные участки имели внутреннюю поверхность, которая совпадала с линией Роговского $\psi = \pi/2$ для отмеченного R . Зазор между измерительным и охранным элементами цилиндра составлял $0,6 \text{ mm}$ и имел сопротивление утечки тока около 120 Мом . Материалом цилиндра была как нержавеющая сталь, так и дюралюминий марки АД16Т. Внутренняя поверхность цилиндров (рабочая поверхность) выполнена по седьмому классу точности при чистоте обработки не ниже $\nabla 8$.

Коронирующими электродами служили тщательно отполированные прутки или проволока из нержавеющей стали, никеля, никрома и дюралюминия.

Во всех опытах независимо от радиуса коронирующего провода r_0 длина последнего составляла 270 mm .

Высокий потенциал от каскадного или от электростатического генераторов положительной или отрицательной полярности через защитное сопротивление в $9,7 \text{ Мом}$ подавался на внутренний электрод цилиндрического конденсатора, установленного в камере давления, описанной в [Л. 6].

Величина напряжения зажигания короны $U_0 (U_k)$ для обоих полярностей определялась следующим образом:

по методу редуцированных вольт-амперных характеристик (U_k);

по появлению униполярного тока короны ($I_k \approx 0,05 \text{ мка}$) через разрядный промежуток (U_0);

по появлению высокочастотных импульсов на экране осциллографа, вход которого включен на согласованное сопротивление, подсоединенное между измерительным и заземленным элементами цилиндрического конденсатора (U_0);

по появлению радиопомех, фиксируемых измерителем помех на кольцевую и штырьковую антенны;

по возникновению световых явлений у коронирующего электрода, регистрируемых ФЭУ-39 или ФЭУ-51.

В качестве примера на рис. 2,а приведены типовые вольт-амперные характеристики для осуществленно-

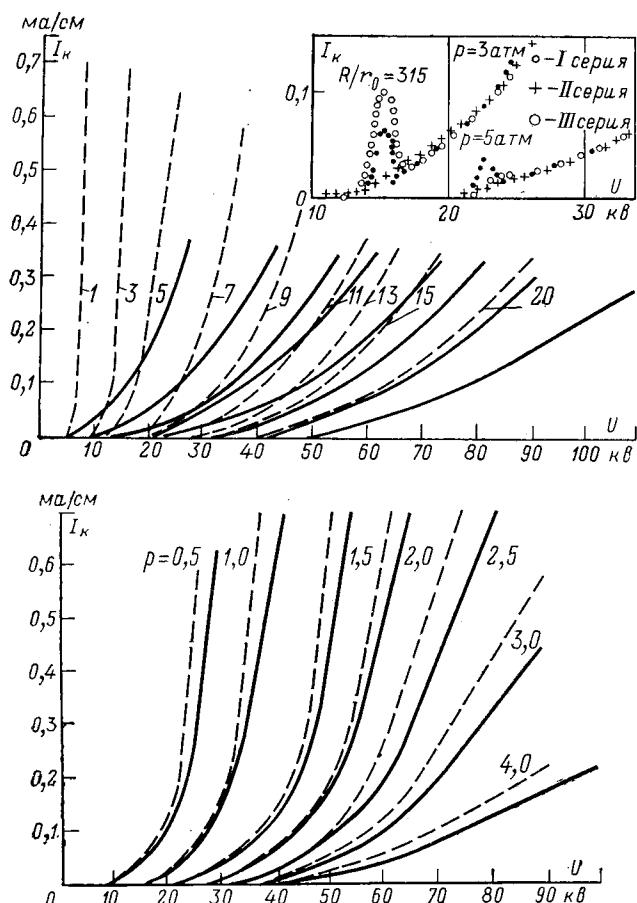


Рис. 2 Типовые вольт-амперные характеристики униполярной короны при положительной (—) и отрицательной (---) полярности для $R/r_0=200$ и $R=3,0$ см.

Верхний график — для H_2 ; нижний — для SF_6 .

Цифры у кривых — давление, атм; в правом углу — начальный участок вольт-амперных характеристик в увеличенном масштабе (полярность положительная).

го и очищенного водорода при положительной и отрицательной полярности для $R/r_0=200$, а на рис. 2, б — аналогичные кривые для SF_6 .

Для всех рассматриваемых вариантов (различной геометрии, материала электродов и отмеченных газов) начало короны сопровождалось появлением импульсов тока, четко фиксируемых осциллографом и счетчиком импульсов или измерителем радиопомех. При этом для $R/r_0>100$ форма начального импульса (крутизна фронта, амплитуда и длительность) практически не зависит от газовой среды и полярности внутреннего электрода.

Вслед за появлением первых импульсов образуется устойчивая корона, которая надежно фиксируется с помощью ФЭУ.

При повышении напряжения относительно U_0 с появлением первичных импульсов короны¹ через разрядный промежуток начинает «протекать» ток короны I_k , фиксируемый магнитоэлектрическим прибором.

При дальнейшем увеличении напряжения на промежутке повышается как ток I_k , так и частота следования импульсов тока. Одновременно усилив-

ается интенсивность свечения чехла короны.

Характер изменения частоты следования импульсов короны и появление I_k зависит от методики тренировки коронирующих электродов. При использовании метода Попкова [Л. 7] для $R/r_0>50$ при длительной тренировке электродов интенсивной короной появление первых импульсов практически совпадало с появлением среднего тока короны $I_k \approx 0,05$ мка.

Для чистых, тщательно отполированных, промытых и обезжиренных, не подвергнутых тренировке электродов, для рассмотренных газов во всем диапазоне значений p первые импульсы тока короны фиксировались устойчиво и с хорошим воспроизведением при заметно меньших напряжениях по сравнению с U_k , появления тока I_k или определенных по редуцированным вольт-амперным характеристикам.

Отмеченный характер изменения в основном относится к отрицательной униполярной короне при повышенном давлении. В случае положительной короны для каждого значения R/r_0 существует некоторое «критическое» давление p_{kp} , выше которого пробою уже не предшествует корона, так как в этом диапазоне давления $p > p_{kp}$ в цилиндрической системе электродов не удается надежно зафиксировать имеющимися измерительными средствами импульсы короны.

Отличительной особенностью положительной короны в H_2 и SF_6 , как это отмечалось и в [Л. 13 и 14], было то, что при малых давлениях перед появлением первоначального импульса тока четко фиксировались предкоронные стримеры со значительной амплитудой (до 20 мка) и весьма малой длительностью. Диапазон существования этих стримеров для H_2 определялся давлением $0,8 \leq p \leq 2,15$ атм, а для SF_6 — $0,55 \leq p \leq 1,2$ атм. Длительность этих нерегулярных импульсов более чем на порядок отличалась от первоначальных коронных импульсов [Л. 8].

При превышении этого диапазона по напряжению на промежутке импульсы или сразу же исчезали, или снижались до амплитуды в 0,2 мка. Повышение давления, получаем характер изменения импульсов подобно короне отрицательной полярности.

Из полученных вольт-амперных характеристик для всех исследованных газов, значений R/r_0 , R и p следует, что независимо от геометрии поля (коэффициента неоднородности поля), газа и величины давления p при одном и том же напряжении для $U > U_0$ токи отрицательной униполярной короны существенно больше, чем при положительной полярности.

Наблюдаемое различие в униполярных токах короны при отрицательной и положительной полярности в первую очередь определяется различием подвижности ионов, которая зависит от процессов прилипания. Поэтому, как показывают наши замеры, подвижность ионов водорода существенно зависит от полярности (η -процессы пренебрежимо малы в H_2), в то время как в SF_6 из-за существенного влияния прилипания подвижность ионов мало зависит от полярности и $I_k^- \approx I_k^+$.

¹ Это превышение для $R/r_0>100$ менее 5%, а для $R/r_0<100$ находится в сложной зависимости от коэффициента неоднородности поля и от состояния поверхности электрода.

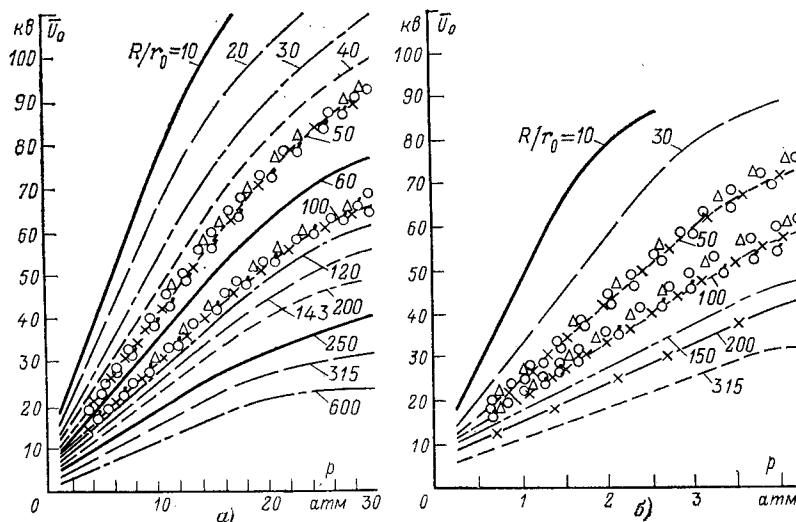


Рис. 3. Изменение начального коронного напряжения от давления для H_2 (а) и SF_6 (б) (полярность отрицательная).

○ — по редуцированным характеристикам; Δ — по появлению света;
 \times — по появлению радиопомех или по появлению тока $I_k \geq 0,05 \text{ мкА}$;
 ○ — по появлению первых импульсов тока.

В водороде (согласно [Л. 15 и 16], $I_k^- > I_k^+$ при $U = \text{const}$ (вблизи U_0 и выше) в основном из-за различия вторичных процессов и величина I_k^- (или $\Delta I_k = I_k^- - I_k^+$ при заданном $U > U_0$) определяется β -процессами. Последнее вполне вероятно из-за пренебрежимо малого значения коэффициента прилипания η в H_2 [Л. 12 и 15].

В случае же применения тяжелых электроотрицательных газов, где η -процессы весьма существенны, столь заметного различия I_k^- и I_k^+ при $U \approx U_0$ для исследованного диапазона R/r_0 , R и p не наблюдается по сравнению с использованием H_2 .

С учетом этих данных на рис. 3 приведены для ряда значений R/r_0 зависимости $U_0 = f(p)$ для H_2 (а) и SF_6 (б). На этом же рисунке для $R/r_0 = 50$ и 100 при $R = 3,0 \text{ см}$ различными знаками показаны границы изменения напряжения появления короны (начального U_0 и критического U_k напряжений коронного разряда, определенных различными методами²).

На рис. 4 для H_2 приведена зависимость $E_0 = f(p)$ для всего исследованного диапазона изменения R/r_0 . Эти данные показывают, что для $R/r_0 < 100$ независимо от метода определения начального напряжения короны величина последнего с точностью до $\pm 1\%$ одинакова для всего диапазона значений p и в этом случае $U_0 \approx U_k$. Для $r \leq 0,015 \text{ см}$ уже наблюдается заметное расхождение в значениях U_k (разброс в значениях U_k , найденных по различным методам, превышает зону возможных погрешностей измерения), при этом расхождение увеличивается с ростом p .

Приведенные данные показывают, что наиболее точным методом определения U_0 в цилиндрической

системе являются:

фиксация первоначальных импульсов на экране осциллографа;

определение напряжения, при котором появляется радиосигнал на емкостную или индуктивную антенну измерителя радиопомех.

Критическое напряжение коронного разряда, определенное по методу редуцированных характеристик для больших давлений при применении тонких проводов дает завышенные значения $U_k > U_0$. Кроме того, для случая отрицательной унипольярной короны при $p > p_k$ из-за наличия ряда прямолинейных участков в редуцированной характеристике вообще затруднено определение единого числового значения U_k .

Учитывая все сказанное и методику, изложенную в [Л. 6], для всего исследованного диапазона значений $r_0 p$ были подсчитаны усредненные по всем сериям опытов зависимости $\bar{E}_0/\delta = f(r_0 \delta)$.

Такие зависимости приведены на рис. 5.

Здесь же приведены расчетные зависимости $E_0/\delta = f(r_0 \delta)$, подсчитанные по вышеприведенным соотношениям. Данные этих графиков показывают, что:

во всем исследованном диапазоне значений $r_0 \delta$ критический градиент короны при положительной полярности выше, чем при отрицательной полярности коронирующего электрода;

для данного диапазона $r_0 \delta$ расчетные значения E_0/δ , определенные на основе таунсендовской теории, могут быть отнесены лишь к отрицательной унипольярной короне;

в диапазоне $0,06 \leq r_0 \delta \leq 10 \text{ см}$ экспериментальные значения \bar{E}_0/δ с достаточной точностью ($\sigma_i = 2\%$, $\Delta_{bi} = 0,95$) совпадают с расчетными E_0/δ (заметим, что при расчете E_0/δ в качестве характеристики

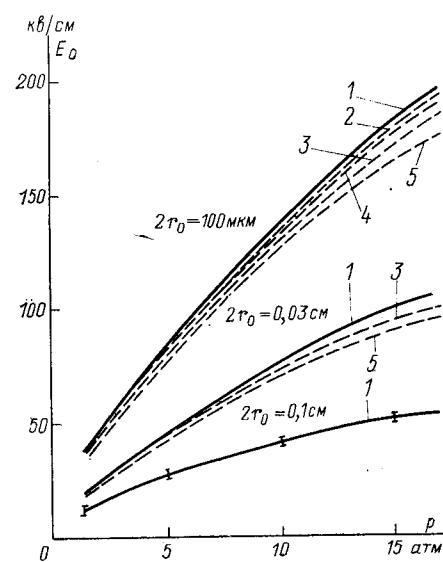


Рис. 4. Изменение начального напряжения зажигания короны в H_2 от давления для ряда r_0 (полярность отрицательная).
 1 — по редуцированным характеристикам; 2 — по появлению свечения;
 3 — по появлению I_k (постоянного тока, фиксируемого микроамперметром магнитоэлектрической системы); 4 — по появлению радиопомех;
 5 — по появлению импульсов.

² U_0 — физическая величина, определяющая начало ионизационных процессов вокруг провода, которая может быть определена и теоретически; U_k — критическое напряжение короны — условная величина, определяемая по редуцированным характеристикам [Л. 1].

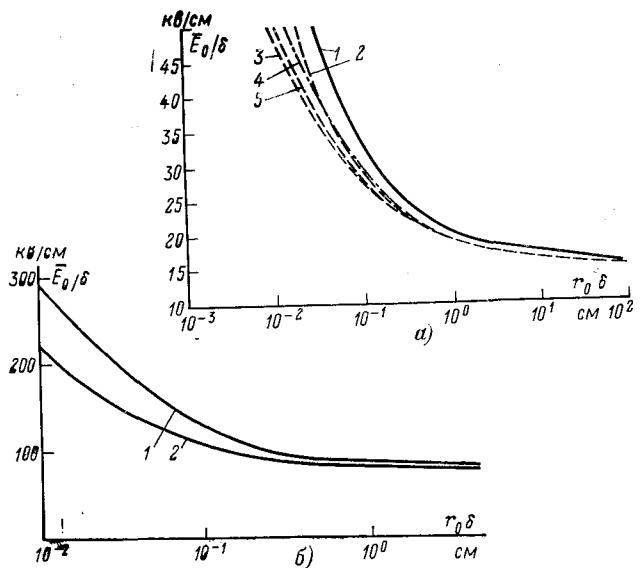


Рис. 5. Зависимость изменения усредненного приведенного градиента начала кс³ны E_0/δ от $r_0\delta$ для H_2 (а) и SF_6 (б).

1, 2 — усредненные кривые по всем экспериментальным данным при положительной (1) и отрицательной (2) полярностях; 3, 4 — расчетные кривые по соотношениям (8) и (11) соответственно; 5 — расчетная, при изменении $m = \varphi(E/\delta)$.

ристических коэффициентов A и B использовались величины электрической прочности газа, полученные в однородном поле;

для $r_0\delta < 0,06$ см расчетный приведенный градиент возникновения короны оказывается существенно ниже экспериментальных (при этом наблюдаемое расхождение обратно пропорционально размеру коронирующего электрода).

Все это позволяет констатировать, что применение условия самостоятельности разряда и квадратичной аппроксимации функции $a/p = f(E/p)$ для определения начального напряжения короны $U_0 = f(r_0)$ не позволяет выделить наблюдаемый экспериментально эффект полярности.

Для учета эффекта полярности в расчетах E_0/δ необходимо учесть различие в процессах, происходящих во всем межэлектродном промежутке, т. е. в коэффициентах B или C вышеупомянутых соотношений. Однако имеющийся пока экспериментальный материал позволяет сделать это лишь для строго ограниченного диапазона значений $r_0\delta$. Кроме того, еще недостаточно изученным оказался вопрос о влиянии материала электродов и самих процессов вблизи электродов, а значит β и γ -процессов. Различие в напряжении зажигания унипольярной короны от полярности (независимо от метода или способа определения U_0) при неизменности прочих параметров более четко проявляется в SF_6 . Необходимо отметить, что для заданных R/r_0 , r_0 и $r_0\delta$ различие в значениях E_0/δ от полярности внутреннего электрода находится в зависимости от степени очистки исходного газа. Поэтому все приведенные выше данные, как уже отмечалось, относятся к осушенному и очищенному элегазу.

Меньшее влияние (только при отрицательной полярности) наличия примесей при определении U_0 сказывалось в H_2 .

Для проверки получаемых результатов были проведены контрольные опыты с осушенным и очищенным воздухом при применении коаксиальной системы с $R=3,0$ см для отмеченного диапазона значений R/r_0 и $r_0\delta$.

Для указанного диапазона параметров различие между $(E_0^-/\delta)_{\text{возд}}$ и $(E_0^+/\delta)_{\text{возд}}$ для заданного $r_0\delta$ лежит в пределах ошибок эксперимента. При этом в диапазоне $0,1 \leq r_0\delta \leq 15$ см расчетные значения E_0/δ совпадают с экспериментальными ($1 \leq p \leq 25$ atm).

В водороде для $\bar{E}_0 > 2(\bar{E}_0/p > 2A)$ наблюдается заметное расхождение теории с экспериментом. Здесь для $r_0\delta < 0,05$ максимальный градиент на поверхности электрода достигает $E > 150$ кВ/см, что согласно [Л. 1] может быть достаточным для появления «запрещенных» процессов и в первую очередь — автоэлектронной эмиссии. Другой причиной может быть невозможность замены зависимости $a/p = f(E/p)$ квадратичной зависимостью вида $a = mn^2 p(E - 1)^2$.

Изменение же коэффициента $m = \frac{\ln 1/\gamma}{B^2} = \frac{da/p}{dE/p}$ в довольно широких пределах не приводило к заметному увеличению расчетных значений E_0/δ для $r_0\delta < 0,05$ (см. кривую 5 на рис. 5).

Все это говорит о том, что для рассматриваемых газов, включая и контрольные опыты с осушенным воздухом, для тонких коронирующих проводов ($r_0\delta < 0,5$) возможен механизм образования короны, который отличен от таунсендовского [Л. 2].

Изменение формы короны с уменьшением радиуса закругления острия наблюдали многие исследователи, показавшие, что с изменением условий электростатического поля вблизи коронирующего электрода наступают условия, приводящие к таким процессам, которые уже нельзя объяснить однолавинным характером.

Для определения предельного значения $r_0\delta = (r_0\delta)_{\text{кр}}$, ниже которого уже нельзя применять таунсендовский механизм для объяснения короны, произведем сравнение усредненных экспериментальных зависимостей $(\bar{E}_0/\delta)_{\text{ср}} = f(r_0\delta)$ с пробивными градиентами $\bar{E}_{\text{пр}}/\delta = \varphi(r_0\delta)$, полученными в тех же условиях, но для слабонеоднородных полей. Для этого воспользуемся данными, приведенными выше для H_2 и SF_6 в цилиндрическом конденсаторе при диапазоне изменения геометрии промежутка $1,2 \leq R/r_0 \leq 6$. При подборе аналитических соотношений, которые для рассматриваемого диапазона значений p позволяют оценить начальное напряжение короны, все данные представим в двойном логарифмическом масштабе.

Это сопоставление приведено на рис. 6, где помимо усредненных зависимостей $(\bar{E}_0/\delta)_{\text{ср}} = f(r_0\delta)$ для H_2 и SF_6 даны средние значения приведенного начального градиента короны для ряда R/r_0 . Здесь же приведены $E_{\text{пр}}/\delta = \varphi(r_0\delta)$ (кривые 1 и 2).

Заметим, что разброс экспериментальных значений \bar{E}_0/δ различен для диапазона $r_0\delta < (r_0\delta)_{\text{кр}}$ и $r_0\delta > (r_0\delta)_{\text{кр}}$.

В слабонеоднородных полях, где справедлив таунсендовский механизм разряда [Л. 7], получа-

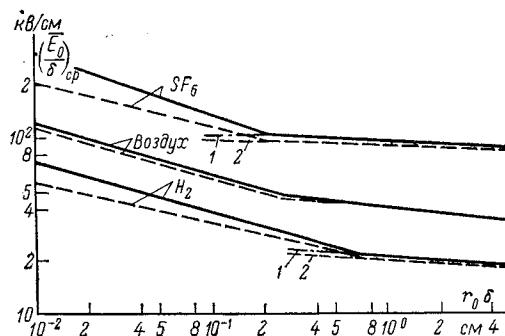


Рис. 6. Сопоставление $\bar{E}_0/\delta = f(r_0\delta)$ с кривой $\bar{E}_{\text{пр}}/\delta = \varphi(r_0\delta)$, получено в тех же условиях в слабонеоднородном поле ($1,2 \leq R/r_0 \leq 6$).

— полярность положительная; — — — полярность отрицательная.
1 — $\bar{E}_{\text{пр}}^+/\delta = \varphi(r_0\delta)$, 2 — $\bar{E}_{\text{пр}}^-/\delta = \varphi(r_0\delta)$.

емые значения $\bar{E}_{\text{пр}}/\delta = \varphi(r_0\delta)$ в зависимости от используемого газа с $\sigma_{\text{и}}=1\%$ и $\Delta\sigma_{\text{и}}=0,96$ ($0,2 \leq r_0\delta \leq 50 \text{ см} \cdot \text{атм}$ для SF₆ и $0,8 \leq r_0\delta \leq 40 \text{ атм} \cdot \text{см}$ для H₂) совпадают с экспериментальными и расчетными значениями (\bar{E}_0/δ)_{ср} = $f(r_0\delta)$.

С уменьшением $r_0\delta$ наблюдается различие между $\bar{E}_{\text{пр}}/\delta$ и \bar{E}_0/δ . При этом для $r_0\delta < (r_0\delta)_{\text{кр}}$, где $(r_0\delta)_{\text{кр}}$ — значение приведенного размера коронирующего электрода, при котором с указанной точностью $\bar{E}_{\text{пр}}/\delta = \bar{E}_0/\delta$, экспериментальные значения \bar{E}_0/δ в зависимости от R/r_0 отличаются от $\bar{E}_{\text{пр}}/\delta = \varphi(r_0\delta)$, образуя в принятом масштабе практически новую прямую. При этом скорость изменения $\bar{E}_0/\delta = f(r_0\delta)$ для $r_0\delta < (r_0\delta)_{\text{кр}}$ практически не зависит от свойств газа и существенно выше, чем для диапазона $r_0\delta > (r_0\delta)_{\text{кр}}$.

Для выяснения причин наблюдаемого изменения $E_0/\delta = f(r_0\delta)$ или $E_{\text{пр}}/\delta = \varphi(r_0\delta)$ для широкого диапазона изменения $r_0\delta$ необходимы дополнительные тщательные исследования с привлечением оптико-электронных средств наблюдения за коронным чехлом.



Импульсное магнитное поле массивного соленоида, помещенного внутрь проводящей оболочки

Канд. техн. наук МИХАЙЛОВ В. М.

Харьков

Введение. В различных электротехнических устройствах применяются соленоиды, снаружи которых расположены проводящие оболочки [Л. 1—6]. Проводящие оболочки могут быть использованы для разгрузки соленоидов от действия разрушающих электродинамических усилий [Л. 1 и 3]. При деформировании металлов давлением импульсного магнитного поля проводящая оболочка играет роль обрабатываемой детали [Л. 4 и 5]. В ранее опубликованных работах [Л. 2 и 3], посвященных анализу переходных электромагнитных процессов в системе «соленоид — оболочка», соленоид считается бесконечно тонким. Однако на практике, как правило, соленоид выполняется массивным, а ток в нем

вследствие резкого поверхностного эффекта распределен главным образом между двумя токовыми слоями¹, один из которых прилегает к отверстию соленоида, а другой обращен к оболочке [Л. 4—6]. Поэтому интерес представляет анализ переходного электромагнитного процесса в рассматриваемой системе с учетом проникновения поля в материал массивного соленоида.

¹ Такое распределение тока практически точно выполняется для систем с одновитковыми соленоидами, длина которых много больше их радиуса. У многовитковых соленоидов благодаря потокам рассеяния часть тока протекает по торцовым поверхностям витков.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Попков В. И. Особенности коронного разряда при высоких напряженностях поля. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1969, № 4, с. 69—71.
- Пик Р. Диэлектрические явления в технике высоких напряжений. М., ОНТИ, 1934, с. 60—67.
- Küpfmüller K. Einführung in die theoretische Electro-technik. Springer. Berlin. 1936, S. 147—151.
- Ver-Planck D. Calculation of Initial Breakdown Voltages in Air. — «El. Eng.» 1941, vol. 60, p. 99.
- Maigret F. Cellule de contrôle pour diélectriques gazeux en champ cylindrique. — «RGE», 1969, t. 78, № 6, p. 625—638.
- Электрическая прочность водорода в однородном поле при высоком давлении. — «Электричество», 1970, № 5, с. 68—71. Авт.: Левитов В. И., Ляпин А. Г., Семенов Ю. Н., Тилик В. Г.
- Разеиг Д. В. Начальные напряжения газового разряда в электрических полях различной конфигурации. — «Электричество», 1970, № 8, с. 14—19.
- Богданова Н. Б. Начальные напряжения короны на проводах. — В сб.: Электроэнергетика, 1963, вып. 7, с. 3—12.
- Залесский А. М. Вывод провода высокого напряжения из здания без проходного изолятора. Труды ЛПИ, 1948, № 3, с. 94—97.
- Teich T., Sangi B. Discharge Parameters for Some Electronegative Gases and Emission of Radiation from Electron Avalanches. — «Internationales Symposium Hochspannungstechnik», München, VDE, 1972, S. 391—395.
- Bhalla M., Craggs J. Measurement of Ionization and Attachment Coefficients in SF₆ in Uniform Fields. — «Proc. Phys. Society», 1962, vol. 80, p. 151—153.
- Harrison J. Ionization, Attachment and Breakdown in SF₆. — «Nature», 1970, vol. 222, № 5259, p. 703.
- Koller L. Negative Wire Corona of High — temperature and Pressure. — «Journ. Appl. Physics», 1950, vol. 21, № 8, p. 574—577.
- Grünberg R. Messungen der Elektronen beweglichkeit bei hohen Gas drucken in air, Ar, He, H₂ und N₂. — «Zs. für Naturforschung», 1968, Bd 23A, H. 12, S. 1995—2002.
- Брайтс Дж. Атомные и молекулярные процессы. М., «Мир», 1964.
- Howard P. Processes Contributing to the Breakdown of Electronegative Gases in Uniform and Nonuniform Fields. — «Proc. IEE», 1957, vol. 104A, № 2, p. 139—141.

[16.4.1973]

УДК 621.3:538.3

Постановка задачи. Рассмотрим одновитковый цилиндрический соленоид, выполненный из материала с постоянными характеристиками μ_1, γ_1 и помещенный соосно в цилиндрическую проводящую оболочку из материала с постоянными характеристиками μ_2, γ_2 (рис. 1), где $\mu_{1,2}, \gamma_{1,2}$ — магнитная проницаемость и удельная электропроводность. Пусть токоподвод к соленоиду незначительно искажает азимутальную симметрию поля системы.

Будем считать также, что параметры импульса тока, протекающего через соленоид, и геометрические размеры оболочки и соленоида таковы, что:

в соленоиде практически не происходит наложения прямых волн электромагнитного поля, проникающих со стороны отверстия и со стороны зазора, а также отражения волн поля от его граничных поверхностей;

магнитное поле в зазоре между соленоидом и оболочкой, а также в отверстии соленоида однородно;

электромагнитные волны в материале как соленоида, так и оболочки близки к плоским;

краевые эффекты в системе «соленоид — оболочка» проявляются незначительно, а снаружи оболочки магнитное поле практически отсутствует.

Поместим начало координат на внутренней поверхности соленоида, а ось координат z направим по радиусу от его оси (рис. 1). Система дифференциальных уравнений, описывающих электромагнитное поле в материале соленоида и оболочки, имеет вид [Л. 7]:

$$\frac{\partial^2 H_k}{\partial z^2} - \mu_k \gamma_k \frac{\partial H_k}{\partial t} = 0; \quad (1)$$

$$E_k = -\frac{1}{\gamma_k} \frac{\partial H_k}{\partial z}, \quad (2)$$

где H_k, E_k — напряженности электромагнитного поля; $k=1$ или 2 ; индексы 1 и 2 относятся соответственно к соленоиду и оболочке.

Запишем следующие граничные условия.

1. Условие однородности магнитного поля в зазоре между соленоидом и оболочкой определяется

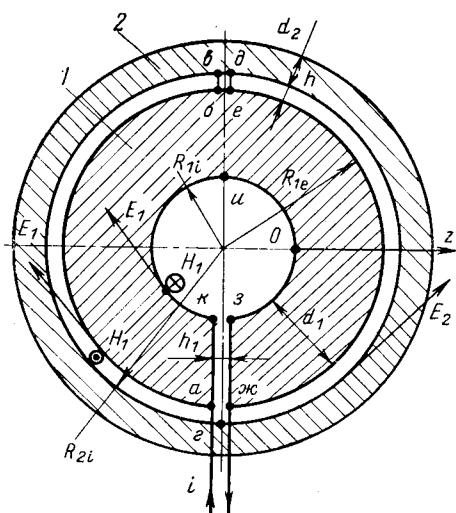


Рис. 1. Расчетная конструкция системы «одновитковый соленоид — оболочка».

1 — соленоид; 2 — оболочка.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

выражением:

$$H_1(d_1, t) = H_2(d_1 + h, t), \quad (3)$$

где d_1 — толщина соленоида; h — ширина зазора между соленоидом и оболочкой.

2. Закон полного тока для соленоида имеет вид:

$$[H_1(0, t) + H_1(d_1, t)]b = i(t), \quad (4)$$

где b — длина соленоида; $i(t)$ — ток соленоида.

3. Закон электромагнитной индукции для контура (абвдеджэзика, рис. 1) представим в виде

$$\oint E_k dl = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (5)$$

где Φ — суммарный магнитный поток через поверхность, ограниченную рассматриваемым контуром (ширина разреза между отрезками контура de и bv принята бесконечно малой); значения E_k берутся на соответствующих поверхностях соленоида и оболочки.

4. Для условия отсутствия магнитного поля снаружи оболочки имеем:

$$H_2(d_1 + h + d_2, t) = 0, \quad (6)$$

где d_2 — толщина оболочки.

Начальные условия:

$$H_k(z, 0) = E_k(z, 0) = i(0) = 0. \quad (7)$$

В дальнейшем будут получены формулы для расчета напряженности магнитного поля в отверстии соленоида. Имея эти формулы, с помощью условия (4) можно найти напряженность магнитного поля в зазоре между соленоидом и оболочкой.

Рассмотрим два частных случая, для которых удается получить аналитическое решение задачи.

Первый случай. В материале оболочки существуют только прямые электромагнитные волны, которые практически «полностью» затухают.

Условия задачи позволяют считать соленоид и оболочку массивными проводящими телами, а процесс проникновения в них плоской волны электромагнитного поля рассматривать как процесс в проводящем полупространстве [Л. 8]. Поэтому решение задачи для этого случая согласно (1) и (2) в изображениях по Лапласу представим в виде:

$$H_1(z, p) = \begin{cases} C_1 \exp(-z\sqrt{p\mu_1\gamma_1}), & z \geq 0; \\ C_2 \exp[-(d_1 - z)\sqrt{p\mu_1\gamma_1}], & z \leq d_1; \end{cases} \quad (9)$$

$$E_1(z, p) = \begin{cases} C_1 \sqrt{\frac{p\mu_1}{\gamma_1}} \exp(-z\sqrt{p\mu_1\gamma_1}), & z \geq 0; \\ C_2 \sqrt{\frac{p\mu_1}{\gamma_1}} \exp[-(d_1 - z)\sqrt{p\mu_1\gamma_1}], & z \leq d_1; \end{cases} \quad (10)$$

$$H_2(z, p) = C_3 \exp[-(z - d_1 - h)\sqrt{p\mu_2\gamma_2}]; \quad (11)$$

$$E_2(z, p) = C_3 \sqrt{\frac{p\mu_2}{\gamma_2}} \exp[-(z - d_1 - h)\sqrt{p\mu_2\gamma_2}], \quad (12)$$

где $d_1 + h \leq z \leq d_1 + h + d_2$; C_1, C_2, C_3 — постоянные, не зависящие от координаты z . Для отыскания постоянных C_1, C_2, C_3 воспользуемся граничными условиями (3) — (5), записанными в операторной форме. Для упрощения задачи будем считать, что ширина зазора между выводами соленоида h_1 (рис. 1) пренебрежимо мала. Предварительно введем следующие обозначения:

$$l_{1i} = 2\pi R_{1i}; l_{1e} = 2\pi R_{1e}; l_{2i} = 2\pi R_{2i},$$

где R_{1i}, R_{1e} — соответственно внутренний и наружный радиусы соленоида; R_{2i} — внутренний радиус

оболочки; S_o — площадь поперечного сечения отверстия соленоида; S_h — площадь поперечного сечения зазора между соленоидом и оболочкой.

Из граничного условия (3) следует: $C_2 = C_3$. Из условия (4) получим уравнение для нахождения постоянных:

$$C_1 + C_2 = \frac{I(p)}{b}, \quad (13)$$

где $I(p) = i(t)$.

Из условия (5) найдем:

$$\left(l_{1i} \sqrt{\frac{\mu_1}{\gamma_1}} + \mu_0 S_o V p \right) C_1 - \left(l_{1e} \sqrt{\frac{\mu_1}{\gamma_1}} + l_{2i} \sqrt{\frac{\mu_2}{\gamma_2}} + \mu_0 S_h V p \right) C_2 = 0. \quad (14)$$

При получении уравнения (14) составляющие контурного интеграла, относящиеся к участкам ak и jez , принятые равными нулю, так как напряженность электрического поля в материале соленоида имеет лишь азимутальную компоненту. Опуская элементарные действия, связанные с решением системы алгебраических уравнений (13) и (14), приведем результат:

$$H_1(0, p) = \frac{I(p)}{b} \times \times \frac{l_{1e} \sqrt{\frac{\mu_1}{\gamma_1}} + l_{2i} \sqrt{\frac{\mu_2}{\gamma_2}} + \mu_0 S_h V p}{(l_{1i} + l_{1e}) \sqrt{\frac{\mu_1}{\gamma_1}} + l_{2i} \sqrt{\frac{\mu_2}{\gamma_2}} + \mu_0 (S_o + S_h) V p}, \quad (15)$$

где $H_1(0, p) = H_1(0, t)$.

Получим оригинал изображения (15) для ступенчатого импульса тока:

$$i(t) = \begin{cases} I_0, & t > 0; \\ 0, & t < 0. \end{cases} \quad (16)$$

Имея такой оригинал, как известно, с помощью интеграла Диоамеля можно получить решение задачи для произвольного импульса тока. Подставляя в (15) $I(p) = I_0 p^{-1}$, приходим к изображению, которое может быть представлено в виде двух табличных изображений [Л. 9]. Опуская несложные преобразования, найдем:

$$H_1(0, t) = \frac{I_0}{b} \left[\alpha + \left(\frac{S_h}{S_o + S_h} - \alpha \right) \exp \beta^2 t \operatorname{erfc} \beta \sqrt{t} \right], \quad (17)$$

где

$$\alpha = \left(l_{1e} \sqrt{\frac{\mu_1}{\gamma_1}} + l_{2i} \sqrt{\frac{\mu_2}{\gamma_2}} \right) \left[(l_{1i} + l_{1e}) \sqrt{\frac{\mu_1}{\gamma_1}} + l_{2i} \sqrt{\frac{\mu_2}{\gamma_2}} \right]^{-1};$$

$$\beta = \left[(l_{1i} + l_{1e}) \sqrt{\frac{\mu_1}{\gamma_1}} + l_{2i} \sqrt{\frac{\mu_2}{\gamma_2}} \right] [\mu_0 (S_o + S_h)]^{-1}.$$

В начальный момент времени электромагнитное поле не успевает проникнуть в материал соленоида и оболочки, и поэтому распределение магнитного поля в непроводящих областях должно быть такое же, как и при идеальном поверхностном эффекте [Л. 2 и 3]. Переходя к пределу при $t \rightarrow 0$ в (17), получим:

$$\lim_{t \rightarrow 0} H_1(0, t) = \frac{I_0}{b} \frac{S_h}{S_o + S_h}. \quad (18)$$

Полученный результат подтверждает правильность формулы (17).

В случае ступенчатого импульса тока принятые ранее допущения будут справедливы до некоторого момента времени, так как этот импульс имеет постоянную величину и неограниченную длительность. Начиная с указанного момента времени, существенными факторами процесса будут наложение прямых волн поля, проникающих в соленоид со стороны отверстия и со стороны зазора, а также отражение волн поля от граничных поверхностей соленоида и внешней оболочки. Поэтому решение (17) справедливо в некотором промежутке времени, определению которого посвящено приложение 1.

Второй случай. В материале оболочки существуют как прямые, так и отраженные от внешней ее поверхности электромагнитные волны. В этом случае для соленоида решение задачи в изображениях по Лапласу будет иметь вид, аналогичный выражениям (9) и (10), если в последних заменить постоянные C_1 и C_2 соответственно на постоянные C_4 и C_5 . Для оболочки решение задачи в изображениях представим в виде:

$$H_2(z, p) = C_6 \exp [-(z - d_1 - h) \sqrt{p \mu_2 \gamma_2}] + C_7 \exp [(z - d_1 - h) \sqrt{p \mu_2 \gamma_2}]; \quad (19)$$

$$E_2(z, p) = \sqrt{\frac{p \mu_2}{\gamma_2}} \{ C_6 \exp [-(z - d_1 - h) \sqrt{p \mu_2 \gamma_2}] - C_7 \exp [(z - d_1 - h) \sqrt{p \mu_2 \gamma_2}] \}, \quad (20)$$

где C_6, C_7 — постоянные, не зависящие от z .

Используя граничные условия (3) — (6), а также выражения (9), (10), (19) и (20), получим следующую систему алгебраических уравнений для определения постоянных C_4, C_5, C_6 и C_7 :

$$C_5 - C_6 - C_7 = 0; \quad (21)$$

$$C_4 + C_5 = \frac{I(p)}{b}; \quad (22)$$

$$C_6 \exp (-d_2 \sqrt{p \mu_2 \gamma_2}) + C_7 \exp (d_2 \sqrt{p \mu_2 \gamma_2}) = 0; \quad (23)$$

$$\left(l_{1i} \sqrt{\frac{\mu_1}{\gamma_1}} + \mu_0 S_o V p \right) C_4 - \left(l_{1e} \sqrt{\frac{\mu_1}{\gamma_1}} + l_{2i} \sqrt{\frac{\mu_2}{\gamma_2}} + \mu_0 S_h V p \right) C_5 - l_{2i} \sqrt{\frac{\mu_2}{\gamma_2}} (C_6 - C_7) = 0. \quad (24)$$

Опуская элементарные действия, связанные с нахождением постоянных путем решения системы алгебраических уравнений (21) — (24), запишем интересующий нас результат:

$$H_1(0, p) = \frac{I(p)}{b} \frac{\operatorname{ch} d_2 \sqrt{p \mu_2 \gamma_2} + (A_1 + B_1 V p) \operatorname{sh} d_2 \sqrt{p \mu_2 \gamma_2}}{\operatorname{ch} d_2 \sqrt{p \mu_2 \gamma_2} + (A_2 + B_2 V p) \operatorname{sh} d_2 \sqrt{p \mu_2 \gamma_2}}, \quad (25)$$

где

$$A_1 = \frac{l_{1e}}{l_{2i}} \sqrt{\frac{\mu_1 \gamma_2}{\mu_2 \gamma_1}}; \quad B_1 = \frac{\mu_0 S_h}{l_{2i}} \sqrt{\frac{\gamma_2}{\mu_2}};$$

$$A_2 = \frac{(l_{1e} + l_{1i}) \sqrt{\mu_1 \gamma_2}}{l_{2i} \sqrt{\mu_2 \gamma_1}}; \quad B_2 = \frac{\mu_0 (S_o + S_h)}{l_{2i}} \sqrt{\frac{\gamma_2}{\mu_2}}.$$

Если принять в изображении (25) $\gamma_1 \rightarrow \infty$, то оно, как и следовало ожидать, переходит в известное изображение [Л. 3], полученное для случая,

когда электромагнитные процессы в материале соленоида не рассматриваются. В отличие от известного изображение (25) имеет точку ветвления $p=0$, что затрудняет получение оригинала. Опуская громоздкие промежуточные действия, план которых изложен в приложении 2, приведем окончательный результат для ступенчатого импульса тока (16):

$$H_1(0, \xi) = \frac{I_0}{2bV\pi\xi^{3/2}} \sum_{n=0}^{\infty} [J_1(n, \xi) - J_2(n, \xi)], \quad (26)$$

где

$$\begin{aligned} J_k(n, \xi) &= \int_0^{\infty} [2(n+k-1)d^*_2 + \eta] \left[(-1)^n \frac{D_2^n}{C_2^{n+1}} r_k + \right. \\ &\quad \left. + f_k(n, \eta) \right] \exp \left\{ - \frac{|2(n+k-1)d^*_2 + \eta|^2}{4\xi} \right\} d\eta; \\ \xi &= \frac{t}{B_2^2}; \quad d^*_2 = \frac{d_2 V \mu_2 \gamma_2}{B_2}; \quad r_1 = C_1 q - a_1; \\ r_2 &= -D_1 q - a_2; \quad q = \eta - n(D_2^{-1} - C_2^{-1}); \\ C_{1,2} &= 1 + A_{1,2}; \quad D_{1,2} = 1 - A_{1,2}; \\ a_1 &= \frac{C_1}{C_2} - \frac{B_1}{B_2}; \quad a_2 = -\left(\frac{B_1}{B_2} + \frac{D_1}{C_2}\right); \\ f_k(n, \eta) &= n! \sum_{m=0}^n \frac{(-2)^{n-m}}{m!(n-m)!} \sum_{l=0}^{n-m} \frac{n-m-l+1}{l! C_2^{n-m-l+1}} \times \\ &\quad \times \eta \left(\frac{B_1}{B_2} l + a_k \eta \right) \exp(-C_2 \eta). \end{aligned}$$

Сходимость несобственных интегралов $J_k(n, \xi)$, входящих в формулу (26), очевидна. Сходимость ряда по n обусловлена наличием в подынтегральной функции $J_k(n, \xi)$ экспоненциального сомножителя с отрицательным показателем степени, зависящим от n^2 .

Число членов ряда в (26), необходимых для обеспечения требуемой точности расчета, определяется в процессе счета в каждом конкретном случае, поскольку оно сильно зависит от величин ξ и d^*_2 . Решение (26), как и решение (17), по изложенным ранее причинам справедливо в некотором промежутке времени (приложение 1).

Для проверки правильности формулы (26) сделаем в ней предельный переход при $d^*_2 \rightarrow \infty$, что соответствует переходу к первому случаю задачи. При этом все члены ряда, за исключением одного, содержащего $J_1(0, \xi)$, стремятся к нулю.

После интегрирования, которое здесь не приводится, формула (26) переходит в формулу (17), что свидетельствует о правильности рассматриваемого результата.

Формулы (17) и (26) могут быть использованы и в тех случаях, когда соленоид является многовитковым, а влиянием межвитковых зазоров можно пренебречь. Для этого необходимо величину тока I_0 умножить на число витков соленоида.

Пример. Пусть массивный соленоид, снаружи которого расположена проводящая оболочка, подключается к конденсатору емкостью c , предварительно заряженному до напряжения U_0 . Индуктивности и активные сопротивления конденсатора и

подводящих проводов исчезающе малы. Проводящая оболочка находится в условиях резкого поверхностного эффекта (первый случай). Необходимо рассчитать напряженности магнитного поля в отверстии соленоида и в зазоре между соленоидом и оболочкой.

Уравнение, описывающее переходный электромагнитный процесс в разрядном контуре, имеет вид:

$$\begin{aligned} \mu_0 S_0 \frac{d}{dt} \left[H_1(0,0) i(t) + \int_0^t \frac{dH_1(0, \eta)}{d\eta} \Big|_{\eta=t} \right] \times \\ \times i(\tau) d\tau \Big] + I_{1i} \int_0^t E_1(0, \tau) i' t(t-\tau) d\tau + \frac{1}{c} \int_0^t i(\tau) d\tau = U_0. \end{aligned}$$

Здесь $E_1(0, \tau)$ — напряженность электрического поля на поверхности отверстия соленоида при ступенчатом импульсе тока (изображение этой величины находится из (9), а оригинал его является табличным [Л. 9]):

$$\begin{aligned} E_1(0, \tau) = \frac{S_h}{b(S_0 + S_h)} \sqrt{\frac{\mu_1}{\gamma_1}} \left[\frac{1}{V\pi t} + (\alpha_1 - \beta) \times \right. \\ \left. \times \exp \beta^2 t \times \operatorname{erfc} \beta \sqrt{t} \right]; \end{aligned}$$

$i' t$ — производная от тока по времени; $H_1(0, t)$ определяется по (17);

$$\alpha_1 = (\mu_0 S_h)^{-1} \left(I_{1e} \sqrt{\frac{\mu_1}{\gamma_1}} + I_{2i} \sqrt{\frac{\mu_2}{\gamma_2}} \right).$$

Вводя одномерную сетку на ось времени и аппроксимируя производные тока их разностными аналогами, а интегралы — суммами, из приведенного уравнения можно легко получить рекуррентную формулу для расчета тока в узлах сетки. Разрыв в нуле выражений, содержащих множитель $t^{-1/2}$, устраняется путем сдвига соответствующих слагаемых в суммах, заменяющих интегралы, на один шаг счета. Такой прием при достаточно мелком шаге практически не влияет на точность расчета. Напряженность магнитного поля в отверстии соленоида рассчитывается по найденным значениям тока с помощью (17) и интеграла Диамеля. Напряженность поля в зазоре определяется из условия (4). На рис. 2 приведены результаты расчета для частного случая:

$$\begin{aligned} \mu_1 &= \mu_2 = \mu_0; \quad \gamma_1 = \gamma_2; \\ \frac{I_{1i}}{S_0} \sqrt{\frac{S_0 S_h c}{4\mu_0 \gamma_1^2 b (S_0 + S_h)}} &= 0.2. \end{aligned}$$

Из рис. 2 следует, что при увеличении S_h/S_0 все большая часть тока i участвует в создании поля в отверстии соленоида; при очень больших значениях S_h/S_0 оболочка практически не влияет на ход процесса и весь ток протекает вблизи отверстия соленоида (кривые 3). Методика решения рассмотренной задачи не изменяется, если учитывать при расчете индуктивности и активные сопротивления конденсатора и подводящих проводов.

Приложение I. 1. Пусть внешнее магнитное поле, напряженность которого выражается некоторой функцией $H(0, t)$, проникает нормально в проводящее полупространство с постоянными электропроводностью γ и магнитной проницаемостью μ .

Функция $H(0, t)$ при $0 < t < \infty$ является непрерывной или кусочно-непрерывной вместе со своей первой производной. Определим промежуток времени, в течение которого решение сформулированной задачи о проникновении поля в проводящее полупространство может быть использовано для анализа процесса проникновения поля в проводник конечной толщины d .

Для напряженности магнитного поля в точке полупространства с координатой z в момент времени t справедлива следующая формула (эта формула может быть получена, например, с помощью известного решения задачи о проникновении ступенчатого импульса внешнего магнитного поля в проводящее полупространство и интеграла Дюамеля [Л. 10]):

$$H(z, t) = H(0, 0) \operatorname{erfc} \frac{z}{2} \sqrt{\frac{\mu\gamma}{t}} + \\ + \int_0^t H'(0, t-\tau) \operatorname{erfc} \frac{z}{2} \sqrt{\frac{\mu\gamma}{\tau}} d\tau.$$

Нетрудно показать, что для приведенной формулы имеет место оценка:

$$|H(z, t)| < |H(0, t)| \operatorname{erfc} \frac{z}{2} \sqrt{\frac{\mu\gamma}{t}}. \quad (27)$$

Из (27) следует, что можно указать такие значения аргумента функции erfc , при которых $|H(z, t)|$ может стать сколь угодно меньше $|H(0, t)|$. Поэтому для некоторой условной границы внутри проводящего полупространства $z=d$ можно указать такой промежуток времени, во все моменты которого при $z \geq d$ можно с любой наперед заданной точностью принять $H(z, t) \approx 0$. В этом промежутке времени возможно применение формул, полученных для полупространства, при анализе проникновения поля в проводник конечной толщины d .

Пусть требуемое соотношение $|H(d, t)| \ll |H(0, t)|$ соблюдается при $d/2\sqrt{\mu\gamma/t} \geq \sqrt{C}$, где $C > 0$ – вещественное число. Тогда интересующий нас промежуток времени равен:

$$0 < t \leq \frac{d^2 \mu\gamma}{4C}. \quad (28)$$

Ниже показано влияние величины C на значения напряженности магнитного поля вблизи условной границы его проникновения внутри проводящего полупространства $z=d$ (значения модуля отношения напряженности магнитного поля на условной границе проникновения к напряженности внешнего магнитного поля (H^*_d) здесь максимальные):

C	1	2,25	4	6,25	9
H^*_d	0,157	$0,339 \cdot 10^{-1}$	$0,468 \cdot 10^{-2}$	$0,410 \cdot 10^{-3}$	$0,221 \cdot 10^{-4}$

2. Решение (17) строго справедливо в идеальном случае, когда соленоид и оболочка имеют неограниченную толщину, причем в соленоиде не происходит наложение волн поля, проникающих со стороны отверстия и со стороны зазора. То же относится и к решению (26), за исключением идеализации, связанной с неограниченной толщиной оболочки. Поскольку напряженность магнитного поля $H_1(0, t)$ является при этом функцией, удовлетворяющей условиям задачи, рассмотренной в п. 1,

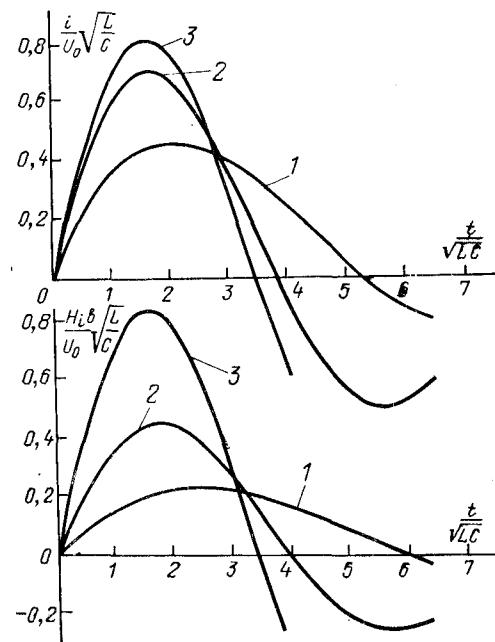


Рис. 2. Ток i и напряженность магнитного поля в отверстии соленоида H_1 при разряде конденсатора на соленоид

$$\left(L = \frac{\mu_0 S_0 S_h}{b(S_0 + S_h)} \right).$$

$$1 - S_h/S_0 = 0,25; 2 - S_h/S_0 = 1,0; 3 - S_h/S_0 = 10^3.$$

воспользуемся соотношениями (27) и (28) для нахождения промежутка времени, в котором приближенно справедливы решения (17) и (26). Рассмотрим следующие три возможных случая.

В течение искомого промежутка времени справедливо соотношение

$$|H_1(0, t)|_{\max} \gg |H_1(d_1, t)|_{\max}.$$

Процессами, связанными с проникновением поля в соленоид и оболочку со стороны зазора, можно пренебречь. Полагая, что внешнее магнитное поле напряженностью $H_1(0, t)$ проникает в проводящее полупространство с характеристиками μ_1, γ_1 , а условной границей его проникновения является плоскость $z=d_1$, приходим к соотношению (28), если в последнем заменить d на d_1 .

В течение искомого промежутка времени справедливо соотношение

$$|H_1(0, t)|_{\max} \ll |H_1(d_1, t)|_{\max}.$$

Процессами, связанными с проникновением поля в соленоид со стороны отверстия, можно пренебречь. Полагая, что внешнее магнитное поле $H_1(d_1, t)$ проникает одновременно в два проводящих полупространства с характеристиками μ_k, γ_k , где $k=1$ или 2 , а условными границами проникновения являются плоскости соответственно $z=d_1$ и $z=d_2$, найдем, что для этого случая решение (17) приближенно справедливо при

$$0 < t \leq \frac{|d_k|^2 \mu_k \gamma_k |_{\min}}{4C}, \quad (29)$$

где числитель правой части есть наименьшая величина при $k=1$ или 2 .

Решение (26) и в этом случае приближенно справедливо в промежутке времени (28), если d заменить на d_1 .

В течение искомого промежутка времени максимальные значения напряженностей магнитного поля в отверстии соленоида и в зазоре соизмеримы.

В этом случае необходимо учесть проникновение поля в оболочку, а также в соленоид как со стороны зазора, так и со стороны отверстия. Будем считать, что напряженности магнитных полей, проникающих в соленоид с двух указанных сторон, должны быть близки к нулю на цилиндрической поверхности, концентрической поверхности отверстия соленоида и отстоящей от последней на величину $d_1/2$. Тогда, используя те же рассуждения, что и во втором случае, и принимая в качестве условных границ проникновения плоскости $z=d_1/2$ и $z=d_2$, получим, что решение (17) приближенно справедливо в промежутке времени

$$0 < t < \frac{[d_k^2 \mu_k \gamma_k]_{\min}}{2^{2(k-1)} C}, \quad (30)$$

где числитель правой части есть наименьшая величина при $k=1$ или 2. Решение (26) приближенно справедливо в промежутке времени

$$0 < t < \frac{d_1^2 \mu_1 \gamma_1}{16C}. \quad (31)$$

Величина C , входящая в соотношения (28)–(31), выбирается на основании данных таблицы и соображений, изложенных в п. 1.

Приложение II. После подстановки изображения ступенчатого импульса тока (16) представим изображение (25) в виде:

$$H_1(0, p) = \frac{I_0}{b} [\Phi_1(p) + \Phi_2(p)], \quad (32)$$

где

$$\Phi_1(p) = \frac{1}{p} \frac{B_1 V_p + C_1}{B_2 V_p + C_2} \left[1 + \frac{D_2 - B_2 V_p}{B_2 V_p + C_2} \times \exp(-2d_2 \sqrt{p \mu_2 \gamma_2}) \right]^{-1};$$

$$\Phi_2(p) = \frac{1}{p} \frac{D_1 - B_1 V_p}{B_2 V_p + C_2} \exp(-2d_2 \sqrt{p \mu_2 \gamma_2}) \times \left[1 + \frac{D_2 - B_2 V_p}{B_2 V_p + C_2} \exp(-2d_2 \sqrt{p \mu_2 \gamma_2}) \right]^{-1}.$$

◆ ◆ ◆

Учет температуры окружающей среды при определении износа изоляции трансформатора

Канд. техн. наук НИКИТИН Ю. М.

Москва

Старение изоляции трансформатора определяется температурой нагрева его изоляции, которая зависит от тока нагрузки, потерь в стали и температуры окружающей среды, а также от времени действия всех перечисленных факторов. Поэтому старение изоляции является кумулятивным нестационарным процессом, зависящим от температуры

Согласно известной теореме [Л. 11] $\Phi_1(p)$ и $\Phi_2(p)$ являются изображениями, оригиналы которых получаются почленным переводом следующих рядов:

$$\Phi_1(p) = \frac{B_1 V_p + C_1}{p} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(B_2 V_p - D_2)^n}{(B_2 V_p + C_2)^{n+1}} \times \exp(-2d_2 \sqrt{p \mu_2 \gamma_2});$$

$$\Phi_2(p) = \frac{D_1 - B_1 V_p}{p} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(B_2 V_p - D_2)^n}{(B_2 V_p + C_2)^{n+1}} \times \exp[-2(n+1)d_2 \sqrt{p \mu_2 \gamma_2}].$$

Каждый член этих рядов переводится в пространство оригиналов с помощью теоремы Эфроса [Л. 9]. После нахождения оригиналов изображений $\Phi_1(p)$ и $\Phi_2(p)$, используя свойство линейности преобразования Лапласа, переводим изображение (32) в оригинал (26).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Furth H. P., Levine M. A., Wanek R. W. Production and Use High Transient Magnetic Fields. II.—«The Review of Scientific Instruments», 1957, v. 28, № 11, p. 949.
2. Витков М. Г. Импульсное возбуждение магнитного поля внутри цилиндрического экрана.—ЖТФ, 1965, вып. 10, с. 1786—1790.
3. Новгородцев А. Б., Шнеерсон Г. А. Переходные процессы и электродинамические усилия в системе «соленоид — замкнутый экран».—«Труды Ленинградского политехнического института № 273». М.—Л., «Энергия», 1966, с. 139—151.
4. Jansen H. Some Measurements of the Expansion of Metallic Cylinder with Electromagnetic Pulses.—«IEEE Transactions on Industry and General Applications», 1968, № 4, p. 428—440.
5. Каськов В. А., Глущенков В. А., Лысенко Д. Н. Одновитковые индукторы для калибровки концов труб импульсным магнитным полем.—«Кузнецко-штамповочное производство», 1968, № 8, с. 31—34.
6. Остроумов Г. В. Радиальное распределение тока в системе из однослойного цилиндрического индуктора и расположенной снаружи коаксиальной металлической трубы.—«Электричество», 1972, № 5, с. 45—48.
7. Нейман Л. Р., Демирян К. С. Теоретические основы электротехники, т. 2. М.—Л., «Энергия», 1966, 407 с.
8. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. Госэнергоиздат, 1949, 190 с.
9. Диткин В. А., Кузнецов П. И. Справочник по операционному исчислению. ГИТТЛ, 1951, 255 с.
10. Тимофеев Б. Б. Специальные задачи теории поверхностного эффекта. Киев, «Наукова думка», 1966, 190 с.
11. Дёч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования. М., «Наука», 1971, 288 с.

[4.2.1974]

УДК 621.314.212.048.004.6

и времени [Л. 1]:

$$V = A_1 \int_0^T e^{\mu \theta(t)} dt, \quad (1)$$

где $\theta(t)$ — температура наиболее нагретой точки обмотки; μ — коэффициент, характеризующий интенсивность старения изоляции. Его значение $\mu =$

$=0,116$ определяется шестиградусным правилом старения изоляции (ГОСТ 14209-69), согласно которому изменение температуры на 6 К приводит к изменению ее срока службы вдвое; A_1 — постоянная величина, определяемая видом изоляции.

При расчете старения изоляции пользуются понятием относительного износа, численно равным отношению действительного износа изоляции за определенный промежуток времени к ее износу при номинальной температуре обмотки за тот же период времени. При изменяющейся температуре обмотки он равен:

$$\chi_T = \frac{V}{V_{\text{ном}}} = \frac{A_1 \int_0^T e^{\mu \Theta(t)} dt}{A_1 e^{\mu \Theta_{\text{ном}} T}} = \frac{1}{T} \int_0^T e^{\mu [\Theta(t) - \Theta_{\text{ном}}]} dt, \quad (2)$$

где χ_T — относительный износ за рассматриваемый промежуток времени T ; $\Theta_{\text{ном}}$ — температура наиболее нагретой точки обмотки, соответствующая установившемуся режиму работы трансформатора с номинальной нагрузкой при температуре окружающей среды 293 К. Согласно ГОСТ 14209-69 она равна 371 К.

Рассмотрим подынтегральное выражение в формуле (2):

$$\chi(t) = e^{\mu [\Theta(t) - \Theta_{\text{ном}}]}. \quad (3)$$

Выражение (3) можно переписать следующим образом:

$$\chi(t) = e^{-\mu [\Theta_{\text{ном}} - \Theta_c(t) - \vartheta_1(t)]}, \quad (4)$$

где $\vartheta_1(t)$ — превышение температуры наиболее нагретой точки обмотки над окружающей средой; $\Theta_c(t)$ — температура окружающей среды, зависящая от времени.

При расчете относительного износа изоляции трансформатора вероятностными методами не учитывалась сезонная изменчивость температуры воздуха и $\Theta_c(t)$ принималась равной константе Θ_c , соответствующей данной климатической зоне. В предположении постоянства температуры окружающей среды в работах [Л. 2 и 3] были получены вероятностные характеристики относительного износа для случая стохастического стационарного процесса изменения тока нагрузки. Результаты, полученные в этих работах, позволяют считать, что в принципе возможно получение этих характеристик также и в условиях изменения температуры окружающей среды.

Согласно [Л. 2] сезонные изменения температуры воздуха могут быть учтены расчетом относительного износа для различных промежутков времени в течение года. В этом утверждении подразумевается, что изменение температуры окружающей среды является периодическим процессом с годовым периодом; этот процесс является случайным, поскольку кривые изменения температуры для одного и того же района за различные годы не совпадают. В качестве математической модели этого процесса можно воспользоваться следующим выражением:

$$\Theta_c(t) = m(t) + \varepsilon(t), \quad (5)$$

где изменяющееся во времени математическое ожидание $m(t)$ с известным годовым периодом ха-

теризует сезонные изменения температуры окружающей среды, изменение же температуры около $m(t)$ описывает случайный центрированный стационарный процесс $\varepsilon(t)$.

Математическое ожидание вследствие указанной выше периодичности может быть представлено в виде отрезка ряда Фурье:

$$m(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{i=1}^r (a_i \cos \omega_i t + b_i \sin \omega_i t), \quad (6)$$

где $\omega_i = 2\pi/T_i$ и $T_1 = 365$ дней.

Задача определения параметров модели (5) статистическими методами рассматривалась в [Л. 4]. Там же приведена методика проверки адекватности модели исследуемому случайному процессу.

Ток нагрузки, проходящий по обмоткам трансформатора, нагревает их, создавая превышение температуры изоляции над окружающей средой. В силу случайного характера изменения тока нагрузки превышение температуры наиболее нагретой точки обмотки трансформатора $\vartheta_1(t)$ носит также случайный характер и описывается следующей математической моделью:

$$\vartheta_1(t) = m_1 + \vartheta_0(t), \quad (7)$$

где m_1 — математическое ожидание превышения температуры наиболее нагретой точки обмотки трансформатора над окружающей средой (величина постоянная при условии стационарности случайного процесса изменения тока нагрузки); $\vartheta_0(t)$ — случайная стационарная центрированная составляющая, характеризующая изменчивость превышения температуры наиболее нагретой точки обмотки.

Формулы для вычисления вероятностных характеристик случайного процесса $\vartheta_1(t)$ по характеристикам тока нагрузки приведены в [Л. 3]. С учетом выражений (5) и (7) подынтегральную функцию $\chi(t)$ можно записать в следующем виде:

$$\chi(t) = \exp\{-\mu \Theta_{\text{ном}} + \mu [m(t) + \varepsilon(t)] + \mu [m_1 + \vartheta_0(t)]\}. \quad (8)$$

Воспользовавшись правилом перестановочности математического ожидания и интеграла, на основании формулы (2) найдем математическое ожидание относительного износа изоляции трансформатора:

$$M[\chi_T] = M \left[\frac{1}{T} \int_0^T \chi(t) dt \right] = \frac{1}{T} \int_0^T M[\chi(t)] dt. \quad (9)$$

В правой части выражения (9) под знаком интеграла стоит математическое ожидание функции $\chi(t)$, для определения которого воспользуемся формулой (8):

$$M[\chi(t)] = M \{ \exp [-\mu \Theta_{\text{ном}} + \mu (m(t) + \varepsilon(t)) + \mu (m_1 + \vartheta_0(t))] \} = M \{ \exp [-\mu \Theta_{\text{ном}} + \mu m(t) + \mu \varepsilon(t)] \} M \{ \exp [\mu m_1 + \mu \vartheta_0(t)] \}. \quad (10)$$

Как показано в [Л. 3]:

$$M \{ \exp [\mu m_1 + \mu \vartheta_0(t)] \} = \exp \left(\mu m_1 + \frac{1}{2} \mu^2 \sigma_1^2 \right), \quad (11)$$

где σ_1^2 — дисперсия случайного процесса $\vartheta_0(t)$.

Воспользовавшись формулой (11) с учетом того, что математическое ожидание процесса $\varepsilon(t)$ равно нулю, для первого сомножителя в выражении (10) найдем:

$$\begin{aligned} M \{ \exp [-\mu \theta_{\text{ном}} + \mu m(t) + \mu \varepsilon(t)] \} &= \\ &= \exp [\mu m(t)] \exp \left[-\mu \theta_{\text{ном}} + \frac{1}{2} \mu^2 \sigma^2 \right], \end{aligned} \quad (12)$$

где σ^2 — дисперсия случайного процесса изменения температуры окружающей среды.

Тогда математическое ожидание подынтегральной функции $\chi(t)$ равно:

$$\begin{aligned} M[\chi(t)] &= \exp \left[\mu m_1 + \frac{1}{2} \mu^2 \sigma_1^2 \right] \exp \left[-\mu \theta_{\text{ном}} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} \mu^2 \sigma^2 \right] \exp [\mu m(t)]. \end{aligned} \quad (13)$$

Обозначим:

$$M_1 = \exp \left[\mu m_1 + \frac{1}{2} \mu^2 \sigma_1^2 \right]. \quad (14)$$

Выражение (13) с учетом (14) можно записать:

$$M[\chi(t)] = M_1 \exp \left[-\mu \theta_{\text{ном}} + \frac{1}{2} \mu^2 \sigma^2 \right] \exp [\mu m(t)]. \quad (15)$$

Правая часть (15) состоит из произведения составляющей M_1 , зависящей только от математического ожидания и дисперсии превышения температуры наиболее нагретой точки обмотки трансформатора и составляющей, размер которой определяется вероятностными характеристиками случайного процесса изменения температуры окружающей среды данного климатического района.

В условиях стационарности случайного процесса изменения тока нагрузки $M_1 = \text{const}$. Вторая составляющая является периодической функцией времени с годичным периодом. При определении математического ожидания относительного износа изоляции трансформатора по формуле (9) в качестве верхнего предела достаточно подставить $T = 365$ дней. Тогда

$$\begin{aligned} M[\chi_T] &= \frac{1}{365} \int_0^{365} M_1 \exp \left[-\mu \theta_{\text{ном}} + \frac{1}{2} \mu^2 \sigma^2 \right] \times \\ &\quad \times \exp [\mu m(t)] dt = M_1 \frac{1}{365} \exp \left[-\mu \theta_{\text{ном}} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} \mu^2 \sigma^2 \right] \int_0^{365} \exp [\mu m(t)] dt. \end{aligned} \quad (16)$$

Обозначим:

$$\begin{aligned} M_T &= \frac{1}{365} \exp \left[-\mu \theta_{\text{ном}} + \frac{1}{2} \mu^2 \sigma^2 \right] \int_0^{365} \exp [\mu m(t)] dt = \\ &= \frac{1}{365} \exp \left[-\mu \theta_{\text{ном}} + \frac{1}{2} \mu^2 \sigma^2 \right] \int_0^{365} \exp \left[\mu \times \right. \\ &\quad \left. \times \left(\frac{a_0}{2} + \sum_{i=1}^r (a_i \cos \omega_i t + b_i \sin \omega_i t) \right) dt. \right] \end{aligned} \quad (17)$$

Математическое ожидание относительного износа изоляции трансформатора определяется произведением:

$$M[\chi_T] = M_T M_1, \quad (18)$$

где коэффициент M_T может быть определен для различных климатических зон по формуле (17) после определения соответствующих характеристик случайного процесса изменения температуры окружающей среды методом, описанным в [Л. 4]. Интеграл, стоящий в правой части выражения (17), в явном виде не берется, но достаточно просто вычисляется численными методами по стандартным программам на ЭВМ.

Относительный износ χ_T является случайной величиной, поскольку он определяется по формуле (2), где под знаком интеграла стоит функция $\chi(t)$. Поэтому важно выяснить, каков ожидаемый разброс относительного износа изоляции χ_T относительно своего математического ожидания $M[\chi_T]$. Если он значителен, то срок службы трансформатора T может существенно отличаться от расчетного.

Разброс значений случайной величины относительно математического ожидания характеризуется дисперсией. Определим дисперсию относительного износа $D[\chi_T]$. Для случайной величины, определяемой по формуле (2), дисперсия, как показано в [Л. 5], может быть определена по формуле:

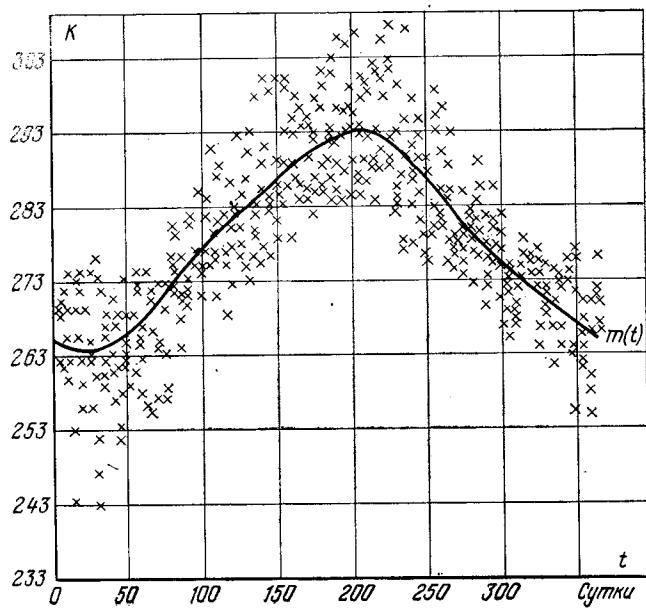
$$D[\chi_T] = \frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) K(\tau) d\tau, \quad (19)$$

где $K(\tau)$ — корреляционная функция подынтегрального выражения $\chi(t)$.

В работе [Л. 3] исследовалось поведение корреляционной функции превышения температуры наиболее нагретой точки обмотки трансформатора и было показано, что она затухает в течение нескольких часов, т. е. корреляционная связь стремится к нулю достаточно быстро. Не вызывает сомнения и тот факт, что с течением времени корреляция между температурой воздуха, измеренной в различных точках временной оси, с увеличением интервала между измерениями стремится к нулю. В этом случае и корреляционная функция $K(\tau)$ стремится к нулю при $\tau \rightarrow \infty$. Тогда, как показано в [Л. 5], правая часть выражения (19) также стремится к нулю со скоростью $1/T$, т. е. для продолжительного периода эксплуатации трансформатора разбросом значений относительного износа изоляции по отношению к его математическому ожиданию можно пренебречь. В конкретном случае расчет по формуле (19) может быть произведен численными методами.

Пример расчета. Произведем расчет относительного износа изоляции трансформатора в условиях примера, рассмотренного в [Л. 3]. Для расчета по приведенным формулам следует предварительно получить вероятностные характеристики случайного процесса изменения температуры окружающей среды. С этой целью по формулам, предложенными в [Л. 4], производилась обработка записи температуры воздуха по Москве за 1970—1972 гг. В течение суток фиксировались показания в 12 ч дня и 12 ч ночи.

Предварительное исследование показало, что корреляционная функция процесса изменения температуры воздуха затухает примерно в течение пяти суток. Поэтому для дальнейшей обработки с целью выделения периодической функции математического ожидания использовались среднесуточные значения температуры с интервалом в пять суток. В результате статистической обработки была получена следующая математиче-



сская модель случайного процесса изменения температуры окружающей среды:

$$\theta_c(t) = 278,54 - 13,45 \cos \frac{2\pi}{365} t - 3,72 \sin \frac{2\pi}{365} t - 0,98 \sin \frac{6\pi}{365} t + \varepsilon(t), \quad (20)$$

где $\varepsilon(t)$ — центрированный случайный процесс с корреляционной функцией:

$$K_1(\tau) = 39,1 (1,33e^{-3,2 \cdot 10^{-4} |\tau|} - 0,33e^{-1,28 \cdot 10^{-3} |\tau|}) = 39,1 \rho(\tau).$$

Аппроксимирующее выражение для корреляционной функции выбиралось с учетом дифференцируемости траектории случайного процесса изменения температуры окружающей среды. Ординаты эмпирической корреляционной функции рассчитывались по обычной формуле:

$$\hat{K}_1(j\Delta t) = \frac{1}{N-j} \sum_{i=1}^{N-j} [\theta_c(i\Delta t) - m(i\Delta t)] \times \times \{\theta_c[(i+j)\Delta t] - m[(i+j)\Delta t]\}, \quad (21)$$

где Δt — промежуток времени между измерениями значений случайного процесса; $m(i\Delta t)$ — значение математического ожидания в момент измерения; $\theta_c(i\Delta t)$ — значение случайного процесса в момент измерения; N — общий объем выборки.

Получение оценок коэффициентов аппроксимирующего выражения для корреляционной функции производилось по методике, рассмотренной в [Л. 6]. Математическое ожидание изменения температуры окружающей среды в течение года и выборочные значения температуры за 3 года представлены на рисунке.

В [Л. 3] были получены следующие вероятностные характеристики случайного процесса превышения температуры наиболее нагретой точки обмотки трансформатора:

$$m_1 = 67 \text{ К}, \sigma_1^2 = 265 \text{ град}^2, K_{\theta_1}(\tau) = 265 \rho_1(\tau) = 265 (0,454e^{-0,58 \cdot 10^{-2} |\tau|} + 0,778e^{-0,6 \cdot 10^{-1} |\tau|} + 0,48e^{-0,12 |\tau|} - 0,804e^{-0,1332 |\tau|})$$

Используя вероятностные характеристики случайного процесса изменения температуры окружающей среды, вычислим значение коэффициента M_T для Московской области, воспользовавшись формулой (17):

$$M_T = \frac{1}{365} \exp \left[-0,116 \cdot 371 + \frac{1}{2} 0,116^2 \cdot 39,1 \right] \times$$

$$\times \int_0^{365} \exp \left\{ 0,116 \left[278,54 - 13,45 \cos \frac{2\pi}{365} t - 3,72 \sin \frac{2\pi}{365} t - 0,98 \sin \frac{6\pi}{365} t \right] \right\} dt = 0,51 \cdot 10^{-4}.$$

Подставляя вероятностные характеристики случайного процесса изменения превышения температуры наиболее нагретой точки обмотки трансформатора в выражение (14), находим:

$$M_I = \exp \left[0,116 \cdot 67 + \frac{1}{2} 0,116^2 \cdot 265 \right] = 0,14 \cdot 10^6.$$

Математическое ожидание относительного износа изоляции в соответствии с формулой (18) равно:

$$M[\chi_T] = M_T M_I = 0,51 \cdot 10^{-4} \cdot 0,14 \cdot 10^6 = 0,71.$$

В [Л. 3] относительный износ изоляции трансформатора получился равным 1,68 при постоянной температуре окружающей среды, равной 293 К согласно рекомендации МЭК. Из сравнения этих результатов видно, что относительный износ изоляции оказался завышенным более чем в 2 раза. Такая разница объясняется тем, что основной износ изоляции происходит в жаркие летние месяцы, в то время как в холодный период года его размер незначителен.

Самым жарким периодом, как видно из рисунка, являются дни года с 190 по 220. Расчет относительного износа изоляции трансформатора за этот период путем прямого интегрирования выражения (13) в указанных пределах и деления на 30 дал следующий результат: $M[\chi_{T,x}] = 2,3$. Для самого холодного периода относительный износ составил: $M[\chi_{T,x}] = 0,08$. Из этих расчетов следует, что интенсивный износ изоляции трансформатора происходит в летний период. Режим работы трансформатора в этот период и определяет в основном срок его службы.

В этих условиях существенное значение приобретает максимальная температура нагрева обмотки трансформатора, которая не должна превышать 413 К. Принятие решения об установке трансформатора для работы при заданной нагрузке в данном климатическом районе зависит от результатов проверки того, что температура ни разу не превысит указанное ограничение в течение планируемого срока его службы [Л. 7]. Один из возможных подходов для учета этого ограничения рассматривается в [Л. 8].

Выводы. 1. Учет вероятностных характеристик процесса изменения температуры окружающей среды при определении относительного износа показывает, что расчетный износ изоляции трансформатора, полученный при условии, что температура окружающей среды постоянна, завышен.

2. Для расчета относительного износа изоляции трансформатора следует провести статистическое исследование случайного процесса изменения температуры воздуха для различных климатических зон страны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Шницер Л. М. Нагрузочная способность силовых трансформаторов. М., Госэнергоиздат, 1953.
- Маркварт Г. Г., Тер-Оганов Э. В. Определение потребной трансформаторной мощности при случайном характере графика нагрузки. — «Электричество», 1973, № 6, с. 46—49.
- Никитин Ю. М., Тер-Оганов Э. В. Определение вероятностных характеристик случайного процесса относительного износа изоляции трансформатора. — «Электричество», 1973, № 9, с. 62—67.
- Никитин Ю. М. Метод статистического исследования нестационарных случайных процессов в энергоснабжении. — «Электричество», 1971, № 2, с. 25—30.
- Свешников А. А. Прикладные методы теории случайных функций. М., «Наука», 1968.
- Романенко А. Ф., Сергеев Г. А. Вопросы прикладного анализа случайных процессов. М., «Советское радио», 1968.
- Волобринский С. Д. и др. Электрические нагрузки промышленных предприятий. М., «Энергия», 1971.
- Фокин Ю. А., Резников И. Г., Арсамаков И. И. Определение расчетной нагрузки попивающих трансформаторов центров питания по характеристикам случайного процесса ее изменения. — «Электричество», 1972, № 8, с. 29—32.

Аналитический метод теплового расчета трансформатора малой мощности

Канд. техн. наук КОФМАН Д. Б.

Москва

Электромагнитные элементы (трансформаторы и дроссели) занимают значительную часть массы источников питания, особенно при применении бескорпусных полупроводниковых элементов и силовых интегральных схем. Распространенным средством снижения массы и габаритов электромагнитных элементов является повышение частоты преобразования. Современные мощные полупроводниковые элементы позволяют увеличить рабочую частоту преобразователя до десятков килогерц. При таких частотах размеры и масса трансформаторов резко уменьшаются, и решающую роль в их проектировании начинают играть не электромагнитные, а тепловые процессы.

Появление нагревостойкой изоляции позволяет поднять допустимые температуры до 500—600 °С [Л. 1]. При этом сопротивления обмоток увеличиваются в 3 раза (для 520 °С) и более, что требует разработки методов теплового расчета трансформатора с учетом температурного коэффициента сопротивления α_0 .

Известные методы теплового расчета трансформаторов основаны на эмпирических формулах [Л. 2]. Аналитическое решение температурного поля трансформатора в прямоугольной или цилиндрической системе координат, полученное в [Л. 3 и 4], приводит к громоздким выражениям, которые могут быть использованы лишь для поверочных расчетов и затрудняют решение задач оптимизации.

Излагается метод расчета максимального превышения температуры обмотки трансформатора на основе решения одномерной задачи о температурном поле обмотки в цилиндрической системе координат с учетом коэффициента α_0 и теплообмена между обмоткой и магнитопроводом. Предполагается, что трансформатор имеет открытый магнитопровод с произвольным числом стержней. Решение задачи ведется при следующих допущениях:

1) температура обмотки изменяется только по толщине катушки;

2) реальная многослойная структура обмотки заменяется однородной средой с эквивалентной теплопроводностью λ , определяемой по [Л. 3];

3) теплообмен трансформатора с окружающей средой равномерен по всей охлаждающей поверхности.

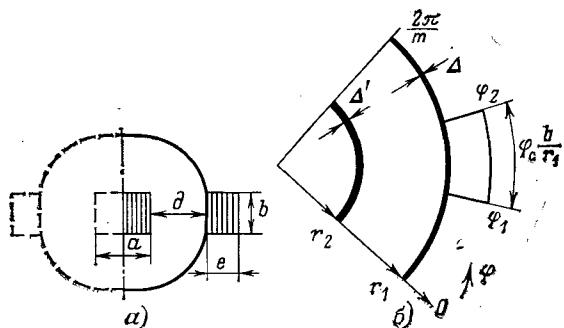


Рис. 1.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Предполагая, что стержни магнитопровода (числом m) расположены симметрично, выделим сектор катушки с одним стержнем. Заменим реальную катушку (рис. 1, а) равновеликой цилиндрической катушкой (рис. 1, б), на оси которой расположим цилиндрическую систему координат. Радиусы цилиндрической эквивалентной катушки (r_2 — внутренний и r_1 — наружный) определяются следующими равенствами, полученными на основе рекомендаций [Л. 5]:

$$r_1 = \frac{ab + 2(a+b)g + \pi g^2}{a + b + \pi g}; \quad (1)$$

$$r_2 = \frac{ab}{a + b}, \quad (2)$$

где a и b — размеры среднего стержня магнитопровода; g — ширина окна магнитопровода под обмотку (здесь и далее принятая система CU).

В рассматриваемой области катушки имеется внутренний источник тепла — потери в обмотке. Поэтому уравнение теплопроводности для стационарного во времени температурного поля с учетом допущения 1 запишем в виде:

$$\frac{\lambda}{r} \frac{\partial \tau}{\partial r} + \lambda \frac{\partial^2 \tau}{\partial r^2} + q_v (1 + \alpha_0 \tau) = 0, \quad (3)$$

где τ — повышение температуры обмотки относительно окружающей среды; $q_v = \frac{\Delta P_0}{V_0}$ — тепло, выделенное в единице объема обмотки в холодном состоянии.

Вводя новую переменную

$$T = d + b\tau, \quad (4)$$

где $d = q_v/\lambda$ и $b = da_0$, получим из (3) уравнение Бесселя с нулевым индексом:

$$\frac{d^2 T}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dT}{dr} + bT = 0. \quad (5)$$

Решение (5) представляется через функции Бесселя первого (J_0) и второго (Y_0) рода для действительных аргументов в следующем виде:

$$T = AJ_0(r\sqrt{b}) + BY_0(r\sqrt{b}), \quad (6)$$

где A и B — постоянные коэффициенты, подлежащие определению по граничным условиям.

Сформулируем граничные условия на основе законов Фурье и Ньютона (рис. 1):

а) на границе $r=r_2$ тепло, поступившее от обмотки, через слой изоляции Δ' передается полностью внутреннему стержню, т. е.

$$-\lambda \frac{dT}{dr} \Big|_{r=r_2} = -\lambda'_n [\tau(r_2) - \tau_3],$$

где $\lambda'_n = \lambda'_{из}/\Delta$ — теплопроводность слоя изоляции внутренней поверхности катушки; τ_3 — среднее превышение температуры внутреннего стержня магнитопровода.

С учетом (4) получим:

$$\lambda \frac{dT}{dr} \Big|_{r=r_2} = \lambda'_n [T(r_2) - T_3]; \quad (7)$$

б) на внешней поверхности катушки ($r = r_1$):

$$-\lambda \frac{d\tau}{dr} \Big|_{r=r_1} = \begin{cases} \lambda_u [\tau(r_1) - \tau_{2cp}] & \text{при } \varphi_1 < \varphi < \varphi_2 \\ \alpha \tau(r_1) & \text{при } 0 < \varphi < \varphi_1 \text{ и } \varphi_2 < \varphi < \frac{2\pi}{m}, \end{cases} \quad (8)$$

где $\lambda_u = \lambda_{iz}/\Delta$ — теплопроводность слоя наружной изоляции катушки; τ_{2cp} — среднее превышение температуры открытой части стержня магнитопровода; α — коэффициент теплоотдачи с поверхности катушки.

Вводя в (8) новую переменную по (4) и проинтегрировав левую и правую части в пределах $0 < \varphi < \frac{2\pi}{m}$, получим:

$$\lambda \frac{dT}{dr} \Big|_{r=r_1} = CT(r_1) - D, \quad (9)$$

где

$$C = \alpha \left(1 - \frac{mb}{2\pi r_1} \right) + \lambda_u \frac{mb}{2\pi r_1}, \quad (10)$$

$$D = \lambda_u \frac{mb}{2\pi r_1} T_2 + da \left(1 - \frac{mb}{2\pi r_1} \right). \quad (11)$$

Совместное решение (6), (7) и (9) дает следующие выражения для постоянных:

$$A = B \frac{N(r_1)}{M(r_1)} - \frac{D}{M(r_1)}, \quad (12)$$

$$B = \frac{\frac{\lambda' u T_3}{M(r_2)} + \frac{D}{M(r_1)}}{\frac{N(r_1)}{M(r_1)} + \frac{N(r_2)}{M(r_2)}}, \quad (13)$$

где

$$\left. \begin{aligned} M(r_1) &= \lambda \sqrt{b} J_1(r_1 \sqrt{b}) - C J_0(r_1 \sqrt{b}), \\ N(r_1) &= C Y_0(r_1 \sqrt{b}) - \lambda \sqrt{b} Y_1(r_1 \sqrt{b}), \\ M(r_2) &= \lambda \sqrt{b} J(r_2 \sqrt{b}) + \lambda' u J_0(r_2 \sqrt{b}), \\ N(r_2) &= \lambda \sqrt{b} Y_1(r_2 \sqrt{b}) + \lambda' u Y_0(r_2 \sqrt{b}). \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Как видно, решение задачи получено через неизвестные температуры стержня магнитопровода T_3 и T_2 . Для их определения решим задачу о температурном поле стержня трансформатора. Один из m стержней показан на рис. 2, а. Спрямим его и расположим прямоугольную систему координат на торце открытой части (рис. 2, б).

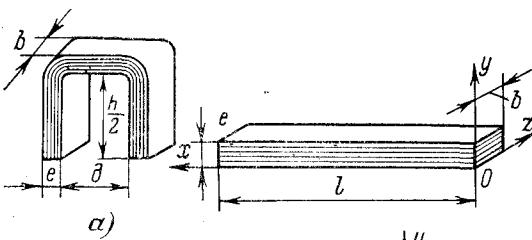


Рис. 2.

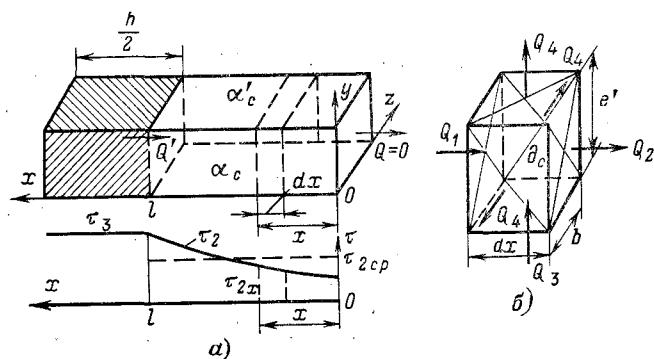


Рис. 3.

проводность шихтованного стержня по осям различна ($\lambda_x \gg \lambda_y$), заменим реальный неоднородный магнитопровод однородным. При этом его размеры и коэффициент теплоотдачи на его поверхности (α'_{ct}) в соответствии с [Л. 6] должны быть изменены следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} e' &= e \sqrt{\frac{\lambda_x}{\lambda_y}} = e^* \lambda_c, \\ \alpha'_{ct} &= \alpha_c \sqrt{\frac{\lambda_x}{\lambda_y}} = \alpha_c^* \lambda_c. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

По данным [Л. 3] можно принять $\lambda_x/\lambda_y = 50$ и $\lambda_c \approx 7$. Преобразованный стержень магнитопровода и условия теплоотдачи на его поверхности показаны на рис. 3, а. Выделим в нем элементарный участок dx , отстоящий на x от начала отсчета, и определим воздействующие на него тепловые потоки (рис. 3, б). Притекающий тепловой поток

$$-Q_1 = -\lambda_c f_c \frac{d\tau_2}{dx}, \quad (16)$$

где λ_c — теплопроводность стержня вдоль листов стали; $f_c = e'b$ — эквивалентное поперечное сечение стержня.

Уходящий тепловой поток

$$-Q_2 = -\lambda_c f_c \frac{d}{dx} \left(\tau_{2x} - \frac{d\tau_2}{dx} dx \right). \quad (17)$$

Тепло, выделенное в элементе под влиянием потерь в стали

$$q_x = q_c e' b dx, \quad (18)$$

где $q_c = \Delta P_c / V_c$ — удельные объемные потери в стали; ΔP_c — потери в стали; V_c — объем магнитопровода.

Тепловой поток от обмотки

$$Q_3 = \lambda_u b [\tau(r_1) - \tau_{2cp}] dx. \quad (19)$$

Тепловой поток, отданый в окружающую среду

$$Q_4 = (2\alpha_c e' + \alpha'_{ct} b) \tau_{2x} dx = \alpha_c \tau_{2x} U dx, \quad (20)$$

где

$$U = \lambda_c^* (2e + b) \quad (21)$$

— приведенный периметр открытой части эквивалентного стержня.

Из закона сохранения энергии, используя (16) — (20), получим:

$$\alpha_c U \tau_{2x} = \lambda_u b [\tau(r_1) - \tau_{2cp}] + q_c e' b + \lambda_c f_c \frac{d\tau_2}{dx^2}. \quad (22)$$

Вводя обозначения

$$\begin{aligned} N &= \lambda_{\text{и}} b [\tau(r_1) - \tau_{\text{2cp}}] + q_c e' b, \\ R &= \frac{\alpha_c U}{\lambda_{\text{cf}} f_c}, \\ v &= \frac{\alpha_c U \tau_{2x} - N}{\lambda_{\text{cf}} f_c} \end{aligned}$$

решение (22) получим в виде:

$$v = C_1 e^{x\sqrt{R}} + C_2 e^{-x\sqrt{R}}. \quad (23)$$

Постоянные C_1 и C_2 найдем из граничных условий:

1) в сечении $x=0$ (рис. 3, а) по условиям симметрии тепловой поток отсутствует, т. е.

$$\left. \frac{d\tau_2}{dx} \right|_{x=0} = 0; \quad (24)$$

2) в сечении $x=l$ тепловой поток равен потоку Q' , переданному центральным стержнем магнитопровода его открытой части

$$Q' = \lambda_{\text{cf}} f_c \left. \frac{d\tau_2}{dx} \right|_{x=l}. \quad (25)$$

Из (23) — (25) следует:

$$\begin{aligned} C_1 = C_2 &= \frac{V\sqrt{R} Q'}{\lambda_c (e^{l\sqrt{R}} - e^{-l\sqrt{R}}) f_c}, \\ \tau_{2x} &= \frac{Q'}{\lambda_{\text{cf}} f_c V\sqrt{R}} \frac{e^{x\sqrt{R}} + e^{-x\sqrt{R}}}{e^{l\sqrt{R}} - e^{-l\sqrt{R}}} + \frac{N}{\alpha_c U}. \end{aligned} \quad (26)$$

Тогда среднее превышение температуры открытой части стержня

$$\tau_{2cp} = \frac{Q' + Nl}{\alpha_c Ul}, \quad (27)$$

здесь $l=0,5h+g+0,25\pi e$ — длина открытой части стержня.

Из (26) находим превышение температуры закрытой части магнитопровода:

$$\tau_3 = \frac{l V\sqrt{R} Q' \operatorname{ctn}(l\sqrt{R}) + Nl}{\alpha_c Ul}. \quad (28)$$

Q' и Nl могут быть представлены следующим образом:

$$\begin{aligned} Q' &= \frac{\Delta P_c}{V_{\text{ср}}} V_{\text{ср}} + \int_0^{2\pi/m} \lambda \left. \frac{d\tau(r)}{dr} \right|_{r=r_2} \frac{h}{2} r_2 d\varphi = \\ &= \frac{\Delta P_c}{V_{\text{ср}}} V_{\text{ср}} - \lambda \frac{\pi r_2 h}{m V\sqrt{b}} [AJ_1(r_2 V\sqrt{b}) + BY_1(r_2 V\sqrt{b})]. \end{aligned} \quad (29)$$

$$Nl = \frac{\Delta P_c}{V_{\text{ср}}} e' bl - \frac{\lambda}{b} \int_0^{\varphi_c} \left. \frac{dT}{dr} \right|_{r=r_1} \frac{h'}{2} r_1 d\varphi =$$

$$= \frac{\Delta P_c}{V_{\text{ср}}} e' bl + \lambda \frac{h' b}{2 V\sqrt{b}} [AJ_1(r_1 V\sqrt{b}) + BY_1(r_1 V\sqrt{b})], \quad (30)$$

где $V_{\text{ср}} = \frac{abh}{2m}$ — объем половины одного центрального стержня; $h' = h + \frac{r_1^2 - r_2^2}{r_1}$ — приведенная высота обмотки с учетом торцевых поверхностей катушки.

Подстановка (29) и (30) в (27) и (28), а затем в (12) и (13) позволяет определить постоянные уравнения (6) и построить кривую изменения пре-

вышения температуры обмотки по толщине катушки. Такой путь определения превышения температур целесообразен лишь при повторочных расчетах, так как предполагает известными геометрические размеры магнитопровода и потери в нем. Особенностью этих расчетов является то, что наличие функций Бесселя требует повышенной точности. На рис. 4 (кривая 1) в качестве примера приведены результаты расчета температурного поля трансформатора на магнитопроводе типа ШЛ16×20*. Электромагнитные нагрузки приняты по рекомендациям [Л. 2].

Можно предложить более простой способ определения постоянных интегрирования A и B , для чего определим полные тепловые потоки. Тепло, переданное катушкой в наружный открытый магнитопровод, можно выразить как поток, притекающий к слою изоляции:

$$Q_b = - \int_0^{\varphi_c} \frac{h'}{2} \lambda \left. \frac{d\tau}{dr} \right|_{r=r_1} r_1 d\varphi = - \frac{\lambda \varphi_c r_1 h'}{2} \left. \frac{d\tau}{dr} \right|_{r=r_1}$$

и как тепловой поток, проходящий через слой наружной изоляции, т. е.

$$Q_b = \int_0^{\varphi_c} \frac{h'}{2} \lambda_{\text{и}} [\tau(r_1) - \tau_{2cp}] r_1 d\varphi = + \frac{\lambda_{\text{и}} \varphi_c h' r_1}{2} [\tau(r_1) - \tau_{2cp}].$$

Умножив второе уравнение на $C/\lambda_{\text{и}}$ и вычтя из первого с учетом (9) — (11), получим:

$$Q_b = \frac{\alpha}{1 - \alpha/\lambda_{\text{и}}} \frac{bh' \tau_{2cp}}{2}. \quad (31)$$

Аналогичным образом получим выражение для тепла, рассеянного открытыми поверхностями катушки:

$$Q_{bo} = \frac{\alpha}{1 - \alpha/\lambda_{\text{и}}} \frac{h'}{2} \left(\frac{2\pi r_1}{m} - b \right) \tau_{2cp}. \quad (32)$$

Тепловой поток от катушки к внутреннему стержню магнитопровода Q_b представим как

$$Q_b = \frac{\Delta P_0}{2m} - Q_b - Q_{bo} = \frac{\Delta P_0}{2m} - \frac{\alpha}{1 - \alpha/\lambda_{\text{и}}} \frac{\pi r_1 h'}{m} \tau_{2cp}.$$

Теперь выражения для Q' и Nl можно получить в следующем виде:

$$Q' = \frac{\Delta P_0}{2m} - \frac{\alpha}{1 - \alpha/\lambda_{\text{и}}} \frac{\pi r_1 h'}{m} \tau_{2cp} + \frac{\Delta P_c}{V_{\text{ср}}} V_{\text{ср}}, \quad (33)$$

$$Nl = \frac{\Delta P_c}{V_{\text{ср}}} e' bl + \frac{\alpha}{1 - \alpha/\lambda_{\text{и}}} \frac{bh'}{2} \tau_{2cp}, \quad (34)$$

где они представляются функцией одной неизвестной τ_{2cp} .

* Расчеты выполнены И. Афанасьевой.

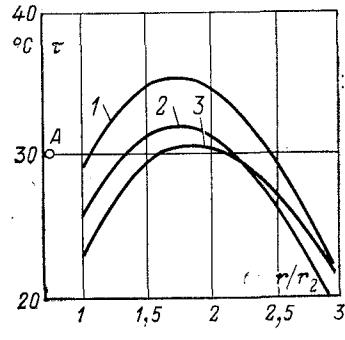


Рис. 4.

Подставив (33) и (34) в (27) после преобразований, получим:

$$\tau_{2cp} = \frac{\Delta P_0 + \Delta P_c K_a}{\alpha_c \Pi'_c + \frac{\alpha}{1 - \alpha/\lambda_u} \Pi_k}, \quad (35)$$

где $K_a = \frac{b(ah + 2\lambda_c^* mel)}{V_{ct}}$ — коэффициент неоднородности магнитопровода трансформатора; $\Pi'_c = 2\lambda_c^* ml \times (2e + b)$ — теплоотдающая поверхность открытой части эквивалентного магнитопровода; $\Pi_k = (2\pi r_1 - mb) h'$ — теплоотдающая поверхность катушки.

Определив τ_{2cp} по (35) и Q' и Nl по (33) и (34), легко найти τ_3 , а затем и постоянные A и B из (12) и (13). Результаты такого расчета приведены на рис. 4, кривая 2, которая оказалась ниже кривой 1 (точный расчет), так как при определении τ_{2cp} по (35) размер ΔP_0 соответствовал холодной обмотке. Для сравнения на рис. 4 кривой 3 представлены результаты расчета по методике [Л. 3] (не учитывая влияние a_0), а точкой А отмечено максимальное превышение температуры, рассчитанное по [Л. 2].

Хотя результаты расчета по [Л. 2] оказались заниженными, точное сравнение расчетов невозможно, поскольку расчет по [Л. 2] не учитывает реальную теплопроводность обмотки и наружного слоя изоляции и действителен лишь для условий эксперимента. Сравнение кривых 1 и 3 показывает, что расчет без учета влияния коэффициента a_0 приводит к значительным ошибкам в определении лишь максимальной температуры (в примере около 12%).

При проектировании трансформаторов интересующей величиной является не вся кривая распределения температур, а лишь температура максимально нагретого слоя и поверхностная температура обмотки. Поэтому для целей инженерной практики желательно получить метод теплового расчета, позволяющий быстро определить эти значения. Выражения для непосредственного определения τ_m и τ_u можно получить следующим образом. Исследуя (6) на экстремум, найдем, что

$$\frac{J_1(r_m V \bar{b})}{Y_1(r_m V \bar{b})} = -\frac{B}{A}, \quad (36)$$

откуда определяется радиус катушки r_m , соответствующий максимальному превышению температуры. Подстановкой r_m в (6) находится значение τ_m . Этот путь требует предварительного определения постоянных A и B и поэтому достаточно трудоемок. Можно предложить более простой метод. Найдем отношение максимального превышения температуры T_m к поверхностному T_u . Из (6) с учетом (36) имеем:

$$\frac{T_m}{T_u} = \frac{\frac{J_1(r_m V \bar{b})}{Y_1(r_m V \bar{b})} Y_0(r_m V \bar{b})}{\frac{J_1(r_1 V \bar{b})}{Y_1(r_1 V \bar{b})} Y_0(r_1 V \bar{b})} = K_m. \quad (37)$$

Переходя к действительным превышениям температуры, имеем:

$$\frac{\tau_m}{\tau_u} = K_m + \frac{K_m - 1}{\alpha_0 \tau_u},$$

откуда для максимального превышения получим следующую расчетную зависимость:

$$\tau_m = K_m \tau_u + \frac{K_m - 1}{\alpha_0}. \quad (38)$$

Поверхностное превышение температуры τ_u легко рассчитать без определения постоянных A и B . Действительно, количество тепла, рассеиваемого обмоткой в окружающую среду, можно представить следующим образом:

$$Q_{b0} = a \Pi_k \tau_u. \quad (39)$$

Из (32), (35) и (39) имеем:

$$\tau_u = \frac{\tau_{2cp}}{1 - \alpha/\lambda_u} = \frac{\Delta P_0 + \Delta P_c K_a}{\alpha \Pi_k \left[1 + \frac{\alpha_c}{\alpha_0} \frac{\lambda_u - \alpha}{\lambda_u} \frac{\Pi'_c}{\Pi_k} \right]}.$$

Так как $1 - \alpha/\lambda_u \approx 1$, то $\alpha_c \approx \alpha$ и

$$\begin{aligned} \tau_u &= \frac{\Delta P_0 + \Delta P_c K_a}{\alpha \Pi_k \left(1 + \frac{\lambda_u - \alpha}{\lambda_u} \frac{\Pi'_c}{\Pi_k} \right)} = \\ &= \frac{\Delta P_0}{\alpha \Pi_k} \frac{1 + \gamma K_a}{1 + \frac{\lambda_u - \alpha}{\lambda_u} \frac{\Pi'_c}{\Pi_k}}. \end{aligned}$$

Тогда для максимального превышения температуры обмотки имеем:

$$\tau_m = \frac{\Delta P_0 K_m}{\alpha \Pi_k} \frac{1 + \gamma K_a}{1 + \frac{\lambda_u - \alpha}{\lambda_u} \frac{\Pi'_c}{\Pi_k}} + \frac{K_m - 1}{\alpha_0}, \quad (40)$$

где $\gamma = \frac{\Delta P_c}{\Delta P_0}$ — отношение потерь.

Для расчета коэффициента K_m можно использовать то обстоятельство, что, как видно из рис. 4, $r_m \approx r_{cp}$. Приняв, что $r_m = r_{cp}$, из (37) получим:

$$K_m = \frac{\frac{J_1(r_{cp} V \bar{b})}{Y_1(r_{cp} V \bar{b})} Y_0(r_{cp} V \bar{b})}{\frac{J_1(r_1 V \bar{b})}{Y_1(r_1 V \bar{b})} Y_0(r_1 V \bar{b})}. \quad (41)$$

Расчет K_m по (41) не представляет затруднений, так как входящие в него функции Бесселя табулированы и приводятся в математических справочниках, например в [Л. 7].

Для проверки сделанного допущения на ЦВМ Наира-2 были выполнены расчеты тепловых полей обмоток трансформаторов в широком диапазоне изменения отношения потерь ($0 < \gamma < 3$) для всех типоразмеров магнитопроводов ряда ШЛ. Расчеты по точной методике показали, что для всех типоразмеров максимально нагретый слой лежит внутри обмотки и соответствует радиусу $r_m = (0,93 \div 0,98)r_{cp}$. Расчет максимальных температур по формулам (40) и (41) дает ошибку до 10% в меньшую сторону. Если в (41) вместо $r_m = r_{cp}$ принять $r_m = 0,9r_{cp}$, то ошибка в определении τ_m не превышает 5%. По результатам расчетов всего ряда магнито-



Рис. 5.

проводов на ЦВМ вместо равенства (41) можно предложить следующее аппроксимированное уравнение:

$$K_m = 1 + 0,52(r_1 - r_2)^2 \frac{\Delta P_{o, \text{гор}}}{\lambda V_o} 10^{-3}, \quad (42)$$

где $\Delta P_{o, \text{гор}} = \Delta P_0(1 + \alpha \tau_{o, \text{ср}})$ — потери в горячей обмотке; $\tau_{o, \text{ср}}$ — среднеобъемное превышение температуры обмотки.

Достоверность аппроксимации (42) проверена также на расчетах температурного поля трансформаторов с произвольными магнитопроводами, образованными из стандартных путем изменения ширины окна или ширины магнитопровода в диапазоне от 0,5 до 3,0 номинального значения. Значения ($K_m - 1$), рассчитанные по (42), отклоняются от соответствующих значений по точным расчетам для всех типоразмеров менее чем на 2%.

Результаты экспериментального исследования температурного поля обмотки трансформатора с магнитопроводом ШЛ 16-20 представлены на рис. 5. Кривая 1 соответствует распределению температур в среднем сечении, а кривая 2 — в торцевом сечении катушки для режима $\Delta P_0 = 6,1 \text{ вт}$ и $\Delta P_c = 4 \text{ вт}$ при $\lambda = 0,59$. Измерение температур производилось датчиками сопротивлений, заложенными в соответствующие слои и сечения обмотки. Каждый датчик выполнен в виде бифилярной спи-

ралы из провода диаметром 0,09 мм. Рабочая площадь датчика около 5 mm^2 . Максимальное превышение температуры по эксперименту составило $82,5 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Расчетное значение той же величины по формулам (40) и (42) равно $80 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Расхождение расчета с экспериментом составляет 3%.

Таким образом, уравнения (40) и (42) позволяют весьма просто определить максимальное превышение температуры обмотки и не имеют ограничений в своем применении, так как получены на основе решения температурного поля обмотки трансформатора произвольной геометрии.

Анализ этих уравнений показывает, что поверхностное превышение температуры зависит не только от потерь в обмотке, но во многом и от потерь в стали. Отношение максимального превышения температуры к поверхностному зависит главным образом от толщины катушки и удельных объемных потерь в ней и почти не зависит от потерь в стали. Существенное влияние на температуру обмотки оказывает ее теплопроводность и температурный коэффициент сопротивления, теплопроводность и толщина слоя наружной изоляции катушки. Учет этих факторов, как и использование коэффициента теплоотдачи в его классическом виде, является характерной особенностью приведенного метода расчета.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Норденберг Г. М. Трансформаторы для радиоэлектронной аппаратуры. М., «Энергия», 1970.
- Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. М., «Советское радио», 1971.
- Дульнев Г. Н. Теплообмен в радиоэлектронных устройствах. М., «Госэнергоиздат», 1969.
- Наседкин Л. П. Исследование теплового режима теплостойких маломощных трансформаторов. «Изв. вузов. Электромеханика», 1963, № 5.
- Михеев М. А. Основы теплопередачи. М., Госэнергоиздат, 1958.
- Аронов Р. Л. Методы расчета тепловых процессов в активных материалах электротехнических конструкций, 1938.
- Бронштейн И. Н., Семеняев К. Л. Справочник по математике. М., «Наука», 1964.

[21.11.1973]



УДК 621.318.3.064

Время трогания двухобмоточных электромагнитов с параллельным включением обмоток

Инж. ГРИНБЕРГ В. С., канд. техн. наук ГУСЕЛЬНИКОВ Э. М.,
доктор техн. наук, проф. КОНОНЕНКО Е. В.

Томск

Для уменьшения массы и габаритов, увеличения начального тягового усилия и повышения быстродействия в различных устройствах применяются электромагниты с последовательным или с параллельным соединением обмоток при включении. Быстродействие при включении электромагнитов в большой мере зависит от значений времени трогания.

Известны работы, в которых приводятся аналитические выражения для определения времени трогания двухобмоточных электромагнитов с последовательным включением обмоток [Л. 1] и электро-

магнитов с параллельным включением обмоток (секций) с одинаковыми параметрами [Л. 2]. Однако аналитические выражения времени трогания двухобмоточных электромагнитов с параллельным включением обмоток (с неодинаковыми в общем случае параметрами) отсутствуют, несмотря на то, что такие электромагниты нашли промышленное применение [Л. 3].

В статье поставлена задача вывести необходимые аналитические выражения и рассмотреть пути повышения быстродействия электромагнитов с параллельным включением обмоток.

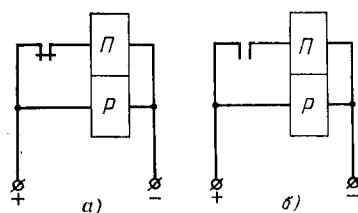


Рис. 1.

На практике применяются схемы форсировки с одновременным (рис. 1, а) или неодновременным (рис. 1, б) включением обмоток электромагнита в процессе трогания [Л. 2—5].

В этой статье все исходные уравнения составляются и решаются только для схемы с неодновременным включением обмоток, так как полученные при этом выражения могут быть применены и для схемы с одновременным включением обмоток.

Принимаются следующие общепринятые [Л. 6] допущения: активные сопротивления и индуктивности обмоток неизменны в процессе трогания, коэффициент связи между обмотками (обе обмотки двухобмоточного электромагнита располагаются на общем магнитопроводе) равен единице.

Время трогания $t_{\text{тр}}$ двухобмоточного электромагнита с одновременным включением обмоток можно представить в виде суммы двух временных интервалов:

$$t_{\text{тр}} = t_0 + t'_{\text{тр}}, \quad (1)$$

где t_0 — время с момента подачи напряжения на одну из обмоток (первую) до момента включения другой (второй) обмотки электромагнита; $t'_{\text{тр}}$ — время с момента включения второй обмотки до момента трогания.

Зная закон изменения суммарной и. с. двухобмоточного электромагнита F во времени, можно определить значение интервала $t'_{\text{тр}}$, исходя из следующего равенства:

$$F_{t=t'_{\text{тр}}} = F_{\text{тр}}, \quad (2)$$

где $F_{\text{тр}}$ — и. с. трогания; t — время, отсчитываемое с момента включения второй обмотки.

Суммарную и. с. можно представить в виде

$$F = i_1 \omega_1 + i_2 \omega_2, \quad (3)$$

где i_1 , i_2 и ω_1 , ω_2 — соответственно переходные токи после включения второй обмотки и значения числа витков обмоток.

Токи i_1 и i_2 определяются из системы уравнений, описывающей переходные электромагнитные процессы в двухобмоточном электромагните с момента включения второй обмотки. Дифференциальные уравнения относительно токов i_1 и i_2 в операторной форме (по Карсону) с учетом начальных условий слева (непосредственно перед включением второй обмотки) записываются в виде:

$$\begin{aligned} (R_1 + L_1 p) i_1(p) + M p i_2(p) &= U + L_1 p i_1(-0); \\ M p i_1(p) + (R_2 + L_2 p) i_2(p) &= U + M p i_1(-0), \end{aligned} \quad (4)$$

где R_1 , R_2 и L_1 , L_2 — значения активных сопротивлений и индуктивностей обмоток; U — напряжение; M — взаимоиндуктивность; $i_1(p)$ и $i_2(p)$ — изображения токов i_1 и i_2 ; $i_1(-0)$ — значение тока в перв-

ой обмотке непосредственно перед включением второй.

Так как коэффициент связи равен единице, то имеет место следующее равенство:

$$L_1 L_2 = M^2. \quad (5)$$

Решая (4) относительно изображений токов $i_1(p)$ и $i_2(p)$ с учетом (5), находим с помощью таблиц оригиналы токов, которые после преобразований записываются в виде:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{U}{R_1} \left(1 - \frac{T_1 + \frac{\omega_1}{\omega_2} T_2}{T_1 + T_2} e^{-\frac{t}{T_1+T_2}} \right) + \\ &\quad + i_1(-0) \frac{T_1}{T_1 + T_2} e^{-\frac{t}{T_1+T_2}}; \\ i_2 &= \frac{U}{R_2} \left(1 - \frac{T_2 + \frac{\omega_2}{\omega_1} T_1}{T_1 + T_2} e^{-\frac{t}{T_1+T_2}} \right) + \\ &\quad + i_1(-0) \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{T_2}{T_1 + T_2} e^{-\frac{t}{T_1+T_2}}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где T_1 и T_2 — постоянные времени обмотки при начальном воздушном зазоре электромагнита;

$$i_1(-0) = \frac{U}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{t_0}{T_1}} \right). \quad (7)$$

Суммарная и. с. при неодновременном включении обмоток определяется из (3), (6) и (7) в виде:

$$F = F_1 + F_2 - (F_2 + F_1 e^{-\frac{t_0}{T_1}}) e^{-\frac{t}{T_1+T_2}}, \quad (8)$$

где

$$F_1 = \frac{U}{R_1} \omega_1; \quad F_2 = \frac{U}{R_2} \omega_2. \quad (9)$$

Подставив (8) в (2) и решив полученное уравнение относительно времени, найдем значение интервала между моментом включения второй обмотки и моментом трогания:

$$t'_{\text{тр}} = (T_1 + T_2) \ln \frac{F_1 e^{-\frac{t_0}{T_1}} + F_2}{F_1 + F_2 - F_{\text{тр}}}. \quad (10)$$

Выражение для времени трогания двухобмоточного электромагнита с неодновременным включением обмоток в процессе трогания (рис. 1, б) находим из (1) и (10):

$$t_{\text{тр}, \text{б}} = t_0 + (T_1 + T_2) \ln \frac{F_1 e^{-\frac{t_0}{T_1}} + F_2}{F_1 + F_2 - F_{\text{тр}}}. \quad (11)$$

Отсюда, как частный случай ($t_0 = 0$), можно получить выражение для времени трогания электромагнита при одновременном включении обмоток (рис. 1, а):

$$t_{\text{тр}, \text{а}} = (T_1 + T_2) \ln \frac{F_1 + F_2}{F_1 + F_2 - F_{\text{тр}}}. \quad (12)$$

Нетрудно убедиться, что при равенстве параметров обеих обмоток выражение (12) полностью совпадает с выражением для времени трогания электромагнита, имеющего две одинаковые секции [Л. 2].

Проанализируем полученные выражения.

Формула (11) показывает, что в общем случае время трогания определяется суммой двух составляющих, причем при увеличении интервала между включениями обмоток первая составляющая t_0 увеличивается, а вторая уменьшается. Исследование (11) на экстремум показывает, что при определенном значении интервала $t_0 \text{ min}$, равном

$$t_{0 \text{ min}} = T_1 \ln \frac{w_2}{w_1}, \quad (13)$$

время трогания минимально. Выражение (13) имеет смысл только тогда, когда величина под знаком логарифма больше или равна единице. С учетом этого получим необходимое условие, при котором может быть достигнуто минимальное значение времени трогания:

$$w_2 \geq w_1. \quad (14)$$

Из (14) заключаем, что для достижения минимального времени трогания при неодинаковых числах витков обмоток необходимо включать сначала обмотку с меньшим числом витков, а затем с большим. При равенстве чисел витков обеих обмоток минимальное время трогания достигается только при одновременном включении обмоток.

Подставив (13) в (11) и преобразовав, получим значение минимального времени трогания $t_{\text{тр min}}$ двухобмоточного электромагнита с параллельным включением обмоток:

$$t_{\text{тр min}} = T_1 \ln \frac{w_2}{w_1} + (T_1 + T_2) \ln \frac{F_1 \frac{w_1}{w_2} + F_2}{F_1 + F_2 - F_{\text{тр}}}. \quad (15)$$

Значение интервала $t_0 \text{ min}$, при котором обеспечивается минимальное время трогания, имеет не только математический, но и физический смысл. В этом можно убедиться, если проанализировать характер переходных процессов для тех случаев, когда обмотка с большим числом витков включается через некоторое время t_0 после включения обмотки с меньшим числом витков.

1. $w_1 < w_2$. Анализируя выражения для токов (6) и (7), нетрудно заметить, что в момент включения второй обмотки ($t=0$) в общем случае ($t_0 \neq t_0 \text{ min}$) имеют место скачки токов в обмотках:

$$\left. \begin{aligned} i_1(-0) &= \frac{U}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{t_0}{T_1}} \right) \neq i_1(+0); \\ i_2(-0) &= 0 \neq i_2(+0). \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Однако в частном случае, когда включение второй обмотки происходит через интервал времени $t_0 = t_0 \text{ min}$ после включения первой обмотки, скачки токов отсутствуют:

$$\left. \begin{aligned} i_1(-0) &= \frac{U}{R_1} \left(1 - \frac{w_1}{w_2} \right) = i_1(+0); \\ i_2(-0) &= 0 = i_2(+0). \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Анализ (6) и (7) показывает, что при значениях t_0 , меньших $t_0 \text{ min}$, скачок тока в первой обмотке направлен в сторону увеличения, а во второй — в сторону уменьшения:

$$\left. \begin{aligned} i_1(+0) &> i_1(-0) = \frac{U}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{t_0}{T_1}} \right); \\ i_2(+0) &< i_2(-0) = 0. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Напротив, при значениях t_0 , превышающих $t_0 \text{ min}$, скачок тока в первой обмотке направлен в сторону уменьшения тока, а во второй — в сторону увеличения:

$$\left. \begin{aligned} i_1(+0) &< i_1(-0) = \frac{U}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{t_0}{T_1}} \right); \\ i_2(+0) &> i_2(-0) = 0. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Исходя из (6) и (7), нетрудно установить пределы изменения начальных значений токов $i_1(+0)$ и $i_2(+0)$ в зависимости от величины интервала t_0 :

$$\left. \begin{aligned} \frac{U}{R_1} \frac{T_2}{T_1 + T_2} \left(1 - \frac{w_1}{w_2} \right) &\leq i_1(+0) \leq \frac{U}{R_1} \times \\ &\times \left[\frac{T_1}{T_1 + T_2} + \frac{T_2}{T_1 + T_2} \left(1 - \frac{w_1}{w_2} \right) \right]; \\ \frac{U}{R_2} \frac{T_1}{T_1 + T_2} \left(1 - \frac{w_2}{w_1} \right) &\leq i_2(+0) \leq \frac{U}{R_2} \frac{T_1}{T_1 + T_2}. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Верхние границы в (20) соответствуют случаю, когда до включения второй обмотки в первой обмотке протекал установленныйся ток ($t_0 = \infty$); нижние границы соответствуют одновременному включению обмоток ($t_0 = 0$).

Учитывая (6), (18) — (20), можно отметить, что ток i_1 в обмотке с меньшим числом витков положителен независимо от значения интервала t_0 . При $t_0 > t_0 \text{ min}$ ток i_2 в обмотке с большим числом витков также имеет положительный знак. Однако при $t_0 < t_0 \text{ min}$ ток i_2 меняет знак в процессе трогания и протекает в первый период после включения в отрицательном направлении. Величину этого периода $t_{3 \text{ H2}}$ можно найти для тока i_2 из (6) в виде:

$$t_{3 \text{ H2}} = (T_1 + T_2) \ln \frac{T_2 + \frac{w_2}{w_1} T_1 e^{-\frac{t_0}{T_1}}}{T_1 + T_2}. \quad (21)$$

Направление скачков токов в сторону увеличения или уменьшения зависит от соотношения между значениями напряжения U и э. д. с. взаимоиндукции, наведенной во второй обмотке непосредственно перед ее включением. Абсолютное значение этой э. д. с., направленной встречно приложенному напряжению, может быть представлено в виде

$$E_2 = U \frac{w_2}{w_1} e^{-\frac{t_0}{T_1}}. \quad (22)$$

При $t_0 < t_0 \text{ min}$ значение E_2 превышает приложенное напряжение U , во второй обмотке следует отрицательный скачок тока, что соответствует условию (18). При $t_0 > t_0 \text{ min}$ величина U превышает E_2 , во второй обмотке следует скачок тока от нуля до положительного значения, что соответствует условию (19). Если $U = E_2$ ($t_0 = t_0 \text{ min}$), скачки токов отсутствуют — условие (17).

Таким образом, $t_0 \text{ min}$ соответствует такому моменту времени, когда э. д. с. взаимоиндукции, наведенная в обмотке с большим числом витков, уравновешивается приложенным напряжением.

Рассмотрим характер переходных процессов для тех случаев, когда обмотка с меньшим числом витков включается после обмотки с большим числом витков.

2. $w_1 > w_2$. В рассматриваемых случаях абсолютное значение э. д. с. взаимоиндукции (22) для любых значений t_0 будет меньше приложенного напряжения. Поэтому направления скачков тока в обмотках здесь неизменны: в обмотке с большим числом витков скачок направлен в сторону уменьшения тока, а в обмотке с меньшим числом витков имеет место положительный скачок при включении — условие (19).

Согласно (6) и (20) ток i_2 в обмотке с меньшим числом витков имеет положительный знак независимо от величины t_0 . Однако начальное значение тока $i_1(+0)$ в обмотке с большим числом витков в зависимости от соотношения параметров электромагнита и величины интервала t_0 может быть либо положительным, либо отрицательным:

если

$$\frac{w_1}{w_2} \geq 1 + \frac{T_1}{T_2}, \text{ то } i_1(+0) \leq 0; \quad (23)$$

если

$$\frac{w_1}{w_2} < 1 + \frac{T_1}{T_2}, \text{ то } \begin{cases} i_1(+0) < 0 \text{ при } t_0 < t_{0\text{кр}}; \\ i_1(+0) \geq 0 \text{ при } t_0 \geq t_{0\text{кр}}, \end{cases} \quad (24)$$

где

$$t_{0\text{кр}} = T_1 \ln \frac{T_1}{T_1 + T_2 \left(1 - \frac{w_1}{w_2}\right)}. \quad (25)$$

При выполнении неравенства (23) или первого неравенства (24) ток в обмотке с большим числом витков меняет знак в процессе трогания и протекает в первый период после включения в отрицательном направлении. Величина этого периода

$$t_{3\text{ш1}} = (T_1 + T_2) \ln \frac{T_1 e^{-\frac{t_0}{T_1}} + T_2 \frac{w_1}{w_2}}{T_1 + T_2}. \quad (26)$$

Отметим, что значение суммарной н. с. в момент коммутации остается неизменным во всех рассмотренных случаях:

$$F_1(-0) = F_1(+0). \quad (27)$$

Проведенный анализ может быть распространен на применяемые схемы форсировки с двухобмоточными электромагнитами.

В обычных двухобмоточных электромагнитах рабочая обмотка с целью лучшего использования меди электромагнита вnominalном режиме выполняется более тонким проводом и имеет большее количество витков, чем пусковая [Л. 5]. При этом соотношение между параметрами обмоток обычно удовлетворяет условию (23), где индекс «1» относится к рабочей обмотке, а индекс «2» — к пусковой. Отсюда следует, что в применяемых схемах форсировки (рис. 1) определенный период в процессе трогания ток в рабочей обмотке протекает в отрицательном направлении. Это приводит к медленному нарастанию суммарной н. с. и к увеличению времени трогания.

Чтобы повысить быстродействие электромагнита, необходимо устранить указанное нежелательное явление. Правда всего это может быть достигнуто усовершенствованием применяемых схем — установкой вентиля последовательно с рабочей обмоткой (рис. 2).

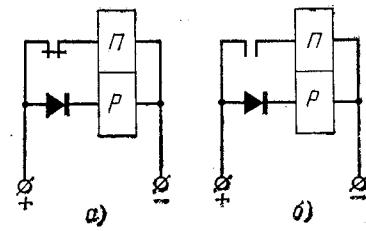


Рис. 2.

Найдем выражения для времени трогания схем с вентилями. Для уменьшения выкладок определим необходимые формулы для схемы с нормально открытыми контактами (рис. 2, б), полученные при этом выражения при $t_0=0$ могут быть применены и для схемы с нормально закрытыми контактами (рис. 2, а).

Время трогания электромагнита при включении по схеме рис. 2, б можно разбить на три этапа. На первом этапе (до включения пусковой обмотки) работа схемы идентична (при условии, что вентиль идеальный) работе схемы рис. 1, б. Однако, если в схеме без вентиля ток в рабочей обмотке меняет знак при включении пусковой обмотки, то в схеме с вентилем этого не происходит: последний не пропускает ток в отрицательном направлении. Тогда с учетом (27) начальные значения токов в первый момент после включения пусковой обмотки для схемы с вентилем (рис. 2, б) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} i_n(+0) &= \frac{U}{R_p} \frac{w_p}{w_n} \left(1 - e^{-\frac{t_0}{T_p}}\right); \\ i_p(+0) &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

где i_n и i_p — токи в пусковой и рабочей обмотках.

В течение второго этапа ток в рабочей обмотке равен нулю, а в пусковой обмотке протекает ток:

$$i_n = \frac{U}{R_n} - \left[\frac{U}{R_n} - \frac{U}{R_p} \frac{w_p}{w_n} \left(1 - e^{-\frac{t_0}{T_p}}\right) \right] e^{-\frac{t}{T_n}}, \quad (29)$$

который наводит э. д. с. взаимоиндукции E_p в рабочей обмотке, направленную встречно приложенному напряжению;

$$E_p = U \left[\frac{w_p}{w_n} - \frac{T_p}{T_n} \left(1 - e^{-\frac{t_0}{T_p}}\right) \right] e^{-\frac{t}{T_n}}. \quad (30)$$

Суммарная н. с. на втором этапе

$$F = F_n - [F_n - F_p \left(1 - e^{-\frac{t_0}{T_p}}\right)] e^{-\frac{t}{T_n}}. \quad (31)$$

До тех пор, пока значение E_p превышает напряжение U , вентиль остается закрытым. Через промежуток времени t_b после включения пусковой обмотки, равный

$$t_b = T_n \ln \left[\frac{w_p}{w_n} - \frac{T_p}{T_n} \left(1 - e^{-\frac{t_0}{T_p}}\right) \right], \quad (32)$$

приложенное напряжение U и э. д. с. взаимоиндукции E_p уравновешиваются, и вентиль открывается.

На третьем этапе (после открытия вентиля) токи в пусковой и рабочей обмотках нарастают до

установившихся значений. Суммарная н. с. на третьем этапе

$$F = F_{\text{п}} + F_{\text{р}} - \{F_{\text{р}} + [F_{\text{п}} - F_{\text{р}}(1 - e^{-\frac{t_0}{T_{\text{р}}}})] \times \\ \times e^{-\frac{t_{\text{в}}}{T_{\text{п}}} - \frac{t''}{T_{\text{п}} + T_{\text{р}}}}\} e^{\frac{t''}{T_{\text{п}} + T_{\text{р}}}}, \quad (33)$$

где t'' — время, отсчитываемое с момента открытия вентиля.

Используя (32) и (33), можно определить интервал времени с момента открытия вентиля до момента трогания в виде:

$$t''_{\text{тр}} = (T_{\text{п}} + T_{\text{р}}) \times \\ \times \ln \frac{F_{\text{р}} + [F_{\text{п}} - F_{\text{р}}(1 - e^{-\frac{t_0}{T_{\text{р}}}})] \left| \frac{w_{\text{р}}}{w_{\text{п}}} - \frac{T_{\text{р}}}{T_{\text{п}}}(1 - e^{-\frac{t_0}{T_{\text{р}}}}) \right|^{-1}}{F_{\text{п}} + F_{\text{р}} - F_{\text{тр}}}. \quad (34)$$

Время трогания двухобмоточного электромагнита при включении по схеме рис. 2,б определяется суммой интервалов:

$$t_{\text{тр2,б}} = t_0 + t_{\text{в}} + t''_{\text{тр}}. \quad (35)$$

Обратное напряжение вентиля должно выбираться в соответствии со следующим неравенством:

$$U_{\text{обр}} > U \left[\frac{w_{\text{р}}}{w_{\text{п}}} - \frac{T_{\text{р}}}{T_{\text{п}}} \left(1 - e^{-\frac{t_0}{T_{\text{р}}}} \right) - 1 \right]. \quad (36)$$

Из (35), (34) и (32) получаем ($t_0=0$) формулу для определения времени трогания двухобмоточного электромагнита, включенного по схеме рис. 2,а:

$$t_{\text{тр2,а}} = T_{\text{п}} \ln \frac{w_{\text{п}}}{w_{\text{р}}} + (T_{\text{п}} + T_{\text{р}}) \ln \frac{F_{\text{п}} \frac{w_{\text{п}}}{w_{\text{р}}} + F_{\text{р}}}{F_{\text{п}} + F_{\text{р}} - F_{\text{тр}}}. \quad (37)$$

Сравнивая (37) и (15), можно убедиться, что при включении электромагнита по схеме рис. 2,а достигается минимальное время трогания. Это объясняется тем, что установка вентиля в ветви рабочей обмотки эквивалентна включению рабочей обмотки через интервал $t_0 = t_{\text{min}}$ после включения пусковой обмотки.

Приведенные выше выражения были получены при условии, что все переключения обмоток происходят в процессе трогания. Тем самым подразумевалось, что якорь электромагнита не успевает тронуться до окончания этих переключений. В применяемой схеме форсировки (рис. 1,б), где рабочая обмотка (развивающая небольшое тяговое усилие и имеющая значительную постоянную времени) включается раньше пусковой, такое условие соблюдается. Однако при включении по схемам с вентилями (рис. 2) в зависимости от соотношения параметров электромагнита последний может срабатывать в тот период, когда н. с. будет создаваться только пусковой обмоткой — до момента открытия вентиля. Поэтому полученные выше выражения для времени трогания будут справедливы только при определенном соотношении параметров, которое можно представить в виде:

$$\left[\frac{w_{\text{р}}}{w_{\text{п}}} - \frac{T_{\text{р}}}{T_{\text{п}}} \left(1 - e^{-\frac{t_0}{T_{\text{р}}}} \right) \right] < \frac{F_{\text{п}} - F_{\text{р}}(1 - e^{-\frac{t_0}{T_{\text{р}}}})}{F_{\text{п}} - F_{\text{тр}}}. \quad (38)$$

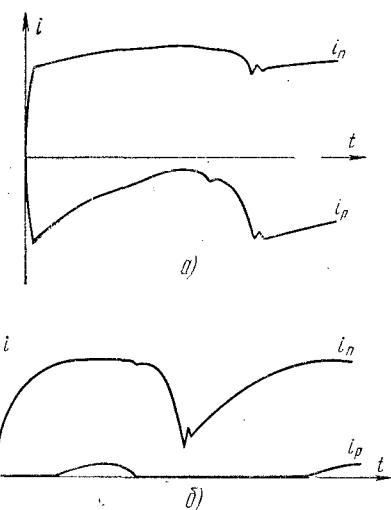


Рис. 3.

При выполнении последнего неравенства время трогания определяется по (35) или (37) в зависимости от конкретной схемы форсировки.

Если же условие (38) не соблюдается, то время трогания для схемы рис. 2,б необходимо определять по следующему выражению:

$$t_{\text{тр2,б}}' = t_0 + T_{\text{п}} \ln \frac{F_{\text{п}} - F_{\text{р}}(1 - e^{-\frac{t_0}{T_{\text{р}}}})}{F_{\text{п}} - F_{\text{тр}}}, \quad (39)$$

отсюда как частный случай ($t_0=0$) получаем выражение для времени трогания (схема рис. 2,а):

$$t_{\text{тр2,а}}' = T_{\text{п}} \ln \frac{F_{\text{п}}}{F_{\text{п}} - F_{\text{тр}}}. \quad (40)$$

Нетрудно заметить, что выражение (40) полностью совпадает с известным выражением для времени трогания двухобмоточного электромагнита с последовательным включением обмоток и вентилем в цепи рабочей обмотки. Это объясняется тем, что процессы трогания указанного электромагнита и электромагнита, включенного по схеме рис. 2,а, в данном случае протекают совершенно одинаково.

Для проверки проведенного теоретического анализа были сняты осциллограммы переходных токов на нескольких образцах двухобмоточных электромагнитов, применяемых для растормаживания вала электродвигателя [Л. 3]. Включение электромагнитов осуществлялось по схемам рис. 1 и 2.

Качественное сравнение данных осциллограмм и результатов теоретического анализа показало их полное соответствие. Во всех схемах за исключением представленной на рис. 2,а наблюдалась броска тока в рабочей обмотке сопровождавшийся периодом, в течение которого ток рабочей обмотки оставался отрицательным. В схемах с вентилями (рис. 2) определенный период (после включения пусковой обмотки) рабочая обмотка оставалась обесточена. Сравнение применяемых (рис. 1) и усовершенствованных (рис. 2) схем по времени срабатывания показало, что схемы с вентилями обладают большим быстродействием, чем схемы без вентиляй.

На рис. 3 приведены осциллограммы токов в пусковой и рабочей обмотках при включении одного из электромагнитов ($w_n=430$, $w_p=4070$, $R_n=18,1$ ом, $R_p=460,3$ ом) по схемам рис. 1,а и 2,а. Для наглядности соотношения между масштабами токов пусковой и рабочей обмоток выбраны при настройке осциллографа таким образом, что ординаты, соответствующие начальным броскам этих токов (рис. 3,а), равны между собой. Момент открытия вентиля соответствует на рис. 3,б началу нарастания тока в рабочей обмотке.

Выводы. 1. При заданных параметрах электромагнита существует минимальное значение времени трогания, которое может быть достигнуто только тогда, когда рабочая обмотка включается через определенный интервал после включения пусковой обмотки.

2. Последовательность включения обмоток в применяемых схемах принципиально не может обеспечить минимального времени трогания. При этом ток в рабочей обмотке в течение определенного периода имеет отрицательный знак, что приводит к снижению быстродействия электромагнита.

3. Установка вентиля в ветви рабочей обмотки, который играет роль бесконтактного переключателя, приводит к повышению быстродействия известных схем. В частности, может быть достигнуто минимальное значение времени трогания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Сотсков Б. С. Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств. М., «Энергия», 1965.
- Шаповаленко А. Г. Форсирование переходных процессов в обмотках без потерь энергии.—«Вестник Киевского политехнического института. Электроэнергетика». Киев, изд. Киевского университета, 1964, № 1.
- Партс Р. Р., Ранну Л. Х. Асинхронные электродвигатели со встроенным тормозом.—«Электропромышленность», 1963, № 7.
- Москвитин А. И. Электрические машины возвратно-поступательного движения. М., изд. АН СССР, 1950.
- Балагуров В. А. и др. Проектирование электрических аппаратов авиационного электрооборудования. М., Оборонгиз, 1962.
- Ротерс. Электромагнитные механизмы. М., Госэнергиздат, 1949.

[3.8.1973]



УДК 621.313.33.012.11

Круговая диаграмма непреобразованных токов асинхронной машины

Канд. техн. наук ПРОТАНСКИЙ С. А.
Фрунзе

Известно, что используемая в настоящее время круговая диаграмма трехфазной асинхронной машины основана на Г-образной схеме замещения фазы с вынесенным на зажимы приложенного напряжения намагничающим контуром [Л. 1]. При этом с целью сохранения неизменными основных энергетических соотношений Г-образной и физической Т-образной схем замещения параметры последней умножают на комплексный коэффициент σ_1 ; в результате получают преобразованные параметры первичного и вторичного контуров Г-образной схемы замещения $z'_1 = z_1 \sigma_1$ и $z''_2 = z'_2 \sigma_1^2$.

и ее преобразованный вторичный ток $I''_2 = I'_2 / \sigma_1$.

Преимущество Г-образной схемы — возможность при сохранении равенства между первичными токами Г и Т-образных схем построить круговую диаграмму первичного и преобразованного вторичного токов. Постоянное значение намагничающего тока, свойственное такой круговой диаграмме, не имеет существенного значения, если рассматривать режим работы двигателя большой мощности при скольжении, близком к номинальному. Однако при исследовании двигателей малой мощности, к тому же в широком диапазоне изменения скорости вращения недостатки Г-образной схемы проявляются в значительной мере.

Так, например, известно, что в пусковом режиме магнитный поток асинхронной машины значительно меньше, чем при холостом ходе, а в генератор-

ном режиме больше в Г-образной схеме и в соответствующей круговой диаграмме это обстоятельство не учитывается: намагничающий ток считается постоянным и равным току идеального холостого хода. Можно также отметить некоторые трудности, связанные с определением сопротивлений Г-образной схемы в виде комплексных величин. В ряде случаев это приводит к необходимости отбрасывать мнимую часть поправочного коэффициента σ_1 , что дает погрешность, которую трудно учесть.

Определенный интерес представляет разработка круговых диаграмм на базе непреобразованных параметров асинхронной машины — сопротивлений и токов, связь между которыми дается в уравнениях [Л. 2 и 3]:

$$\begin{aligned} U_1 &= r_1 i_1 + jx_1 i_1 + jx_m (i_1 + i'_2); \\ 0 &= r'_2 i'_2 + jx'_2 s i'_2 + jx_m s (i_1 + i'_2). \end{aligned} \quad (1)$$

В задачу разработки диаграммы непреобразованных токов входит определение годографов первичного i_1 , вторичного $(-i'_2)$ и намагничающего $i_m = -i_1 + i'_2$ токов, а также ее особых линий и точек.

Рассмотрим первоначально построение годографа непреобразованного вектора $(-i'_2)$. С этой целью из (1) найдем $[-i'_2(s)]$ и преобразуем выражение так [Л. 4], чтобы уменьшить число величин, зависящих от s . Введя с целью дальнейшего упрощения относительные параметры:

полный коэффициент рассеяния $\sigma = 1 - x_m^2/x_s x'_r$ и коэффициенты затухания $\alpha_r = r'_2/x'_r$ и $\alpha_s = r_1/x_s$, получаем:

$$-I'_2 = \frac{\dot{U}_1(1-\sigma)}{x_m \left[j \left(\sigma - \frac{\alpha_r \alpha_s}{s} \right) + \alpha_s + \alpha_r/s \right]}. \quad (2)$$

Это выражение преобразуется в уравнение дуги окружности, проходящей через начало координат вещественных и мнимых чисел (начало диаграммы), если сгруппировать в знаменателе отдельно вещественные и мнимые слагаемые и вынести за скобки общий множитель $j\sigma + \alpha_s$:

$$-I'_2 = \frac{\dot{U}_1(1-\sigma)}{x_m(j\sigma + \alpha_s)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\alpha_r}{s} \frac{1-j\alpha_s}{j\sigma + \alpha_s}}. \quad (3)$$

В данном выражении признаком окружности является то, что при изменении комплекса

$$\dot{k} = \frac{\alpha_r}{s} \frac{1-j\alpha_s}{j\sigma + \alpha_s}$$

как функции скольжения $0 < s < \infty$, его фазовый угол

$$\varphi_k = \arctg \frac{\alpha_s(1-\sigma)}{\sigma + \alpha_s^2}$$

остается постоянным, независимым от скольжения. При этом $\frac{\dot{U}_1(1-\sigma)}{x_m(j\sigma + \alpha_s)}$ — хорда, соответствующая дуге окружности с внутренним углом $\pi - \varphi_k$, а вектора $(-I'_2)$ и $(-I'_2 \dot{k})$ — составляющие этой хорды, вписанные в окружность.

Диаметр окружности тока $(-I'_2)$ можно найти в виде хорды-диаметра, на который опираются составляющие катеты, каковыми являются активная $(-I'_{2a})$ и индуктивная $(-I'_{2b})$ составляющие, определяемые из (2). Так, приравнивая в выражении (2) мнимую часть знаменателя нулю, получаем скольжение, соответствующее вектору $(-I'_{2a})$:

$$s_a = \frac{\alpha_s \alpha_r}{\sigma}$$

и вектор

$$-I'_{2a} = U_1(1-\sigma) \frac{\alpha_s}{x_m(\alpha_s^2 + \sigma)}.$$

Приравнивая вещественную часть знаменателя в выражении (2) нулю, получаем скольжение

$$s_j = -\frac{\alpha_r}{\alpha_s},$$

и соответствующий вектор

$$-I'_{2j} = -j\dot{U}_1 \frac{1-\sigma}{x_m} \frac{1}{\alpha_s^2 + \sigma}.$$

Отсюда диаметр окружности вторичного тока

$$\dot{D}'_2 = -(I'_{2a} + I'_{2j}) = \frac{U_1(1-\sigma)}{x_m} \frac{-j + \alpha_s}{\sigma + \alpha_s^2}. \quad (4)$$

Угол поворота диаметра окружности тока $(-I'_2)$ по отношению к оси мнимых чисел $-j$

$$\varphi'_2 = \arctg \frac{\operatorname{Re} \dot{D}'_2}{\operatorname{Im} \dot{D}'_2} = \arctg \alpha_s. \quad (5)$$

Из последнего выражения следует, что диаметр окружности \dot{D}'_2 непреобразованного вторичного тока $(-I'_2)$ совпадает с направлением вектора тока идеального холостого хода \dot{I}_0 :

$$\dot{I}_0 = \frac{\dot{U}_1}{r_1 + jx_s}; \quad \varphi_0 = \arctg \frac{r_1}{x_s} = \arctg \alpha_s.$$

Придавая в выражении (2) скольжению значение $s=1$ и $s=\infty$, определяем положения вектора $(-I'_2)$, соответствующие линиями нулевой механической и электромагнитной мощности. Тангенсы углов наклона этих линий соответственно равны:

$$\operatorname{tg} \varphi'_{2(s=1)} = \frac{\alpha_r + \alpha_s}{\sigma - \alpha_s \alpha_r}; \quad \operatorname{tg} \varphi'_{2(s=\infty)} = \frac{\alpha_s}{\sigma}. \quad (6)$$

Шкала скольжений строится как обычно — параллельно линии электромагнитной мощности; начало шкалы скольжения определяет точку пересечения с ней касательной к окружности $(-I'_2)$, проходящей через начало диаметра \dot{D}'_2 .

Годограф первичного тока определен в [Л. 1]. Здесь следует привести выражение для диаметра окружности тока \dot{I}_1 в принятых ранее для \dot{D}'_2 обозначениях и уточнить положение диаметра окружности этого тока. Используя характерное для Г-образной схемы преобразование, найдем:

$$-I''_2 = \dot{I}_1 - \dot{I}_0 = \frac{(1-\sigma)x'_r}{(j + \alpha_s)x_m} jI'_2;$$

подставив вместо I'_2 его значение, равное диаметру, определим диаметр преобразованного вторичного тока, окружность которого соответствует годографу первичного тока:

$$\dot{D}''_2 = \dot{D}_1 = U_1 \frac{(1-\sigma)[2\alpha_s + j(\alpha_s^2 - 1)]}{x_s(\sigma + \alpha_s^2)(1 + \alpha_s^2)}. \quad (7)$$

Тангенс угла наклона \dot{D}''_2 :

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{-2\alpha_s}{\alpha_s^2 - 1} \quad (8)$$

показывает, что угол наклона диаметра \dot{D}_1 ровно в 2 раза больше угла наклона диаметра \dot{D}'_2 , так как $\arctg \frac{2\alpha_s}{1 - \alpha_s^2} = 2 \arctg \alpha_s$.

Способ построения годографа намагничивающего тока найдем с учетом расчетного выражения для этого тока. Так как намагничивающий ток $\dot{I}_m = \dot{I}_1 + \dot{I}_2$, то после суммирования получим:

$$\dot{I}_m = \frac{-j\alpha_r/s + x'_2/x'_r}{x_s[(\alpha_r/s + \alpha_s) + j(\sigma - \alpha_r \alpha_s/s)]} \dot{U}_1, \quad (9)$$

при этом учитывалось, что $x'_r = x_m + x'_2$.

Из (9) видно, что \dot{I}_m состоит из двух составляющих, одна из которых (пропорциональная x'_2) находится в фазе с током $(-I'_2)$, а другая (пропорциональная $-j \frac{\alpha_r}{s}$) ортогональна первой. Поэтому вектор намагничивающего тока удобно строить в виде гипотенузы прямоугольного треугольника, один из катетов которого (пропорцио-

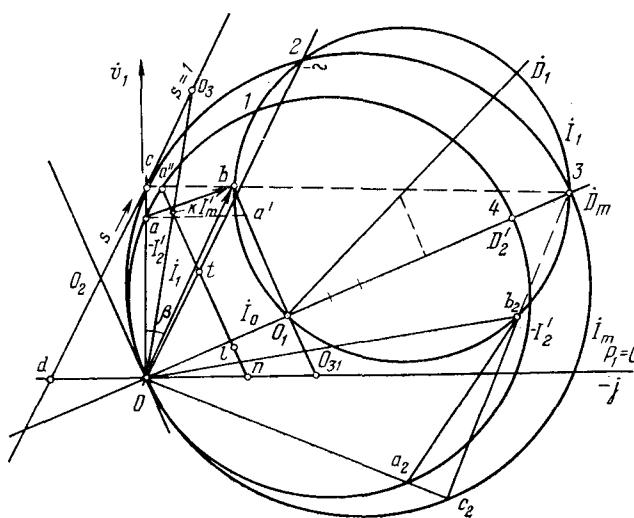


Рис. 1.

нальный x'_r) является продолжением $(-I'_2)$, а другой (пропорциональный $-j \frac{\alpha_r}{s}$) касается своим концом окружности первичного тока. Очевидно, вершина прямого угла, образованного катетами прямоугольника намагничивающего тока, при изменении вектора $(-I'_2)$ как функции скольжения перемещается по окружности, подобной окружности $(-I'_2)$ и имеющей диаметр

$$D_m = D'_2 + D'_2 \frac{x'_2}{x_s x'_r} \frac{x_m}{1-\sigma} = D'_2 \frac{x'_r}{x_m}. \quad (10)$$

Эту окружность удобно назвать окружностью намагничивающего тока. Продолжения катетов треугольника намагничивающего тока пересекаются с диаметром D_m , отсюда вытекает следующий способ построения векторов I_1 , I'_2 , I_m с помощью круговой диаграммы непреобразованных токов (см. рисунок).

После построения диаметров и соответствующих окружностей в соответствии с формулами (4)–(8) можно задаться скольжением или величиной одного из перечисленных выше токов. В первом случае, соединив соответствующую точку на шкале скольжений с началом диаграммы (точка 0), определим вектор $(-I_2) = Oa$ и вершину c треугольника намагничивающего тока; продолжив линию cd , найдем точку b на окружности первичного тока и соответствующее значение вектора $I_1 = Ob$, при этом $I_m = ab$.

Если задан вектор I_1 , проводим через его конец линию $c3$ к концу диаметра D_m ; пересечение этой линии с окружностью I_m определяет направление вектора $(-I'_2)$ (линия Oc), а точка a пересечения линии Oc с окружностью вторичного тока — конец вектора $(-I'_2)$. Если задан вектор I_m , то для определения соответствующих значений I_1 и $(-I'_2)$ необходимо, закрепив начало I_m на окружности $(-I'_2)$, перемещать его параллельно самому себе до совпадения с окружностью первичного тока, тогда отрезки, соединяющие начало круговой ди-

грамммы непреобразованных токов (точка O) с началом и концом вектора I_m , дадут соответственно $(-I'_2)$ и I_1 .

Из рисунка видно, что прямоугольный треугольник, построенный на диаметре окружности намагничивающего тока D_m (треугольник $Oc3$) определяет и треугольник токов круговой диаграммы непреобразованных токов (треугольник Oab).

Построение диаграммы показывает, что окружность первичного тока пересекает окружности токов $(-I'_2)$ и I_m в четырех точках, причем каждой из них соответствует определенное скольжение, если связать с ней вектор $(-I'_2)$. Поскольку это скольжение можно выразить через параметры двигателя, то определение вышеупомянутых точек представляет определенный интерес, ибо позволяет уточнить или упростить построение диаграммы. Найти эти скольжения можно по соответствующему параметрическому уравнению, которое получается из условия равенства векторов в этих точках. Так, для точек 1 и 4 можно записать:

$$-I'_2(s) = I_1(s_1),$$

а для точек 2 и 3 (рис. 1)

$$-x'_r/x_m I'_2(s) = I_1(s_1), \quad (11)$$

где s_1 — скольжение вектора I_1 , равного по значению $[-I'_2(s)]$.

Полученные равенства позволяют составить два уравнения, одно из которых соответствует равенству вещественных, а другое — мнимых частей векторов I' и $(-I'_2)$. Вводя коэффициент $a = \frac{x_m}{x'_r}$, рав-

ный единице для точек 2 и 3, и исключая из уравнений ненужное нам скольжение s_1 , получаем искомое параметрическое уравнение для точек пересечения в виде:

$$s^2 \left[\frac{\alpha_s}{\alpha_r} (1-a) + \frac{\sigma(\sigma-a)}{\alpha_r \alpha_s} \right] + s \frac{(2-a)(1-\sigma)}{1-a} + \frac{\alpha_r}{\alpha_s} \frac{1+\alpha_s^2}{1-a} = 0. \quad (12)$$

Наибольший интерес представляет решение уравнения (12) при $a=1$. Раскрывая неопределенность вида $0/0$, получаем для первого корня уравнения (12)

$$s_1 = -\frac{\alpha_r}{\alpha_s} \frac{1+\alpha_s^2}{1-\sigma},$$

что соответствует скольжению для тока $(-I'_2)$, по направлению совпадающему с диаметром окружности этого тока. Отсюда следует, что в точке 3 пересекаются не только окружности первичного и намагничивающего токов, но и диаметр D_m окружности намагничивающего тока.

Второй корень дает $s_2 = \frac{-2(1-\sigma)}{1-a} = -\infty$ (точка 2). Отсюда следует, что для построения линии $P_{\text{эм}}=0$ достаточно найти точку пересечения окружностей первичного и намагничивающего токов. Кроме того, однозначность решения для точки 2 показывает, что диаграмма для $s \rightarrow \infty$ отображает только один режим асинхронной машины.

Энергетические показатели исследуемой машины находим, как и из обычной диаграммы, если построим отрезок, пропорциональный активному потребляемому току. С этой целью достаточно из конца вектора тока I_1 опустить перпендикуляр на линию $(-j)/P_1=0$. При большом угле поворота диаметра D'_2 для возможности деления этого отрезка на части, пропорциональные составляющим потребляемой мощности, необходимо провести его перпендикулярно диаметру D'_2 . В этом случае масштаб мощности увеличится на величину $1/\cos\gamma$, где γ — угол поворота диаметра по отношению к оси $(-j)$. Перемещая отрезок активного потребляемого тока (или в другом масштабе активной потребляемой мощности) параллельно самому себе до совмещения его конца (точка b на рисунке) с окружностью $(-I'_2)$, получаем возможность определить составляющие P_1 , так как он, как и в обычной диаграмме, будет пересекаться линиями механической и электромагнитной мощностей. Отличие в данном случае таково, что отрезок, пропорциональный потерям в стали от намагничивающего тока, будет находиться у вершины отрезка P .

Этот отрезок (ba) получим, если проведем через начало вектора I_m перпендикуляр к вещественной оси (ось вектора I_1) до пересечения с линией $bO_{31}=P$, тогда $ba'=P_c$, $a''k=P_m$, $kt=P_r$, $tl=P_s$, т. е. определяем потери в стали, механическую мощность, потери в роторе и потери в меди статора соответственно ($In=ba'$).

В круговой диаграмме непреобразованных токов фазовые углы между векторами токов имеют истинное значение, поэтому электромагнитную мощность можно также определить как функцию угла между комплексными амплитудами токов в виде:

$$P_{\vartheta m} = \operatorname{Re} j x_m I_1 I'^*_2 = x_m I_1 I'^*_2 \sin \angle I_1 I'^*_2 = x_m I_1 I'^*_2 \sin \beta. \quad (13)$$

На рисунке $cb=I_1 \sin \beta$, $Oa=I'_2$, поэтому $P_{\vartheta m} = m_{\vartheta m} cb \cdot Oa$, где $m_{\vartheta m} (bm/mm^2)$ — масштаб электромагнитной мощности.

Использование выражения (13) удобно при оценке влияния угла β на вращающий момент двигателя, а также при оценке и сравнении энергетических показателей различных режимов работы асинхронной машины.

В заключение следует отметить, что для построения диаграммы достаточно рассчитать только D'_2 , так как параметры, необходимые для построения D_m , содержатся в выражении для определения D'_2 ; для построения D_1 достаточно найти направление его, а хорда окружности I_1 есть расстояние между концом вектора I_0 и точкой пересечения D_m с его окружностью.

Пример. Рассмотрим построение круговой диаграммы непреобразованных токов для двигателя мощностью $P_n=50$ вт типа АОЛ-11-4 с номинальными данными: $U_{1n}=127$ в; $n_n=1390$ об/мин; $I_{1n}=0,49$ а; $\eta_n=0,43$; $\cos \varphi_n=0,62$. Параметры схемы замещения определены из опыта холостого хода и короткого замыкания и имеют следующие значения (в относительных единицах): индуктивные сопротивления рассеяния

$x_1=x'_2=0,098$; индуктивное сопротивление взаимоиндукции $x_m=0,735$; активные сопротивления $r_1=0,343$; $r'_2=0,18$.

Определяем: $\alpha_s=r_1/x_s=0,343/0,833=0,412$; $\alpha_r=r'_2/x'_r=0,180/0,833=0,216$.

1. Коэффициент полного рассеяния

$$\sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_s x_r} = 0,226.$$

2. Ток идеального холостого хода

$$I_0 = \frac{U_{1n}}{r_1 + j x_s} = 0,43 - j 1,023.$$

3. Диаметр окружности вторичного тока

$$D'_2 = \frac{U_{1n} (1 - \sigma) (\alpha_s - j)}{x_m (\sigma + \alpha_s^2)} = 1,1 - j 2,66.$$

4. Диаметр окружности намагничивающего тока

$$D_m = \frac{x'_r}{x_m} D'_2 = 1,25 - j 3,0.$$

Первоначально из точки O откладываем вектор I_0 и по его направлению (также из точки O) — диаметры D'_2 и D'_m , на которых строим соответствующие окружности токов $(-I'_2)$ и I_1 . Проведя из конца вектора линию $O_1 D_1$ под углом к D'_2 , равным углу наклона I_0 к оси $(-j)$, находим на ней положение центра окружности тока I_1 и строим ее. Для этого из середины $O_1 3$ восстанавливаем перпендикуляр до пересечения с $O_1 D_1$ и через полученную точку радиусом IO_1 проводим окружность I_1 , которая должна пройти через точки O_1 и 3 . Линия $P_{\vartheta m}=0$ проводится через 0 и точку пересечения окружности I_m с окружностью I_1 (это точка, через которую не проходит диаметр D_m). Для проверки правильности построения желательно найти тангенс угла наклона линии $P_{\vartheta m}=0$ по формуле:

$$\operatorname{tg} \varphi_\infty = \frac{\alpha_s}{\sigma} = \frac{0,412}{0,226} = 1,82$$

и сравнить его с полученным.

Параллельно линии $P_{\vartheta m}=0$ на удобном расстоянии проводим шкалу скольжения; начало шкалы определяется перпендикуляром к D_2 , касающимся окружности $(-I'_2)$ в точке O . Масштаб шкалы скольжения можно найти по отрезку dO_2 , скольжение для которого известно по формуле (3а), отсюда определяем отрезок шкалы, соответствующий $s=1$:

$$O_2 O_3 = \frac{O_2 D}{s_j} = \frac{O_2 d}{\alpha_r} \alpha_s = \frac{39}{0,525} = 74,6 \text{ мм.}$$

Построенная диаграмма показала возможность определения рабочих характеристик двигателя малой мощности, в частности намагничивающего тока, в зависимости от скольжения. Экспериментальной проверкой послужило также определение отношения максимальных моментов в двигательном и генераторном режимах работы. Так, из диаграммы следует, что согласно (13) для момента это отношение равно

$$m = \frac{Oa \cdot cb}{Oa_2 c_2 b_2} = 0,230;$$

эксперимент показал

$$m=0,205.$$

Такое отношение моментов в значительной мере объясняется увеличением намагничивающего тока при переходе к режиму работы с отрицательным скольжением (в данном случае он увеличился в 2,3 раза), а если рассматривать всю диаграмму, то намагничивающий ток менялся по значению в пределах $0,31 < I_m < 2,7$, а по фазе в пределах $67^\circ > \varphi_m > 29^\circ$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины. Л., «Энергия», 1973, 647 с.
2. Рихтер Р. Индукционные машины, т. 4. М.—Л., ОНТИ, 1939, 472 с.
3. Грузов Л. Н. Методы математического исследования электрических машин. М.—Л., Госэнергоиздат, 352 с.
4. Протанский С. А. Алгебра Т-образной схемы замещения асинхронной машины.—«Труды Фрунзенского политехнического института. Энергетика», 1972, вып. 58. 166 с.

[29.8.1972]



О методике оценки работоспособности линейной изоляции в районах с промышленными загрязнениями

Канд. техн. наук МАЙКОПАР А. С., инж. ВОЛЬПОВ К. Д.

Москва

Обоснованная оценка работоспособности линейной изоляции в условиях загрязнения и увлажнения определяет необходимость изучения влагоразрядных характеристик естественно загрязненных тирлянд и перехода на их основе к влагоразрядной характеристике линии электропередачи в целом. В настоящей статье, являющейся продолжением [Л. 1—4], представлено дальнейшее развитие методики оценки работоспособности линейной изоляции в районах с промышленными загрязнениями.

Влагоразрядные характеристики изоляции линий электропередачи. В основу методики оценки работоспособности линейной изоляции положены влагоразрядные характеристики тирлянд изоляторов, подвергнутых загрязнению в естественных условиях по трассе обследуемой линии.

Наиболее предпочтительным является демонтаж таких тирлянд и испытание их в лаборатории в соответствии с [Л. 5], причем наиболее стабильные результаты получаются при использовании методики предварительного увлажнения изоляторов мелкокапельной влагой до насыщения с последующим приложением напряжения толчком.

В ряде случаев, если имеется уверенность в равномерном загрязнении изоляторов, можно проводить измерения сопротивления изоляторов в увлажненном состоянии и регистрировать токи утечки безынерционным прибором; последующий пересчет по коэффициенту формы изоляторов даст сведения об удельной поверхностной проводимости.

Необходимая для дальнейших операций влагоразрядная характеристика изоляторов может быть получена в лаборатории по вышеупомянутой методике; на рис. 1 представлены результаты таких испытаний различных типов тарельчатых линейных подвесных изоляторов по данным [Л. 6—8].

Данные рис. 1, полученные в функции тока утечки при приложении разрядного напряжения, незначительно отличаются от аналогичных данных, полученных в функции удельной проводимости. Это позволяет по соответственно пересчитанным опытным точкам построить обобщенную зависимость влагоразрядной напряженности вдоль пути утечки от тока утечки в широком диапазоне степени загрязнения.

При наличии данных об удельной проводимости пересчет на влагоразрядную напряженность вдоль пути утечки может быть выполнен с помощью выражения:

$$\frac{E_{\text{вр}}}{I_y} = \frac{K_F}{L\gamma}, \quad (1)$$

где $E_{\text{вр}}$ — влагоразрядная напряженность вдоль пути утечки, kV/cm ; I_y — ток утечки при приложении разрядного напряжения, ma ; K_F — коэффициент формы изоляции; L — длина пути утечки, cm ; γ — удельная поверхностная проводимость, мкс/м .

При обследовании изоляции в отдельных районах в зависимости от специфики загрязнения, возможностей испытательных установок в качестве основы могут быть приняты величины $E_{\text{вр}}$, I_y или γ . В настоящей работе все данные приведены к влагоразрядной напряженности вдоль пути утечки $E_{\text{вр}}$.

При получении 50%-ных влагоразрядных напряжений был использован метод «вверх-вниз» [Л. 9], причем степень испытательного напряжения была согласована со среднеквадратичным разбросом разрядных напряжений, обусловленным нестабильностью процесса развития электрической дуги по увлажненной изоляционной поверхности. Если ориентироваться на данные о среднеквадратичных разбросах [Л. 1], то степень испытательного напряжения не должна превышать 6—8% среднего разрядного напряжения.

Экстремальная методика оценки работоспособности изоляции. Основы экстремальной методики оценки работоспособно-

сти изоляции изложены в [Л. 4]. Для ее использования необходимо выборочное обследование изоляции по трассе линии; при наличии уверенности в неизменных условиях загрязнения по трассе равноценные сведения могут быть получены на специальном стенде, расположенному в районе прохождения трассы линии. Испытания естественно загрязненных тирлянд показали, что данные о влагоразрядных характеристиках отдельных гирлянд $E_{\text{вр} 50\%}$ в условиях максимального загрязнения имеют среднеквадратичный разброс 8—15% и более, что в несколько раз превышает разброс разрядных напряжений одной и той же гирлянды и ошибку измерений (3—5%). Такие величины разбросов $E_{\text{вр} 50\%}$ не позволяют при переходе от влагоразрядных напряжений отдельных гирлянд к совокупности гирлянд линии использовать методы обычных статистик, когда предполагается, что средние значения разрядных напряжений всех гирлянд одинаковы. Именно поэтому данные о влагоразрядных испытаниях отдельных гирлянд должны быть представлены в виде порядковых статистик (в данном случае в порядке убывания $E_{\text{вр} 50\%}$).

Известно, что порядковые статистики нормально распределены лишь в узком диапазоне центральных значений, а в экстремальной области они распределены асимптотически [Л. 10]. Поэтому для перехода от выборочных влагоразрядных характеристик к влагоразрядным характеристикам наиболее загрязненных тирлянд линии должен быть применен асимптотический закон для наименьших значений, с помощью которого определяется связь между влагоразрядной напряженностью и соответствующей ей вероятностью для крайнего члена:

$$\varphi_{III} = 1 - e^{-e^y}, \quad (2)$$

где φ_{III} — третий закон распределения крайнего члена для наименьших значений; y — нормированное отклонение, связанное с исследуемым минимумом.

Нормированное отклонение y связано с исследуемым аргументом x линейной функцией:

$$x = \hat{q} + \frac{1}{\alpha} y, \quad (3)$$

причем для ограниченной слева влагоразрядной напряженности принято логарифмическое преобразование:

$$x = \lg E_{\text{вр} 50\%}. \quad (3a)$$

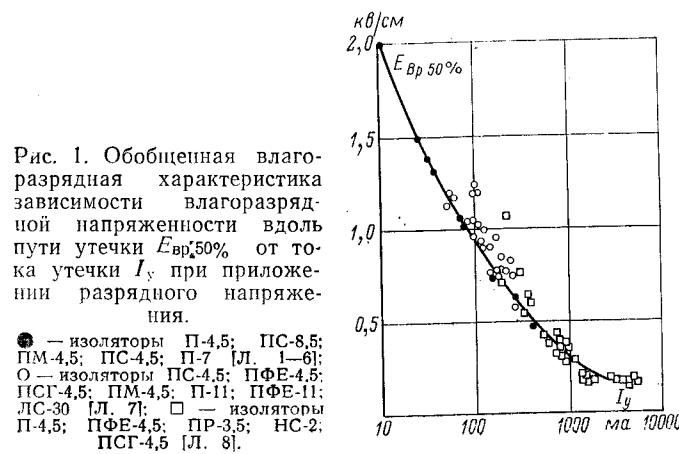


Рис. 1. Обобщенная влагоразрядная характеристика зависимости влагоразрядной напряженности вдоль пути утечки $E_{\text{вр} 50\%}$ от тока утечки I_y при приложении разрядного напряжения.

● — изоляторы П-4.5; ПС-8.5; ПМ-4.5; ПС-4.5; П-7 [Л. 1-6]; О — изоляторы ПС-4.5; ПФЕ-4.5; ПСГ-4.5; ПМ-4.5; П-11; ПФЕ-11; ПС-30 [Л. 7]; □ — изоляторы П-4.5; ПФЕ-4.5; ПР-3.5; НС-2; ПСГ-4.5 [Л. 8].

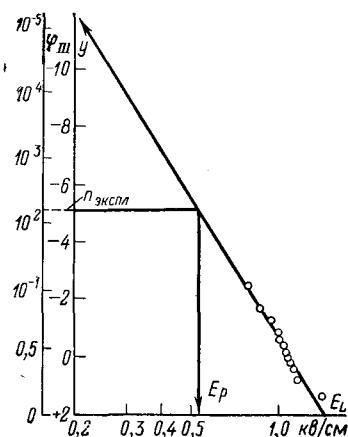


Рис. 2. Анализ влагоразрядных характеристик гирилянд изоляторов линии 220 кв с помощью третьего асимптотического закона для наименьших значений влагоразрядных напряжений (строка 8 таблицы).

● — точки выборочного обследования, —○— опыт эксплуатации.

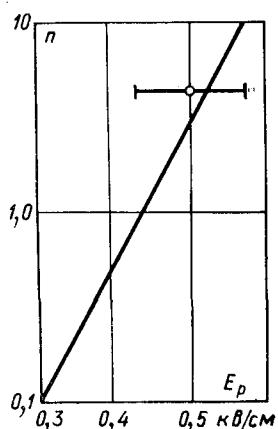


Рис. 3. Зависимость удельного числа влагоразрядных отключений линии 220 кв в функции влагоразрядной напряженности вдоль пути утечки.

— расчет по рис. 2; —○— опыт эксплуатации.

Для определения \hat{q} и $\hat{\alpha}$ необходимо предварительно вычислить средний арифметический минимум \bar{x} и его среднеквадратическое отклонение S_x по всей выборке:

$$\bar{x}_x = \frac{1}{N}; \quad S_x = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N x_k^2 - \left(\sum_{k=1}^N x_k\right)^2}{N}} \quad (4)$$

и далее оценить параметры выражения (3):

$$\frac{1}{\hat{\alpha}} = \frac{S_x}{\sigma_N}; \quad \hat{q} = \bar{x} + \bar{y}_N \frac{1}{\hat{\alpha}}, \quad (5)$$

где \bar{y}_N и σ_N — средние и стандартные отклонения приведенных экстремальных значений, вычисленные в [Л. 10].

Выполним теперь аппроксимацию опытных точек, расположенных в вариационный ряд согласно методике [Л. 10]:

$$\varphi_{III} = 1 - \frac{k}{N+1}. \quad (6)$$

Иллюстрация применения метода выполнена на основе данных по линии электропередачи 220 кв Донбассэнерго, находящейся в зоне терриконов каменноугольных шахт. Для получения данных о выборке снимались влагоразрядные характеристики гирилянд изоляторов П-4,5. Соответствующие построения приведены на рис. 2.

Контрольный интервал в случае асимптотически нормальных оценок при аппроксимации точек линейной зависимостью для $y=0$ при уровне значимости 0,05 получается из выражения [Л. 10]:

$$\Delta = \frac{2,6}{\sqrt{N} \hat{\alpha}}. \quad (7)$$

Для примера, приведенного на рис. 2, контрольный интервал составляет 4,7%.

Переход от экстремумов к удельному числу влагоразрядных отключений по аналогии с [Л. 4] осуществляется согласно выражению:

$$n = m_{100} \varphi_{III} E_{bp} 50\% = E_p, \quad (8)$$

где n — удельное число влагоразрядных отключений на 100 км/год; m_{100} — число гирилянд на 100 км длины линии; E_p — рабочая напряженность вдоль пути утечки, кв/см.

Для указанного примера результаты расчета по (8) и данные опыта эксплуатации, приведенные на рис. 3, удовлетворительно согласуются по влагоразрядным напряженностям при заданном $n_{экспл}$.

Результаты обследования изоляции линий электропередач. Поскольку построение контрольного интервала допустимо лишь для области центральных значений, единственной возможностью оценки дисперсии в экстремуме является сравнение расчетного числа влагоразрядных отключений линий по выражению (8) с опытом эксплуатации для ряда объектов. С этой целью обследована изоляция 11 линий электропередачи 110—330 кв, трассы которых проходят по равнинным районам пахотной земли и в зонах промышленных загрязнений (см. таблицу).

Загрязняющими источниками являлись отвалы доменного шлака, шахтные выработки, кирпичные и химические заводы. Изоляция линий в большинстве случаев была выполнена из тарельчатых изоляторов серии П, ПС, ПФЕ при относительной длине пути утечки λ в пределах 4,95—1,47 см/кв; при этом удельное число влагоразрядных отключений колебалось от нуля до 84 на 100 км в год. Большинство сведений об опыте эксплуатации так же, как и влагоразрядные характеристики изоляции, получены за последние несколько лет.

В результате обработки влагоразрядных характеристик гирилянд, подвергнутых выборочному обследованию, были получены зависимости удельного числа влагоразрядных отключений от рабочей напряженности E_p (или от λ). В таблице приведено сравнение расчетных λ с действительными при номинальном напряжении, близком к среднему эксплуатационному, и

№ п/п.	Напряжение линии, кв	Условия по трассе линии	Длительность наблюдения, км-год	Изоляция		Удельное число влагоразрядных отключений на 100 км в год	Влагоразрядный параметр и обработка				Расчеты					
				Тип и число изоляторов	$\lambda_{\text{э}}$, см/кв		Параметр	Число регистраций	$\lambda_{50\%}$	Коэффициент аппроксимации	λ при эксплуатационном n	$\lambda/\lambda_{\text{э}}$	λ при $n=0,1$ на 100 км в год	Коэффициент запаса		
1	110	Пахотная земля	600	ПС-6А×8	1,82	0	I_y	29	0,59	1,51	0,0475	1,95	1,07	1,61	3,1	2,56
2	220	То же	2500	П-4,5×14	1,75	0	I_y	27	0,61	1,57	0,0354	1,7	0,85	1,3	2,85	2,12
3	110	Доменный шлак	85	НС-2×12	4,95	0	I_y	16	0,85	1,18	0,045	2,24	1,0	2,24	5,8	2,64
4	110	Химкомбинат	180	П-4,5×8	2,0	1,1	I_y	11	0,79	1,1	0,056	1,8	0,9	2,45	2,54	3,1
5	110	Каменноугольные шахты	45	П-4,5×7	1,74	2,2	H_{bp}	11	0,9	0,96	0,054	1,67	0,96	2,67	1,95	2,98
6	330	То же	60	П-7×16	1,42	5,0	H_{bp}	9	0,9	0,96	0,054	1,34	0,91	2,67	1,57	2,98
7	220	" "	60	П-7×14	1,86	1,68	H_{bp}	9	0,76	1,15	0,06	1,71	0,92	2,54	2,64	3,36
8	220	" "	150	П-4,5×13	1,63	4,55	H_{bp}	12	0,70	1,11	0,061	1,6	0,98	2,68	2,1	3,4
9	220	Коксохимзавод	32	ПМ-4,5×7	1,53	84	H_{bp}	8	1,09	0,75	0,068	1,53	1,0	3,7	1,4	3,4
10	110	То же	16	П-4,5×8	2,0	13,5	H_{bp}	8	1,09	0,75	0,68	2,0	1,0	3,7	1,83	3,4
11	110	Кирпичный завод	54	ПМ-4,5×8	1,82	5,3	H_{bp}	9	0,94	0,46	0,075	2,18	1,2	4,2	1,94	4,47

при удельном числе влагоразрядных отключений n по опыту эксплуатации. Это сопоставление свидетельствует об удовлетворительном совпадении расчетов с данными эксплуатации, что подтверждает возможность использования рассматриваемой методики для оценки работоспособности изоляции в районах с промышленными загрязнениями.

Из результатов обследования изоляции, представленных в таблице, следует, что так называемые «коэффициенты запаса», т. е. отношения средней влагоразрядной напряженности к рабочей в основном находились в пределах 1,4—2,54 и в большинстве случаев не обеспечивали надежной работы линии. Согласно расчетам приемлемые показатели работы линий при n , равном 0,1 на 100 км/год, возможны при «коэффициентах запаса», равных 2,39—4,47, а требуемые относительные длины путей утечки для обследованных линий находятся в пределах 1,4—4,2 см/кв.

Для обеспечения больших длин путей утечки, близких к верхнему пределу указанного диапазона, необходим переход к изоляторам других типов, имеющих увеличенное соотношение длины пути утечки к строительной высоте и позволяющих заменить изоляцию без специальной реконструкции подвески.

Проведенный анализ работоспособности изоляции линий в районах с промышленным и загрязнениями еще раз показал, что требования к изоляции таких линий чрезвычайно разнообразны; это особенно заслуживает внимания, поскольку все обследованные линии находятся за пределами так называемых «защитных интервалов», т. е. на расстоянии от локальных источников промышленных загрязнений, когда специального усиления изоляции обычно не требуется. Поэтому при оценке работоспособности и выборе изоляции линий необходим индивидуальный подход.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Майкопар А. С. Открытая электрическая дуга весьма малого тока.—«Электричество», 1965, № 2, с. 22—25.
2. Кизеветтер В. Е., Майкопар А. С. Влагоразрядные характеристики гирлянд линейных изоляторов.—«Электричество», 1968, № 1, с. 17—21.
3. Майкопар А. С., Морозов К. П. Влагоразрядные характеристики изоляторов при неравномерном загрязнении.—«Электричество», 1968, № 9, с. 17—20.
4. Майкопар А. С., Глебов Э. С., Вольпов К. Д. Методика оценки работоспособности линейной изоляции по влагоразрядным характеристикам.—«Электричество», 1970, № 12, с. 62—67.
5. ГОСТ-10390-71. Методы сравнительных испытаний на электрическую прочность внешней изоляции в условиях загрязнения.
6. Майкопар А. С. Дуговые замыкания на линиях электропередачи. М., «Энергия», 1965, 200 с.
7. Александров Г. Н., Иванов В. Л., Кизеветтер В. Е. Электрическая прочность наружной высоковольтной изоляции. М., «Энергия», 1969, 240 с.
8. Левшунов Р. Т., Новиков А. А., Храмов Л. Ф. Грязоразрядные напряжения высоковольтных изоляторов.—«Электрические станции», 1971, № 10, с. 61—63.
9. Dixon W., Mood A. Method and analizing sensitivity data.—«Journ. Amer. Statist. Ass.», 1948, № 241, p. 241—252.
10. Гумбель Э. Статистика экстремальных значений. М., «Мир», 1965. 450 с.

[26.2.1974]



УДК 621.311.078

Экспериментальное определение спектральных характеристик колебаний промышленной частоты

Канд. техн. наук ПЛЕТНЕВ Г. П., инж. МУХИН В. С.

Москва

Рост единичных мощностей энергоблоков и их удельного веса в общей выработке электроэнергии приводит к их участию в регулировании мощности и частоты энергосистем. Использование блоков для регулирования и оптимизации параметров энергосистем может идти по двум направлениям одновременно: улучшению приемистости блоков за счет их технологической компоновки [Л. 1] и изменению структуры АСР энергоблоков [Л. 2—4]. Намного проще выглядит техническая реализация второго метода, предусматривающая введение в существующие САР мощности энергоблоков новых сигналов. Одним из перспективных сигналов, предлагаемых для САР мощности энергоблоков является сигнал по промышленной частоте [Л. 2 и 4].

Как и любой другой протекающий во времени процесс, изменение этого сигнала не является детерминированным. Он зависит от многих факторов, среди которых можно выделить, с одной стороны, переменный характер нагрузки в энергосистеме (суточный, недельный и сезонный), с другой — нестабильность динамических характеристик парогенераторов и энергоблоков в целом.

Основываясь на этих предпосылках и на ранее проведенных исследованиях [Л. 2 и 4], можно сделать вывод о том, что колебания сигнала по промышленной частоте имеют характер случайного стационарного процесса. Постановка экспериментов по определению статистических характеристик случайных процессов предполагает его научное планирование, основанное на априорной информации о сигнале и режимах работы энергоблоков блочных электростанций и энергосистемы.

Планирование эксперимента в данном случае состоит в определении контролируемых параметров и их характеристик, составлении плана использования аппаратуры для их измерения, технической программы проведения эксперимента в условиях промышленной эксплуатации.

Исходя из характера сигнала и задач исследования, можно наметить для определения следующие вероятностные характеристики:

математическое ожидание и дисперсия исследуемого процесса;

корреляционная функция;
спектральная плотность;
эффективная полоса частот¹.

Предварительные исследования [Л. 2] показывают, что проведение эксперимента требует получения реализаций при различных нагрузках в разные времена года, дней недели и суток. Отклонения сигнала по промышленной частоте $f(t)$ являются стационарными процессами с нормальным законом распределения. Это позволяет использовать аппарат математической статистики для стационарных случайных процессов и, в частности, корреляционный и спектральный анализ. Нормальный закон распределения отклонений промышленной частоты предполагает, что априорные данные о характере ее изменений группируются вокруг значений 50 гц. Наиболее важным фактором, оказывающим влияние на низкочастотную составляющую колебаний промышленной частоты, можно считать нагрузку и в то же время колебания в первичных источниках энергии — парогенераторах.

Предположив предварительно стационарность исследуемого процесса при одинаковых режимах работы, т. е. стабильность дисперсии и математического ожидания, можно задать условия проведения эксперимента и определить необходимую длину реализации регистрируемых сигналов и шаг квантования. Согласно [Л. 5 и 6] длина реализации выбирается заранее на основании априорных данных при желаемом уровне значимости, который для промышленных реализаций равен 5%. Иначе говоря, при определении оценок вероятностных характеристик выбираемая точность исследования допускает погрешность до 5%.

¹ Полоса частот, которую можно представить как спектр частот, эквивалентный исходному спектру по средней мощности.

Квантование сигнала по времени означает его перевод из аналоговой (непрерывной) в цифровую (дискретную) форму. Шаг квантования τ выбирается, во-первых, на основе того, что на интервале этого шага изменение сигнала будет мало [Л. 7]:

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{dx_i(t)}{d\tau} \rightarrow 0. \quad (1)$$

Предварительная оценка сигнала по промышленной частоте [Л. 2] позволяет ограничить его спектр на частоте среза ω_c^2 , равной для низкочастотной составляющей

$$\omega_c = 0,1 \text{ 1/сек.} \quad (2)$$

Гогда

$$\tau = \pi/\omega_c = 31,4 \text{ сек.} \quad (3)$$

Во-вторых, необходимо отсчитывать данные с таким шагом, чтобы полный диапазон изменения сигнала включал не менее 10 отсчетов [Л. 7].

Вышесказанным условиям отвечает шаг $\tau = 30$ сек.

Для независимых значений квантованных величин оценка дисперсии распределена по χ^2 -закону с $v=n-1$ степенями свободы, где n — число наблюдений из совокупности. Чем больше v , тем ближе оценка к своему действительному значению (теоретическому). Исходя из этого положения и из априорного условия, что реальные спектральные характеристики, приведенные в настоящей статье и в [Л. 2], являются гладкими функциями, допустим, что ширина самого узкого пика спектра $a=0,0012 \text{ 1/сек.}$. Тогда предварительно можно вычислить длину реализации:

$$T = \frac{\nu}{2a} = 29200 \text{ сек.} \quad (5)$$

При выборе v необходимо руководствоваться условием устойчивости в статистическом смысле. Это значит, что в частотных характеристиках сигнала не должно наблюдаться ложных пики или явления наложения частот.

Правомерность применения χ^2 -распределения и v степеней свободы на этапе планирования эксперимента по определению вероятностных характеристик можно объяснить тем, что при больших длинах реализаций для любого множества из n наблюдений будет измеряться $(n-1)$ независимое отклонение.

Следовательно, при $\tau=30$ сек требуется

$$L = T/\tau = 973 \text{ отсчета.} \quad (6)$$

Принимаем длину реализации сигнала для числа отсчетов $L=1000$, т. е. $T=8,3$ ч.

Математическая модель полученной реализации может быть представлена в виде

$$X(t) = M_x(t) + Y(t) + C(t), \quad (7)$$

где $C(t)$ — высокочастотная составляющая, которая находится за частотой среза $\omega_c = 0,1 \text{ 1/сек.}$; $Y(t)$ — низкочастотная составляющая, которая носит случайный характер и определяется в основном интересующую спектральную плотность; $M_x(t)$ — инфразондчастотная составляющая, которая для стационарного случайного процесса равна постоянной величине и принимает значение математического ожидания.

Тогда на основании допущения (2) обработка реализации (7) сводится к обработке:

$$X(t) = M_x(t) + Y(t). \quad (8)$$

Оценка общей дисперсии σ_0^2 процессов $X(t)$:

$$\sigma_0^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - m_x)^2, \quad (9)$$

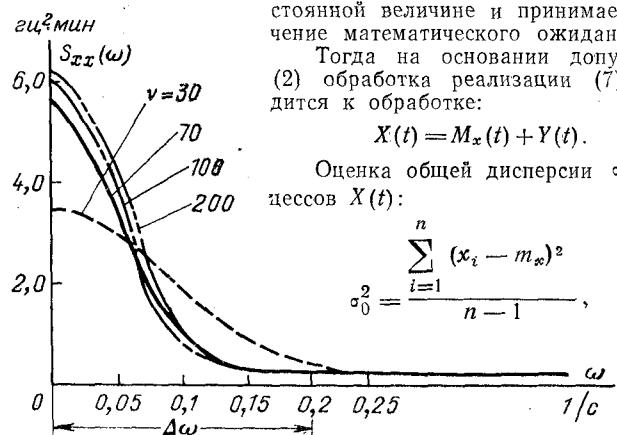


Рис. 1. Пример спектральной плотности сигнала по промышленной частоте при $L=1000$.

² Значение частоты, при которой амплитуда колебаний исследуемого сигнала становится пренебрежимо малой величиной.

где m_x — оценка математического ожидания процессов $X(t)$;

$$m_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i, \text{ где } x_i \text{ — дискретные значения процесса.}$$

Оценка корреляционной функции

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) \dot{x}(t-\tau) dt \quad (10)$$

производится по выборочно-шаговому алгоритму

$$R_x(k) = \frac{1}{L-(n+1)} \sum_{n=1}^{L-n} x(n) \dot{x}(n+k), \quad (11)$$

где k — дискретный аргумент корреляционной функции; L — количество дискретных ординат реализации сигнала.

Оценка нормированной спектральной плотности производится по формуле

$$\bar{S}_{xx}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \left[\rho_x(0) + 2 \sum_{t=1}^v h(u) \rho_x(t) \cos \omega t \right], \quad (12)$$

где $h(u)$ — весовая функция, которая в данном случае является окном Бартлетта [Л. 5] и удовлетворяет соотношению:

$$h(u) = \begin{cases} 1 - |u| & \text{при } |u| \leq 1; \\ 0 & \text{при } |u| > 1. \end{cases} \quad (13)$$

В формуле (12) $t_{\max} = v$. При $t > t_{\max}$ $\rho_x(t) \leq \rho_x(t_{\max})$, где $\rho_x(t_{\max}) \leq 0,05 \rho_x(0)$.

Подготовка данных для вычислительной машины включает выбор параметров оптимального фильтра. Функция $h(u)$ зависит от отношения $B_L = v/L$, где v — число точек усечения корреляционной функции.

Тогда

$$\bar{S}_{xx}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \left[\rho_x(0) + 2 \sum_{t=1}^v h\left(\frac{v}{L}t\right) \rho_x(t) \cos \omega t \right]. \quad (14)$$

Вся обработка экспериментальных данных ведется при $B_L = \text{const}$. Анализируя пределы, в которых можно брать эту величину, можно отметить, что при большом значении B_L уменьшается дисперсия оценки, но растет смещение; слишком малое значение B_L увеличивает дисперсию, которая имеет порядок $\frac{1}{LB_L}$.

Для $v=30$ и $L=1000$ наблюдается занижение результатов оценок спектральной плотности (рис. 1). При $v=100 \div 200$ и $L=1000$ значения оценок $\bar{S}_{xx}(\omega)$ отличаются незначительно от оценок при выбранной величине $v=70$ и $L=1000$. Выбирая допустимые соотношения между дисперсией и смещением оценок, можно существенно сократить время машинной обработки. Таким образом, значение B_L можно выбрать исходя из компромисса между дисперсией и смещением.

Итак, пользуясь изложенным методом «стягивания» окна, выбираем параметры $v=70$ и $L=1000$.

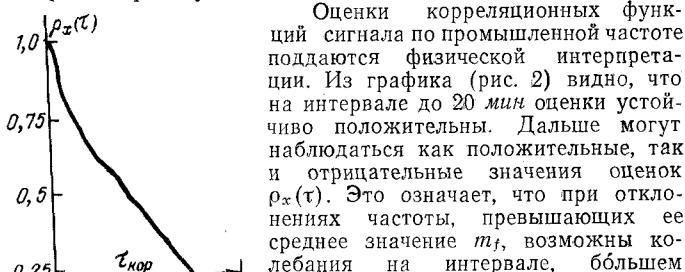


Рис. 2. Пример автокорреляционной функции сигнала по промышленной частоте для $T=8,3$ ч.

20 мин (с периодом $T^*=30$ мин), и в зависимости от режимных условий они дают вклад в положительные и отрицательные значения оценок $\rho_x(t)$. Некоторые графики $\rho_x(t)$ имеют «хвосты» осциллирующего характера, что указывает на наличие «скрытой» периодичности (колебания в парогенераторах) и вероятность появления в частотном спектре сигнала дополнительного (второго) экстремума (максимума). Практически это означает, что реализация исследуемого процесса содержит периодическую составляющую. Частотный спектр этой составляющей такой же, как диапазон рабочих частот парогенератора. Это подтверждает единую природу их происхождения.

Для дальнейших расчетов более удобны корреляционные функции, заданные в аналитической форме. Выражения $R_x(t)$, которые удовлетворяют общим свойствам корреляционных функций и отражают характерные свойства полученной экспериментальной оценки, соответствуют двум математическим моделям:

$$R_x(\tau) = \sum_{i=1}^n \sigma_i^2 e^{-\alpha_i |\tau|};$$

$$R_x(\tau) = \sum_{i=1}^n \sigma_i^2 e^{-\alpha_i |\tau|} (\cos \omega_i^* \tau + \mu_i \sin \omega_i^* \tau), \quad (15)$$

где α_i — характеризует затухание корреляционных функций; ω_i^* — круговая частота; φ_i — начальный фазовый угол косинусоиды; $\mu_i = \operatorname{arctg} \mu_i$.

При выбранных моделях задача аппроксимации корреляционных функций сводится к задаче нахождения параметров α_i , ω_i^* , φ_i .

При аппроксимации необходимо стремиться к упрощению вычислительных операций, целесообразности практического применения аналитического выражения, простоте пользования этим выражением и достаточной точности описания функции аналитическим выражением, исходя из условия:

$$F_i = \sum_1^n \left[R_i(i) - \sum_1^n \sigma_i^2 e^{-\alpha_i |i|} \right]^2 = \min. \quad (16)$$

Точность аппроксимации увеличивается при увеличении числа членов аппроксимирующего ряда. Наибольшая точность наблюдается на первом интервале корреляции $\tau_{\text{кор}}$ (рис. 2). Чем дальше от начала координат $\rho_x(t)$, тем точность меньше, так как растет влияние конечности длины реализации.

Фурье-преобразование корреляционной функции, соответствующее выражению (15), имеет вид:

$$S(\omega) = \sum_{i=1}^n \frac{2\sigma_i^2}{\pi} \times$$

$$\times \frac{\alpha_i (\alpha_i^2 + \omega_i^{*2} + \omega^2) + \mu_i \omega_i^* (\alpha_i^2 + \omega_i^{*2} - \omega^2)}{(\alpha_i^2 + \omega_i^{*2} + \omega^2) + 4\omega_i^{*2}\omega^2}. \quad (17)$$

Это дробно-рациональное выражение, с которым легко оперировать при анализе и синтезе систем автоматического регулирования.

Из анализа среднего уровня промышленной частоты или математического ожидания m_f видно, что влияние нагрузки ощущимо лишь в диапазоне от 100 до 200 Мвт, но в пределах одной реализации удерживается примерно на уровне 49,9—50,1 гц (рис. 3, а):

$$m_f = 49,9 \div 50,1 \text{ гц} = \text{const}. \quad (18)$$

По-видимому, причина сравнительно малых колебаний сигнала в том, что все блоки станции работают на шины бесконечной мощности 500 квт и разные уровни нагрузки на блоках не оказывают существенного влияния на постоянную составляющую промышленной частоты $M_x(t)$.

Однако разный уровень нагрузки даже на одном блоке оказывает значительное влияние на среднеквадратичное отклонение и дисперсию процессов. Как видно из графика (рис. 3, б), среднеквадратичное отклонение по промышленной частоте имеет экстремум (минимум) при нагрузке 250 Мвт.

При нагрузке 100 и 300 Мвт дисперсия и среднеквадратичное отклонение достигают своего максимума, равного 0,17 гц. Поэтому при работе в параллель всех блоков станции не исключены случаи, когда отклонения по промышленной частоте будут выходить за заданные пределы (это может проявиться в регулирующем режиме и оказать существенное влия-

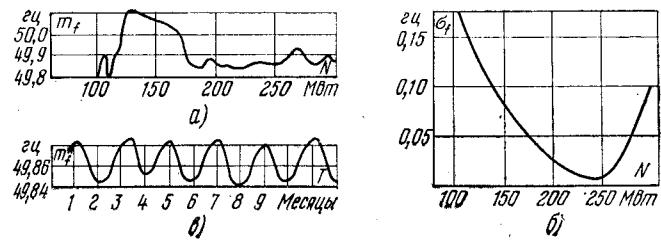


Рис. 3. Статистические характеристики сигнала по промышленной частоте на входе системы автоматического регулирования блока 300 Мвт.

$$a = m_f = \varphi_1(N); \quad b = \sigma_f = \varphi_2(N); \quad c = m^* f = \varphi_3(T).$$

ние на экономичность работы электродвигателей собственных нужд). Анализ зависимости $m^* f$ от сезонности (по месяцам) (рис. 3, в) позволяет заключить, что в пределах одной реализации математическое ожидание постоянно, но в течение года колеблется и имеет вид периодической составляющей с амплитудой $\pm 0,02$ гц, т. е.

$$m^* f = A \sin \omega^* i(t) + C, \quad (19)$$

где A — амплитуда периодической составляющей, зависящая от режимных условий работы станции и системы; ω^* — круговая частота колебаний низкочастотной составляющей частоты f электрической системы; C — постоянная (средний уровень промышленной частоты).

Выводы. II. Исходя из допущения, подтвержденного в настоящей статье и в [Л. 2], что отклонения сигнала по промышленной частоте являются стационарными процессами с нормальным законом распределения, можно использовать для определения $f(t)$ аппарат математической статистики для стационарных случайных процессов и, в частности, корреляционный и спектральный анализы. По статистическим данным, полученным экспериментально, можно оценить качество электроэнергии, если взять за ее критерий стандартный уровень, равный 50 гц.

Исходя из машинной обработки реализаций за один (1971) год (общее число отсчетов $L_{\text{об}} = 50000$), следует, что от 6 до 15% значений частот электроэнергии выходит за пределы $f = 49,8 \div 50,2$ гц.

2. Исследование полученных оценок спектральных плотностей позволяет выделить характерную полосу частот:

$$\Delta \omega = 0 \div 0,2 \text{ 1/сек},$$

которая согласуется с предыдущими экспериментами [Л. 2] $\Delta \omega^{**} = 0,1 \text{ 1/сек}$. Значения $\Delta \omega$ и $\Delta \omega^{**}$ находятся в полосе рабочих частот тепловой части энергоблока станций, в том числе и парогенераторов. Поэтому вполне логично допустить, что режим работы парогенераторов влияет на регулирование промышленной частоты [Л. 2 и 4].

3. Результаты исследования спектральных плотностей сигнала по промышленной частоте показывают возможность использования этого сигнала в системе регулирования парогенераторов и турбин для целей стабилизации частоты и активной мощности энергосистем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гиршфельд В. Я., Скловская Е. Г. К вопросу о регулировании мощности блоков скользящим начальным давлением пара.— «Теплоэнергетика», 1966, № 3.
2. Михальченко В. Г., Мухин В. С., Плетнев Г. П. Оценка спектральной плотности промышленной частоты.— «Теплоэнергетика», 1971, № 3.
3. Давыдов Н. И., Рубин В. Б., Черняк В. Н. Схемы регулирования мощности блока котел-турбина.— «Электрические станции», 1962, № 9.
4. Плетнев Г. П., Штробель В. А., Мухин В. С. Исследование систем автоматического регулирования мощности парогенератора и турбины в режиме регулирования частоты.— «Теплоэнергетика», 1972, № 11.
5. Дженнингс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения. М., «Мир», 1971.
6. Волгин В. В., Каримов Р. Н. Постановка задачи изменения корреляционных функций промышленных случайных процессов.— «Доклады НТК по итогам научно-исследовательских работ за 1968—1969 гг.», М., МЭИ, 1969.
7. Гайдукевич В. И., Мельникова А. А. Вероятностная обработка осциллограмм электрических величин. М., «Энергия», 1972.

Алгоритм определения потерь мощности и электроэнергии от перетоков реактивной мощности в протяженных линиях электропередач переменного тока

Инж. ПОСПЕЛОВ Е. Г.

Белглавэнерго

В электроэнергетических системах кроме потерь, обусловленных током нагрузки, имеются значительные потери активной мощности и энергии, не зависящие от нагрузки линий. Эти потери, называемые потерями холостого хода, вызваны протеканием емкостных токов линий, коронированием проводов, вихревыми токами и перемагничиванием стали трансформаторов. В частности, весьма заметную роль играют потери холостого хода, обусловленные емкостными токами линий в воздушных линиях напряжением выше 220 кв [Л. 1].

Генерируемая емкостью линии длиною 500 км зарядная мощность линии около 500 Мв·а для напряжения 500 кв, для линии 750 кв той же длины — около 1120 Мв·а, а для линии 1150 кв той же длины — около 2800 Мв·а. Таким образом, значения зарядных мощностей значительны и соизмеримы с потоками активной мощности.

Однако, к сожалению, до сих пор в научно-технической и в учебной литературе отсутствует методика учета емкостных токов линий при определении потерь электроэнергии. В статье предлагается алгоритм определения потерь мощности и энергии в линиях электропередачи от перетоков реактивной мощности с учетом емкостных токов линий.

Потери активной мощности на нагревание проводов от прохождения рабочего тока и емкостного тока линии без ответвлений

$$\Delta P_{\text{н}} = 3I_a^2 R + 3 \int_0^L \left(\frac{I_c}{L} l \pm I_p \right)^2 r_0 dl, \quad (1)$$

где I_a и I_p — активная и реактивная составляющие рабочего тока I , постоянного вдоль всей линии (I_p берется со знаком плюс при емкостном характере и с минусом при индуктивном); I_c — емкостный ток линии, рассматриваемый как равномерно распределенная вдоль линии нагрузка; $\frac{I_c}{L} l$ — емкостный ток, проходящий через бесконечно малый элемент dl , расположенный на расстоянии l от конца линии.

После интегрирования и преобразований получим:

$$\Delta P_{\text{н}} = 3 \left(I^2 + I_p I_c + \frac{I_c^2}{3} \right) r_0 L. \quad (2)$$

Потери энергии на нагревание проводов наиболее точно могут быть подсчитаны, если известны графики работы электропередачи и распределение проходящего тока вдоль линии. Тогда эти потери за время t можно было бы подсчитать на основе выражения [Л. 1]:

$$\Delta \mathcal{E} = 3 \int_0^t \int_0^L I^2 r_0 dl dt. \quad (3)$$

Большие значения емкостных токов в электропередачах напряжением выше 220 кв вызывают существенные изменения тока вдоль линий, что делает практически затруднительным и нецелесообразным использование выражения (3). Из соотношения (2) видны трудности применения в данном случае для определения потерь электроэнергии метода времени потерь. В связи с этим воспользуемся понятием времени потерь для емкостного тока τ_c , введенным в [Л. 2], и наметим методику определения потерь активной мощности и энергии от потоков реактивной мощности.

Потери энергии за год от потоков реактивной мощности с учетом емкостных токов могут быть представлены:

$$\Delta \mathcal{E}_Q = \Delta P_{Q_c} \tau_c, \quad (4)$$

где ΔP_{Q_c} — потери активной мощности от емкостного тока линии; τ_c — время потерь в часах для емкостного тока линии, учитывающее в общем случае возможности компенсации емкостного тока линии и протекание реактивных мощностей.

Величина потерь активной мощности от емкостного тока линии ΔP_Q может быть получена из выражения (2), записанного для режима холостого хода ($I=I_p=0$) в следующем виде:

$$\Delta P_{Q_c} = I_c^2 r_0 L \quad (5)$$

или можно представить через зарядную мощность линии Q_c :

$$\Delta P_{Q_c} = \frac{Q_c^2}{3U_c^2} R, \quad (6)$$

где U_c — среднее значение напряжения линии; $R=r_0 L$ — активное сопротивление линии.

В рассматриваемом случае ток на приемном конце линии равен нулю и весь емкостный ток линии стекает к передающей электростанции.

Рассмотрим теперь симметричный режим линии при отсутствии активной нагрузки, равенстве напряжений по концам линии ($U_1=U_2=U$) и соответственно одинаковых по абсолютной величине реактивных мощностях в начале и конце линии ($q_1=-q_2$). Тогда для каждой половины линии можно приме-

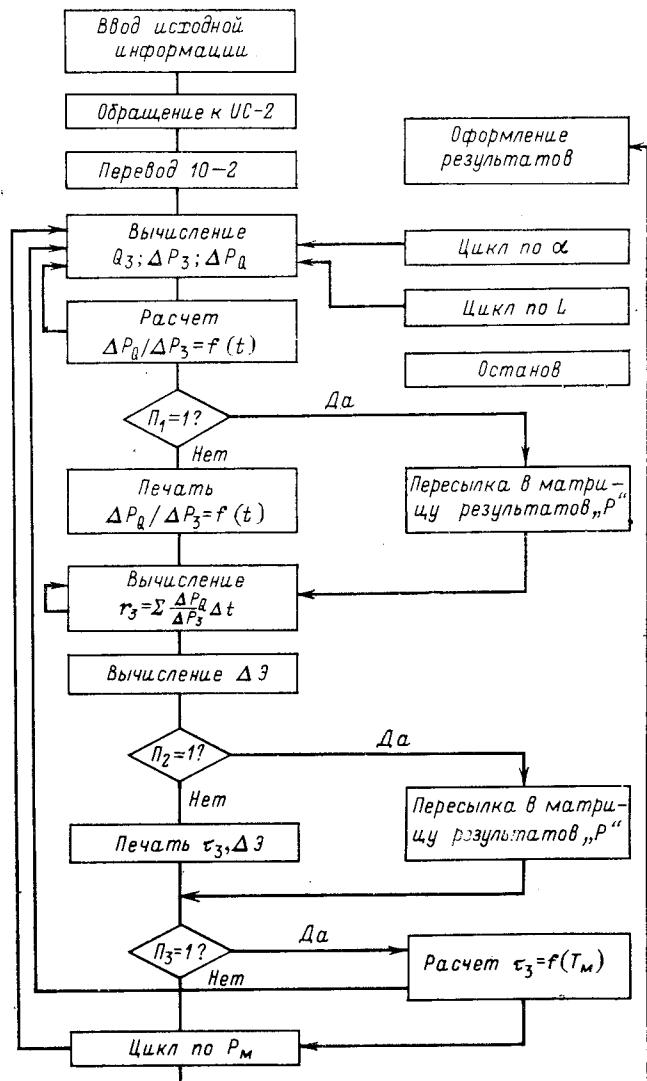


Рис. 1.

нить формулу (6) и для потерь активной мощности от потоков реактивной мощности во всей линии в целом записать:

$$\Delta P_Q = 2 \frac{\left(\frac{Q_3}{2}\right)^2}{3U^2} \frac{R}{2}$$

или

$$\Delta P_Q = \frac{Q_3^2}{12U^2} R. \quad (7)$$

В этом случае половина зарядной мощности линии стекает в приемную систему, а половина — к передающей электростанции.

Перейдем к общему случаю — по линии передается активная мощность, напряжения и потоки реактивной мощности по концам линии неодинаковы. Здесь, как и в случае несимметричного режима, для определения потерь активной мощности от потоков реактивной мощности может быть использована формула (6). Линия электропередачи может быть представлена как два участка, каждый из которых имеет односторонний сток реактивной мощности, и потери активной мощности от перетоков реактивной мощности для всей линии могут быть представлены в следующем виде:

$$\Delta P_Q = \frac{Q_1^2}{6U_1^2} R(1 - k_n) + \frac{Q_2^2}{6U_2^2} R(1 + k_n), \quad (8)$$

где для первого участка линии вместо напряжения U_c взято U_1 , а для второго — U_2 ; Q_1 и Q_2 — потоки реактивной мощности в начале и конце линии; k_n — коэффициент несимметрии режима линии электропередачи,

$$k_n = \frac{Q_1 + Q_2}{b_c(U_1^2 + U_2^2)}, \quad (9)$$

b_c — емкостная проводимость в П-образной схеме замещения линии.

При симметричном режиме линии $U_1 = U_2$, $Q_1 = -Q_2$, $k_n = 0$ и из общей формулы (8), как частный случай, получим формулу (7).

Значения потоков реактивной мощности в начале и конце линии могут быть определены для заданного перепада напряжений линии электропередачи по известным формулам. Для определения потерь электроэнергии от протекания потоков реактивной мощности необходимо рассчитать значения τ_e для характерных графиков нагрузки. Изложим алгоритм, по которому может быть произведен этот расчет. В качестве исходного материала для расчета целесообразнее всего иметь годовой график нагрузки линии по продолжительности.

1. Для начального момента времени $t=0$, для максимальной удельной передаваемой активной мощности подсчитываются реактивные мощности Q_1 и Q_2 .

2. По формуле (9) находится коэффициент несимметрии режима линии электропередачи.

3. По формуле (8) определяются потери активной мощности от перетоков реактивной мощности, соответствующих рассматриваемой нагрузке.

4. Найденное значение ΔP_Q отмечается на графике потерь активной мощности.

Далее по всем пунктам аналогично повторяются расчеты для других значений передаваемой мощности. В ре-

зультате получим график потерь активной мощности от перетоков реактивной мощности. Площадь, ограниченная кривой этого графика, характеризует в некотором масштабе потери энергии в линии от потоков реактивной мощности. Тогда τ_e определяется как частное от деления этой площади на значение потерь активной мощности от емкостных токов линии при холостом ходе в соответствии с выражением (4). Ошибки при определении годовых потерь электроэнергии без учета емкостных токов в современных электрических сетях энергосистем могут достигать значительных величин. Так, в линии электропередачи напряжением 750 кв протяженностью 400 км эти ошибки могут составлять 20—40% суммарного значения потерь на нагревание проводов. Поэтому в электрических сетях современных энергосистем потери мощности и энергии следует определять с учетом емкостных токов линий.

На основании описанной методики определения потерь мощности и энергии составлена блок-схема расчета на ЦВМ потерь мощности и энергии в линиях электропередачи, изображенная на рисунке. Эта блок-схема реализована на ЦВМ БЭСМ-4. Укажем назначение основных ее элементов. На первом этапе работы программы осуществляется ввод исходной информации, к которой относятся:

а) параметры линии: удельные активные r_0 и реактивные x_0 сопротивления; удельная активная g_0 и реактивная b_0 проводимости; длина линии L ;

б) режимные параметры: передаваемая мощность P ; перепад напряжений a ;

в) годовые графики нагрузки по продолжительности для различных часов использования максимальной нагрузки.

В качестве переменных параметров принимаются: P_m , U_1 , I , T_m и по ним организуются циклы.

Так как машина БЭСМ-4 работает в двоичной системе счисления, то осуществляется перевод из десятичной системы счисления в двоичную. После этого работает блок расчета величин Q_3 , ΔP_{Q_c} , ΔP_Q , организуя цикл по времени t и позволяя рассчитать график

$$\frac{\Delta P_Q}{\Delta P_{Q_c}} = \varphi(t).$$

Назначение признаков P_1 , P_2 , P_3 в программе следующее. В зависимости от того, когда нужно получить результаты, тот или иной признак позволяет сразу их напечатать или переслать в матрицу результатов R . Время максимальных потерь τ_e определяется на основе суммирования площадок графика

$$\frac{\Delta P_Q}{\Delta P_{Q_c}} = \varphi(t),$$

для чего организуется цикл по времени. Потери энергии определяются как произведение потерь активной мощности от протекания емкостного тока линии на время максимальных потерь τ_e в часах.

Перспективный блок оформления результатов предполагает накопление расчетов по всем циклам и печати их на АЦПУ в форме таблиц с соответствующими текстовыми пояснениями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Поспелов Г. Е. Элементы технико-экономических расчетов систем электропередач. Минск, «Высшая школа», 1967.
- Поспелов Г. Е. Некоторые положения энергоэкономического анализа электропередачи. — В сб.: Вопросы передачи электроэнергии на дальние расстояния. Ташкент, АН Уз. ССР, 1958.

[28.2.1974]



Исследование перегрузочной способности тиристоров, работающих в режиме выключателей переменного тока

Кандидаты техн. наук БРОНШТЕЙН А. М., ШЛЕЙФМАН И. Л.,
инж. ИОФФЕ Ю. Н.
ВЭИ им. В. И. Ленина

Одним из возможных направлений использования полупроводниковых приборов для коммутации цепей переменного тока является создание вентильно-механических выключателей, в которых механически размыкаемые контакты шунтируются полупроводниковыми вентилями. Шунтирование контактов вентилями позволяет осуществлять на низком напряжении бездуговую коммутацию электрических цепей, а на высоком напряжении — существенно уменьшить время горения дуги и ее энергию.

Конструктивная схема такого выключателя в значительной степени зависит от перегрузочной способности вентиляй по току. Режимы значительной перегрузки по току возникают при отключении выключателями коротких замыканий. Они имеют ряд особенностей по сравнению с перегрузочными режимами в других областях применения полупроводниковых приборов. Вентиль перед прохождением импульса перегрузки имеет температуру окружающей среды, так как рабочий ток проходит не через вентиль, а через главные контакты. Импульсы перегрузки должны выдерживаться десятки раз, а в выключателях специального назначения — сотни раз. Непосредственно после прохождения перегрузочного тока к вентилю прикладывается обратное напряжение в виде восстанавливающегося напряжения на контактах выключателя.

Форма восстанавливающегося напряжения определяется для выключателей высокого напряжения ГОСТ 687-70. Это напряжение должно иметь переходную высокочастотную (6—25 кГц) затухающую составляющую, наложенную на возвращающееся синусоидальное напряжение промышленной частоты в области амплитуды возвращающегося напряжения. При этом первая амплитуда суммарного восстанавливающегося напряжения должна в 1,3—1,5 раза превышать амплитуду возвращающегося напряжения промышленной частоты. Ток перегрузки может содержать апериодическую составляющую. При этом синусоидальная форма искажается и увеличивается длительность импульса тока. При трехфазном коротком замыкании искажается форма импульсов тока в двух полюсах, отключающих ток последними. Форма импульса тока перегрузки зависит также от фазы тока в момент размыкания главных контактов.

В статье излагаются результаты первого этапа исследований перегрузочной способности тиристоров в режимах, характерных для полупроводниковых выключателей высокого напряжения только при отключении синусоидального тока. Определялась перегрузочная способность тиристоров по току при синусоидальном токе длительностью 10 мсек (один полупериод при 50 гц) и при восстанавливающемся (обратном) напряжении в соответствии с требованиями для выключателей высокого напряжения. В периодической печати имеется небольшое количество публикаций об импульсной перегрузочной способности тиристоров, однако представленные в них данные получены расчетными или экспериментальными путем без учета непосредственного приложения обратного напряжения [Л. 1—3]. Эти условия не соответствуют характеру работы тиристора в качестве выключа-

теля высокого напряжения, и поэтому появилась необходимость в экспериментальном исследовании перегрузочных характеристик тиристоров в этом специфическом режиме. Результаты исследований могут быть использованы и для других условий работы тиристоров с непосредственным приложением обратного напряжения после импульса перегрузочного тока. Испытания были подвергнуты две партии тиристоров. В первую партию входили тиристоры типа ТТ-2 классов 7—10 на номинальный ток 200 а (тиристоры № 2—6). Во вторую партию входили тиристоры типа ТТ-250, классов 14—15 с предельным током 250 а (тиристоры № 7—12).

Тиристоры испытывались в схеме, показанной на рис. 1. Защитные выключатели ЗВ₁ и ЗВ₂ включались до начала опыта. После включения включающего аппарата ВА на запертый тиристор подавалось напряжение. На управляющий электрод тиристора при амплитудном значении напряжения подавался импульс длительностью около 400 мксек, тиристор отпирался, и через него протекал синусоидальный ток до очередного перехода его через нуль. После отключения тока восстанавливалось требующейся формы напряжение и сохранялось на тиристоре в течение нескольких периодов частоты 50 гц до отключения защитных выключателей ЗВ₁ и ЗВ₂.

Величина тока регулировалась реакторами Р, т. е. через тиристор протекал практически индуктивный ток. Амплитудное значение тока в опытах постепенно увеличивалось от 1,0—1,5 ка до значения, при котором тиристор выходил из строя (разрушающий ток). Через некоторые тиристоры до этого многократно (до нескольких десятков раз) пропускались импульсы тока, близкого к разрушающему.

Максимальное значение обратного напряжения, появляющегося непосредственно после протекания тока, составляло 40—60% от допустимой максимальной амплитуды повторяющегося напряжения при испытании первой партии тиристоров и 70—110% при испытании второй партии тиристоров. Оно превышало амплитудное значение составляющей напряжения промышленной частоты на запретном тиристоре в 1,3—1,5 раза. Частота переходной составляющей обратного напряжения увеличивалась с ростом тока от 10 до 17 кГц при токах более 6 ка.

Во время опыта на магнитном МО и катодном КО осциллографах (рис. 1) записывались ток, напряжение на запретном тиристоре, прямое падение напряжения при токе перегрузки, напряжение между управляющим электродом и катодом. Прямое падение напряжения и напряжение между управляющим электродом и катодом записывались с помощью усилителей постоянного тока. В канале измерения прямого падения напряжения усилитель подключался к тиристору через резистор, за которым был установлен ограничитель напряжения, собранный на кремниевых стабилитронах.

По полученным катодным осциллограммам определялись мощность и энергия, выделяемые в тиристоре током перегрузки, строились вольт-амперные характеристики тиристоров в отдельных опытах по мгновенным значениям тока и напряжения, а также вольт-амперные характеристики тиристоров по максимальным значениям тока и напряжения во всех проведенных опытах.

Выход из строя тиристора определялся непосредственно по потере им запирающих свойств в прямом или обратном направлении.

Сводные результаты испытаний двух партий тиристоров представлены в табл. 1. Всего было проведено около 350 опытов. Отказы тиристоров ТТ-2 имели место в диапазоне амплитуд перегрузочных токов 4850—7300 а; отказы тиристоров ТТ-250 — при токах 7400—8980 а.

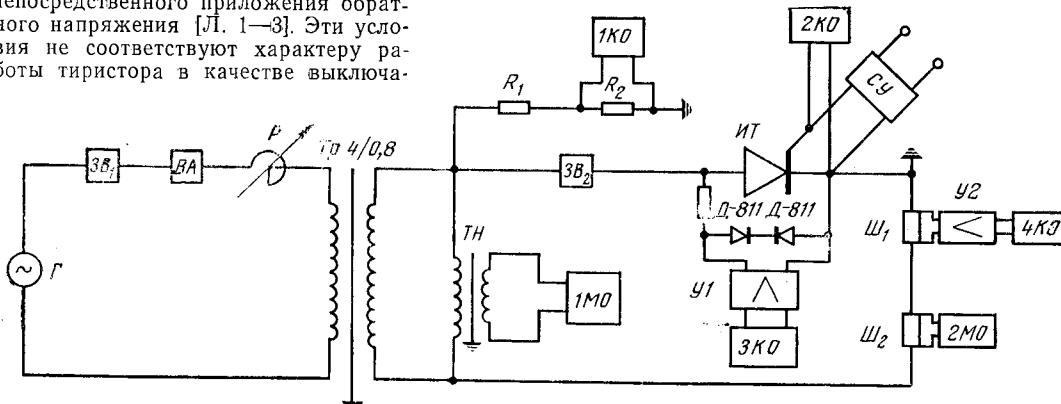


Рис. 1. Схема испытания тиристоров.

ИТ — испытуемый тиристор; Г — генератор переменного тока ТИ-2,5; Тр — понижающий трансформатор 4/0,8 кв; ВА — включающий аппарат; ЗВ — защитный выключатель; ТН — трансформатор напряжения; Ш — измерительный шунт; R₁, R₂ — делитель напряжения; У — усилитель постоянного тока; КО — катодный осциллограф; МО — магнитный осциллограф; СУ — схема управления.

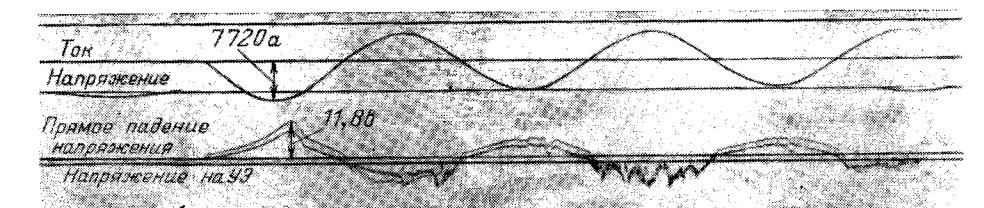
Таблица 1

№ тиристоров	Тип	Класс	Количество перегрузочных импульсов при токе, ка								Общее количество опытов	Максимальный ток до разрушающего, ка	Разрушающий ток, ка	Примечания
			1—2	2—3	3—4	4—5	5—6	6—7	7—8	8—9				
2	TT-2	6	12	3	7	21	3	—	1	—	47	5900	7720	После прохождения импульса разрушающего тока через тиристор начал протекать обратный ток
3	TT-2	10	5	—	2	3	3	—	—	—	13	5450	5950	После прохождения импульса разрушающего тока тиристор выдержал обратное напряжение и открылся при прямом напряжении
4	TT-2	9	17	2	10	14	11	1	1	—	56	6150	7300	После прохождения импульса разрушающего тока через тиристор начал протекать обратный ток
5	TT-2	10	5	1	3	1	1	—	—	—	11	3840	4850	После прохождения импульса разрушающего тока тиристор выдержал обратное напряжение и открылся при прямом напряжении
6	TT-2	9	9	—	3	1	1	—	—	—	14	4300	5800	После прохождения импульса разрушающего тока через тиристор начал протекать обратный ток
7	TT-250	15	10	3	2	3	4	3	5	—	30	7050	7840	После прохождения импульса разрушающего тока через тиристор начал протекать обратный ток
8	TT-250	15	9	3	8	3	10	10	23	5	71	8500	8980	После прохождения импульса разрушающего тока тиристор выдержал обратное напряжение и открылся при прямом напряжении
10	TT-250	15	6	3	3	2	4	3	4	—	25	7200	7620	После прохождения импульса разрушающего тока тиристор открылся через 230 мкс после приложения обратного напряжения
11	TT-250	14	6	8	2	3	5	10	10	—	44	7900	8000	После прохождения импульса разрушающего тока тиристор выдержал обратное напряжение и открылся при прямом напряжении
12	TT-250	15	4	4	3	3	3	3	3	—	23	7160	7400	После прохождения импульса разрушающего тока тиристор открылся через 230 мкс после приложения обратного напряжения

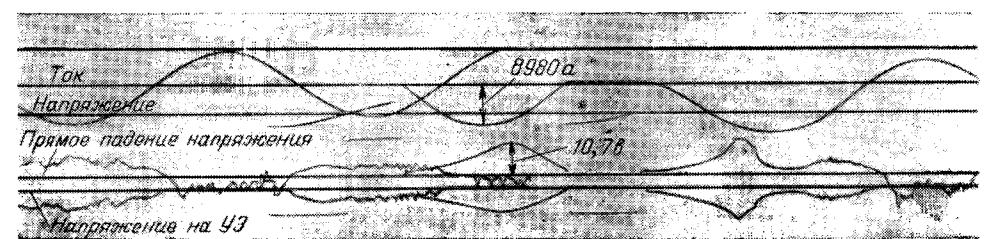
Анализ осциллографм опытов, в которых тиристоры теряли свои запирающие свойства, показал, что имеются три отличающихся друг от друга типа отказа тиристоров при перегрузках.

В четырех опытах тиристоры (№ 2, 4, 6 и 7) не запирались после перемены полярности напряжения и сразу же начинали пропускать ток в обратном направлении (рис. 2, а). Обратное напряжение в момент перемены его полярности практически не появлялось. При отказе тиристора № 7 оно составило около 11 в, а в остальных случаях было существенно ниже. Максимальное значение прямого падения напряжения при прохождении разрушающего тока было не менее 11,8 в. Такой ход отказа тиристора имел место в случаях относительно большого увеличения тока (на 800—1820 а) по сравнению с максимальными значениями тока, который тиристоры многократно выдерживали. Можно полагать, что этот вид отказа наступает при существенном превышении тока, характеризующего перегрузочную способность тиристоров и является следствием «прожога» р-п-структурой теплом, выделившимся при протекании перегрузочного импульса.

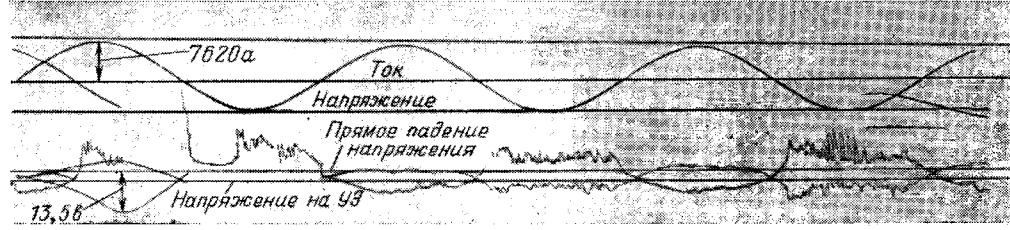
В четырех опытах тиристоры (3, 5, 8 и 11) выдерживали приложение обратного напряжения непосредственно после протекания тока перегрузки, однако теряли управляемость



а)



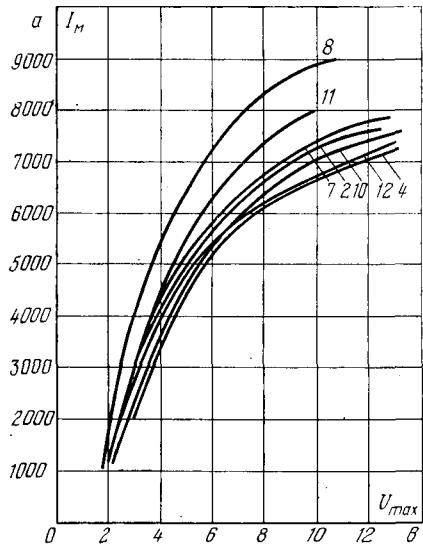
б)



в)

Рис. 2. Характерные осциллографмограммы испытаний.

а — осциллографмограмма потери вентильности вначале обратной полярности напряжения после протекания тока 7720 а; б — осциллографмограмма потери управляемости в прямом направлении; в — осциллографмограмма потери вентильности спустя 0,25 мсек после восстановления амплитуды обратного напряжения.

Рис. 3. Вольт-амперные характеристики $I_m=f(U_{\max})$.

в прямом направлении и открывались при появлениях на них прямого напряжения.

Тиристоры № 3, 8 и 11 открывались немедленно после появления на них прямого напряжения, тиристор № 5 — через 750 мксек при мгновенном значении напряжения 160 в. Максимальное значение обратного напряжения приблизительно равнялось максимальной амплитуде допустимого повторяющегося напряжения для тиристоров № 8 и 11 и составляло около 50% от нее для тиристоров № 3 и 5. Максимальное значение прямого падения напряжения при прохождении разрушающего тока составляло 10,1 и 10,7 в. Такой вид отказа имел место в случаях относительно небольшого увеличения тока (на 100—500 а) по сравнению с максимальными значениями тока, который тиристоры выдерживали. Исключением явился лишь тиристор № 5, при испытании которого перед опытом с отказом ток был увеличен на 1100 а. Однако для тиристора № 5 получен наименьший разрушающий ток среди всех испытывавшихся тиристоров и, по-видимому, потеря управляемости в прямом направлении у него, как и у тиристоров № 3, 8 и 11, произошла при токе, незначительно превышающем ток, характеризующий перегрузочную способность.

Такой ход отказа тиристоров иллюстрируется осциллограммой рис. 2,б. Как видно из этой осциллограммы, тиристор пропустил ток с амплитудой 8980 а и на нем восстановилось обратное напряжение. Спустя 1/4 периода напряжение подошло к нулю и начало менять свою полярность на прямую, но несмотря на отсутствие отпирающего импульса тиристор открыл и начал проводить ток. Так как включение произошло вблизи нуля напряжения, то в токе появилась постоянная составляющая, и повышенная перегрузка привела к окончательному разрушению *pn*-структурь.

Очевидно, в этих случаях достигался начальный ток разрушения, приводящий в первую очередь к разрушению структуры управления. И, наконец, в двух опытах тиристоры (№ 10 и 12) выдерживали максимальное значение обратного напряжения непосредственно после прекращения тока, однако затем через 3—4 периода колебаний высокочастотной составляющей обратного напряжения с частотой около 17 кгц при значительно меньшем, чем амплитудное, мгновенном значении напряжения теряли свои запирающие свойства в обратном направлении (рис. 2,в).

На рис. 2,в видна большая пауза в конце прямого полуperiода тока, во время которой в течение приблизительно 250 мксек держится обратное напряжение, после чего тиристор потерял запирающие свойства и начал притекать ток в обратном направлении.

Мгновенные значения обратного напряжения в момент появления тока были: 625 в для тиристора № 10 и 800 в — для тиристора № 12. Максимальные значения прямого падения напряжения при прохождении разрушающих токов превысили 12 в. Такой вид отказа имел место также при относительно небольшом увеличении тока (на 240—420 а) по сравнению с максимальными значениями тока, который тиристоры выдерживали. По-видимому, здесь имеет место случай пробоя *pn*-структурь при возрастающей температуре ее за счет дополнительного нагрева обратными токами, определяемыми высокочастотной составляющей обратного напряжения.

Из полученных данных видно, что тиристоры ТТ-250 выдержали перегрузочный синусоидальный импульс тока длительностью 10 мсек с амплитудой, превышающей 7 ка, при амплитуде обратного напряжения 1400—1500 в и скорости восстановления напряжения около 50 в/мксек (скорость восстановления напряжения получена расчетом по формуле $(du/dt)_{cr} = U_{obr}^2 f_0$, где f_0 — собственная частота колебаний восстанавливавшегося напряжения).

По техническим причинам не представлялось возможным провести испытания на большом количестве тиристоров. Однако это количество опытов достаточно, чтобы получить данные для предварительной оценки допустимой амплитуды перегрузочного тока. Расчет доверительной оценки истинного значения неразрушающей амплитуды перегрузочного тока тиристоров ТТ-250 при малой выборке ($n=5$) и при доверительной вероятности 0,95 показывает, что истинное значение амплитуды отличается от средней по 5-и опытным данным (7560 а) меньше, чем на ± 790 а [Л. 4]. Таким образом, с доверительной вероятностью 0,95 истинное значение неразрушающей амплитуды перегрузки лежит между 6772 и 8353 а. Такая же доверительная оценка амплитуды разрушающего тока с доверительной вероятностью 0,95 показывает, что амплитуда разрушающего тока будет не ниже 7200 а. Некоторую оценку причин разброса предельных перегрузочных токов можно получить из анализа вольт-амперных характеристик (ВАХ) тиристоров.

По результатам испытаний построены ВАХ тиристоров при токах перегрузки, представленные на рис. 3. При построении кривых из каждой осциллограммы брались амплитудное значение тока перегрузки и максимальное значение прямого падения напряжения. Как видно из рис. 3, при токах, близких к разрушающему, значительно увеличивается прирост прямого падения напряжения с увеличением тока. Определенное изменение наклона ВАХ может служить критерием приближения к предельным токам перегрузки. Для тиристоров ТТ-250 ВАХ существенно изменяют свой наклон при токах более 7 ка. Отказы тиристоров имели место при значениях производной di/dv не более 0,2 ка/в.

Для тиристоров одной партии ВАХ имеют большой разброс. Соответственно имеет место большая разница в величинах мощности и энергии, выделяемой в *pn*-переходах тиристоров, и в перегрузочной способности; чем выше расположена кривая ВАХ, тем выше разрушающий ток.

На рис. 4 представлены зависимости энергии, выделенной в тиристоре импульсом перегрузочного тока; для тиристоров № 8 и 12 эти зависимости, по крайней мере на участке токов до 6000 а, близко описываются параболой вида $A=kI^2$, показанной пунктиром. При токе 7 ка в тиристоре № 8 выделяется около 200 дж, а в тиристоре № 12 — 330 дж. Максимальные значения энергии, при которых тиристоры выдержали испытания, составляли 258 дж у тиристора № 8 (ток 8500 а) и 340 дж у тиристора № 12 (ток 7160 а). Из этих данных следует, что абсолютная величина энергии, выделяющаяся в тиристоре при токах, близких к разрушающим, не может служить критерием для оценки разрушающего тока, однако чем ниже расположена кривая и чем меньше ее крутизна, тем больше амплитуда разрушающего тока.

Повышение температуры *pn*-перехода при перегрузочных токах приводит к увеличению прямого падения напряжения. Поэтому падения напряжения, соответствующие одинаковым значениям тока на возрастающей и падающей части синусоидального импульса, отличаются по величине. Падающей части синусоиды соответствуют большие значения прямого падения напряжения. Построенные по мгновенным значениям тока и напряжения ВАХ в каждом опыте имеют вид характерной петли. Такие петли при разных амплитудах перегрузочного тока приведены для тиристоров № 8 (рис. 5). С ростом амплитуды импульса тока увеличивается нагрев *pn*-переходов и петля расширяется.

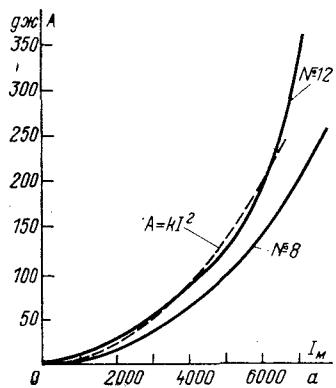
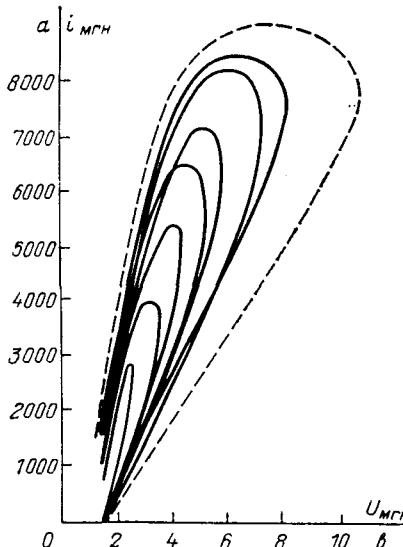


Рис. 4. Зависимость выделяемой в тиристоре энергии от тока.

Рис. 5. Вольт-амперные характеристики тиристора № 8.



ется. Отказ тиристоров происходил в опытах, в которых наибольшее прямое падение напряжения на спадающей части синусоиды тока в 2,4—2,8 раза превышает прямое падение напряжения на нарастающей части синусоиды при тех же мгновенных значениях тока.

Полученные результаты качественно совпадают с данными [Л. 3], полученными для тиристоров типов ВКДУ-150, ВК2-200, хотя в этих исследованиях обратное напряжение не прикладывалось.

В процессе проведенных исследований решался также вопрос о том, наступает ли разрушение тиристора только при достижении разрушающего тока или могут иметь место кумулятивные воздействия токов меньше разрушающих, приводящие к постепенному снижению перегрузочной способности структуры. Иными словами, исследовалась независимость величины разрушающего тока от количества и величины предшествующих перегрузочных импульсов тока, меньших разрушающего.

Методика этих исследований заключалась в том, что сравнивались прямые падения напряжения на тиристоре в трех характерных точках после пропускания через тиристор определенного количества импульсов тока. При этом, если бы имелись какие-либо кумулятивные воздействия, частичные разрушения структуры, то прямое падение напряжения должно было изменяться. Для повышения чувствительности этого метода контрольные измерения производились не только при nominalном токе, но и при перегрузочных импульсах тока с амплитудой около 3000 и 5000 а. Некоторые результаты этих исследований приведены в табл. 2. Как видно из данных табл. 2, даже при большом количестве предшествующих импульсов с токами, близкими к разрушающим, например для тиристора № 8 после 61 импульса, в том числе 24 импульса при токах 7—8 ка, не удалось установить каких-либо кумулятивных эффектов; падения напряжения в характерных точках при учете некоторого колебания тока и точности измерения остаются практически неизменными. Эксперименты показали, что разрушение тиристоров происходит в тех случаях, когда прямое падение напряжения на спадающей части синусоиды тока в 2,4—2,8 раза превышает падение напряжения на нарастающей части синусоиды.

Выводы. 1. Полученные в результате испытаний значения токов могут быть приняты для предварительных расчетов при определении технических и конструкторских характеристик полупроводниковых выключателей на 6—10 кв.

2. После многократного пропускания нагрузочных токов даже с амплитудой, близкой к предельно допустимой, не уда-

Таблица 2

№ тиристоров	Количество импульсов тока, пропущенных через тиристор при разных значениях тока до контрольного опыта	Ток, а	Прямое падение напряжения, в		
			Минимальное значение после открытия тиристора U_1	Максимальное значение U_2	Значение напряжения в момент окончания импульса U_3
№ 8	4 при 1—2 ка, 1 при 3—4 ка 2 при 4—5 ка, 1 при 5—6 ка	5430	1,46	4,1	1,29
	7 при 1—2 ка, 1 при 2—3 ка 6 при 3—4 ка, 3 при 4—5 ка 6 при 5—6 ка, 7 при 6—7 ка 9 при 7—8 ка	5550	1,52	4,45	1,12
	9 при 1—2 ка, 2 при 2—3 ка 7 при 3—4 ка, 3 при 4—5 ка 9 при 5—6 ка, 7 при 6—7 ка 24 при 7—8 ка	5400	1,41	3,84	1,19
	5 при 1—2 ка, 2 при 2—3 ка 1 при 3—4 ка	3000	1,4	3,05	1,4
№ 11	5 при 1—2 ка, 2 при 2—3 ка 3 при 3—4 ка, 3 при 5—6 ка	3000	1,43	2,98	1,4
	5 при 1—2 ка, 2 при 2—3 ка 4 при 3—4 ка, 10 при 5—6 ка	3000	1,46	2,93	1,46
№ 12	3 при 1—2 ка	3000	1,42	3,24	1,31
	2 при 1—2 ка, 3 при 3—4 ка	2960	1,40	3,15	1,31
	3 при 5—6 ка, 3 при 6—7 ка				

лось выявить кумулятивные нарушения вольт-амперных характеристик.

3. Анализ экспериментально полученных вольт-амперных характеристик подтвердил вывод [Л. 3] о том, что ширина петли ВАХ может быть использована в качестве критерия для оценочного определения допустимой амплитуды перегрузочного тока. Для конкретного случая исследованных тиристоров ТТ-250 критическое отношение расширения петли ВАХ составляет 2,4—2,8.

4. Критерием приближения к предельному току перегрузки может являться уменьшение наклона вольт-амперной характеристики до значений $dI/dU < 0,2 \text{ ка/в}$. Такой же критерий можно установить по крутизне нарастания выделяющейся в тиристоре энергии (см. рис. 4).

5. Все эти критерии могут быть использованы для приблизительного установления перегрузочной способности и рассортировки готовых партий тиристоров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рабинерсон А. А., Челноков В. Е. Определение температуры pn -перехода и оценка перегрузочной способности силового кремниевого прибора при единичном импульсе прямого тока. — В сб.: Силовые полупроводниковые приборы. М., Информэлектро, 1969, с. 101—112.
2. Бурцев Э. Ф., Грехов И. В., Крюкова Н. Н. Определение температуры $pnpn$ -структур тиристоров во время прохождения импульса тока перегрузки. — «Электричество», 1970, № 8, с. 81—83.
3. Чесноков Ю. А., Евсеев Ю. А. Оценка импульсной стойкости силовых полупроводниковых приборов методом неразрушающих испытаний. — В кн.: Некоторые вопросы производства и применения средств силовой преобразовательной техники в народном хозяйстве. ч. II. М., Информэлектро, 1970, с. 8—12.
4. Румшинский Л. З. Математическая обработка результатов эксперимента. М., «Наука», 1971.

[25.1.1974]



Определение параметров двухфазных асинхронных машин с полым ротором

ШИРОКОВ Н. Г.

Москва

Известно несколько методов определения параметров двухфазных асинхронных машин с полым ротором. Подробная их оценка и сравнительный анализ приведены в [Л. 1]. В статье обосновывается способ, отличающийся от известных следующими преимуществами:

элементарностью эксперимента; в ряде случаев имеется возможность определить все параметры схемы замещения двухфазных асинхронных машин с полым ротором с помощью одного простого опыта;

простотой расчетов, проводимых по результатам эксперимента;

точностью определения параметров; причем точность определения параметров двухфазных асинхронных машин по предлагаемому методу определяется классом точности приборов, используемых в эксперименте.

Однако применение метода для малополосиных машин с частотой 400, 500 Гц требует использования в установке высокоскоростных посторонних двигателей, обеспечивающих синхронную скорость вращения ротора исследуемой машины.

Предлагаемый метод основан на использовании уравнений, связывающих напряжения, приложенные к фазам машины, с токами в этих фазах [Л. 2-4]:

$$\dot{U}_A = \frac{i_A}{2} \left[2Z_{A\text{н}} + 2r_{SA} + 2jx_{ctA} + \frac{x_{mA}^2}{r_{pA}/s + jx_{mA}} + \frac{x_{mA}^2}{r_{pA}/(2-s) + jx_{mA}} \right] - jk \frac{i_B}{2} \left[\frac{x_{mA}^2}{r_{pA}/s + jx_{mA}} - \frac{x_{mA}^2}{r_{pA}/(2-s) + jx_{mA}} \right]; \quad (1)$$

$$\dot{U}_B = \frac{i_B}{2} \left[2Z_{B\text{н}} + 2r_{SB} + 2jx_{ctB} + \frac{k^2 x_{mA}^2}{r_{pA}/s + jx_{mA}} + \frac{k^2 x_{mA}^2}{r_{pA}/(2-s) + jx_{mA}} \right] + jk \frac{i_A}{2} \left[\frac{x_{mA}^2}{r_{pA}/s + jx_{mA}} - \frac{x_{mA}^2}{r_{pA}/(2-s) + jx_{mA}} \right]. \quad (2)$$

Используемые в этих уравнениях параметры соответствуют общепринятым схемам замещения двухфазных асинхронных машин с полым ротором [Л. 1]; следует уточнить только следующие параметры: $Z_{A\text{н}}$, $Z_{B\text{н}}$ — некоторые сопротивления, включенные последовательно соответственно с обмотками статора A и B машины; при применении данного метода

$$Z_{A\text{н}} = -jx_{CA} = -\frac{j}{\omega C_A}, \quad Z_{B\text{н}} = 0; \quad x_{ctA} = x_{mA} + x_{SA}$$

— полное реактивное сопротивление фазы A статора, соответствующее суммарному потоку взаимоиндукции и рассеяния

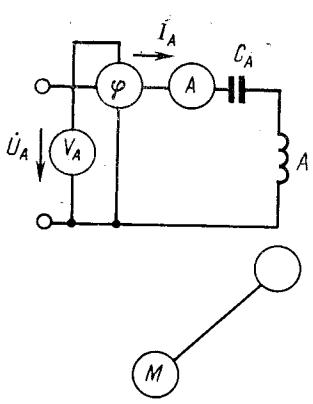


Рис. 1.

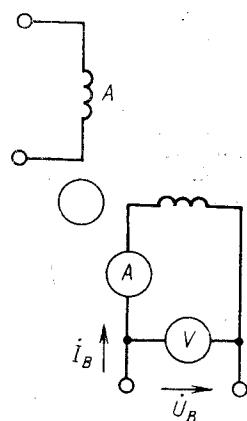


Рис. 2.

фазы A ; полное реактивное сопротивление фазы B статора, соответствующее суммарному потоку взаимоиндукции и рассеяния фазы B статора,

$$x_{ctB} = x_{mA} + x_{SB} = k^2 x_{mA} + x_{SB}; \quad (3)$$

коэффициент трансформации обмоток, определяемый предварительно, так как величины ω_A , ω_B , k_{obA} , k_{obB} обычно известны,

$$k = \frac{\omega_B k_{obB}}{\omega_A k_{obA}}. \quad (4)$$

В частном случае, когда обмотки имеют одинаковую конфигурацию (располагаются в одном числе пазов и имеют одинаковые лобовые соединения), индуктивное сопротивление рассеяния статорной обмотки B можно выразить через соответствующее сопротивление рассеяния фазы A :

$$x_{SB} = k^2 x_{SA}, \quad (5)$$

тогда (3) можно представить в виде:

$$x_{ctB} = x_{mA} + x_{SB} = k^2 (x_{mA} + x_{SA}) = k^2 x_{ctA}. \quad (6)$$

Предлагается следующий порядок определения параметров двухфазных асинхронных машин с полым ротором:

1. Определяются активные сопротивления r_{SA} и r_{SB} статорных обмоток с помощью мостового метода или метода амперметра-вольтметра на постоянном токе.

2. Обмотка статора A машины подключается к постоянному по значению синусоидальному напряжению U_A (регистрируется вольтметром U_A , см. рис. 1). Ко второй обмотке статора B подключается вольтметр U_B (высокоомный или, лучше, электронный). Ротор исследуемой машины раскручивается посторонним двигателем до синхронной скорости ($s=0$). Изменением емкости C_A , включенной последовательно с обмоткой A , нужно добиться резонанса напряжений в обмотке A . Это явление фиксируется фазометром (рис. 1). Следует подчеркнуть, что отсутствие сдвига фаз между током и напряжением фазы A может быть зафиксировано не только фазометром, но и любым фазочувствительным устройством.

В результате измеряются следующие величины: напряжение U_A и ток i_A обмотки A статора; напряжение холостого хода $U_{B\text{х.х.}}$ на выходе обмотки B ; емкость конденсатора C_A , при которой имеет место резонанс напряжений в обмотке статора A .

При проведении этого опыта необходимо U_A брать значительно ниже номинального значения, что позволит пренебречь потерями в стали и исключить возможность выхода из строя машины из-за роста тока i_A .

Конденсатор должен быть образцовыми, а температура машины должна соответствовать номинальному режиму.

Поскольку в данном опыте $s=0$ (ротор раскручен до синхронной скорости), $i_B=0$ (обмотка статора замкнута на вольтметр U_B), уравнения (1) и (2) примут следующий вид:

$$\dot{U}_A = \frac{i_A}{2} \left[-2jx_{CA} + 2r_{SA} + 2jx_{ctA} + \frac{x_{mA}^2}{r_{pA}/2 + jx_{mA}} \right]; \quad (7)$$

$$\dot{U}_{B\text{х.х.}} = jk \frac{i_A}{2} \frac{x_{mA}^2}{r_{pA}/2 + jx_{mA}}, \quad (8)$$

где $\dot{U}_{B\text{х.х.}}$ — комплексное значение напряжения холостого хода на зажимах обмотки статора B ; значение его регистрируется вольтметром U_B .

3. Так как в обмотке A машины был обеспечен резонанс напряжений, то полное сопротивление цепи будет равно активному, т. е.

$$\frac{2U_A}{i_A} = 2r_{SA} + \frac{x_{mA}^2 \frac{r_{pA}}{2}}{(r_{pA}/2)^2 + x_{mA}^2}, \quad (9)$$

а реактивное сопротивление

$$-2x_{CA} + 2x_{ctA} - \frac{x_{mA}^3}{(r_{pA}/2)^2 + x_{mA}^2} = 0. \quad (10)$$

Для упрощения дальнейшего изложения введем обозначения:

$$\frac{x_{mA}^2 \frac{r_{pA}}{2}}{(r_{pA}/2)^2 + x_{mA}^2} = M; \quad (11)$$

$$\frac{x_{mA}^3}{(r_{pA}/2)^2 + x_{mA}^2} = N. \quad (12)$$

Величина M определяется из уравнения (9):

$$M = \frac{2U_A}{I_A} - 2r_{SA}. \quad (13)$$

Уравнение (8) с учетом введенных обозначений может быть представлено в виде:

$$\frac{2U_{Bx,x}}{jkI_A} = M - jN,$$

откуда

$$N = \sqrt{\left(\frac{2U_{Bx,x}}{kI_A}\right)^2 - M^2}. \quad (14)$$

4. Подставив в (10) значения величин N и сопротивления конденсатора $x_{CA} = 1/\omega C_A$, найдем:

$$x_{cta} = x_{CA} + N/2. \quad (15)$$

5. Определим индуктивное сопротивление взаимоиндукции x_{mA} по оси обмотки A и активное сопротивление ротора r_{pA} , приведенное к числу фаз статора и числу витков статорной обмотки A ; для этого найдем отношение:

$$\frac{M}{N} = \frac{r_{pA}}{2x_{mA}}, \quad (16)$$

откуда

$$\alpha = \frac{r_{pA}}{x_{mA}} = 2 \frac{M}{N}. \quad (17)$$

Представим выражения M и N в следующем виде:

$$M = \frac{r_{pA}/2}{(\alpha/2)^2 + 1}; \quad N = \frac{x_{mA}}{(\alpha/2)^2 + 1} \quad (18)$$

и определим:

$$r_{pA} = 2M \left[\left(\frac{\alpha}{2} \right)^2 + 1 \right]; \quad (19)$$

$$x_{mA} = N \left[\left(\frac{\alpha}{2} \right)^2 + 1 \right]. \quad (20)$$

Подставив в (19) и (20) найденные ранее α , M и N , определим r_{pA} и x_{mA} .

6. Определим индуктивное сопротивление взаимной индукции x_{mB} по оси обмотки B и активное сопротивление ротора r_{pB} , приведенное к числу фаз статора и числу витков статорной обмотки B :

$$x_{mB} = k^2 x_{mA}; \quad (21)$$

$$r_{pB} = k^2 r_{pA}. \quad (22)$$

7. В частном (практически важном) случае, когда обмотки машины имеют одинаковую конфигурацию (располагаются в одинаковом числе пазов и имеют одинаковые лобовые соединения), оказывается достаточным провести только один опыт для определения всех параметров машины [Л. 4]. Действительно, в этом случае согласно (6) легко определяется полное реактивное сопротивление статора x_{ctB} , соответствующее суммарному потоку фазы B :

$$x_{ctB} = k^2 x_{cta}.$$

Далее можно определить сопротивления рассеяния статорных обмоток A и B :

$$x_{SA} = x_{cta} - x_{mA}; \quad (23)$$

$$x_{SB} = x_{ctB} - x_{mB}. \quad (24)$$

8. В общем случае статорные обмотки могут иметь различную конфигурацию, поэтому выражением (6) для определения x_{ctB} пользоваться нельзя. Необходимо провести второй элементарный опыт (рис. 2).

Обмотка B статора подключается к постоянному по значению синусоидальному напряжению U_B . При этом $s=1$ (полный ротор заторможен), и в обмотке A двухфазной машины э. д. с. индуцироваться не будет. Уравнение (2) для этого режима примет вид:

$$\dot{U}_B = I_B \left[r_{SB} + jx_{ctB} + \frac{k^2 x_{mA}^2}{r_{pA} + jx_{mA}} \right]. \quad (25)$$

Ток I_B и напряжение U_B измеряются приборами, поэтому полное сопротивление фазы B

$$Z_B = \frac{U_B}{I_B} = \sqrt{r_B^2 + x_B^2}. \quad (26)$$

Из (25) следует, что активная составляющая r_B полного сопротивления Z_B равна:

$$r_B = r_{SB} + \frac{k^2 x_{mA}^2 r_{pA}}{r_{pA}^2 + x_{mA}^2} \quad (27)$$

и после подстановки параметров может быть определена.

Из (26) можно определить реактивную составляющую полного сопротивления Z_B :

$$x_B = \sqrt{Z_B^2 - r_B^2}. \quad (28)$$

Расчет параметров двухфазных асинхронных машин с полым ротором

Рабочая формула	Результат вычисления, ом	Примечания
$M = \frac{2U_A}{I_A} - 2r_{SA}$	32,38	По результатам первого опыта Учтены сопротивления приборов (см. п. 2 примера)
$N = \sqrt{\frac{2U_{Bx,x}}{kI_A} - M^2}$	95,13	По результатам первого опыта
$x_{cta} = x_{CA} + N/2$	145,59	По результатам первого опыта. Учтено индуктивное сопротивление обмоток амперметра и фазометра, равное 1,44 ом
$r_{pA} = \left[\left(\frac{\alpha}{2} \right)^2 + 1 \right] 2M$	72,28*	То же
$x_{mA} = \left[\left(\frac{\alpha}{2} \right)^2 + 1 \right] N$	106,15	*
$x_{mB} = k^2 x_{mA}$	69,81	*
$r_{pB} = k^2 r_{pA}$	47,54	*
$x_{SA} = x_{cta} - x_{mA}$	39,44	*
$x_{ctB} = k^2 x_{cta}$	—	Формула справедлива, когда обмотки A и B статора имеют одинаковую конфигурацию
$x_{SB} = x_{ctB} - x_{mB}$	—	То же
$Z_B = U_B/I_B$	58,12	По результатам второго опыта
$r_B = r_{SB} + \frac{k^2 x_{mA}^2 r_{pA}}{r_{pA}^2 + x_{mA}^2}$	39,9	То же
$x_B = \sqrt{Z_B^2 - r_B^2}$	42,26	*
$x_{ctB} = x_B + \frac{k^2 x_{mA}^3}{r_{pA}^2 + x_{mA}^2}$	89,95	*
$x_{SB} = x_{ctB} - x_{mB}$	20,14	*

* Значение $\alpha = 2 \frac{M}{N} = 0,681$ определено по результатам первого опыта.

Из (25) следует, что реактивная составляющая полного сопротивления Z_B равна:

$$x_B = x_{ctB} - \frac{k^2 x_{mA}^3}{r_{pA}^2 + x_{mA}^2}, \quad (29)$$

откуда можно определить:

$$x_{ctB} = x_B + \frac{k^2 x_{mA}^3}{r_{pA}^2 + x_{mA}^2}. \quad (30)$$

Подставляя в последнее равенство значения параметров, определенных ранее, и значение x_B , найдем параметр x_{ctB} , после чего на основании (3) определим сопротивление рассеяния статорной обмотки B :

$$x_{SB} = x_{ctB} - x_{mA}. \quad (31)$$

Как и при проведении первого опыта, напряжение U_B следует брать ниже номинального значения. Это позволит исключить потери в стали. При необходимости нужно учитывать погрешность, вносимую приборами.

Расчетную часть эксперимента целесообразно оформить в виде таблицы. Порядок операций в этой таблице соответствует методике, изложенной в статье.

Пример. Определение параметров схемы замещения двухфазной асинхронной машины типа ЭМ-25 м.

1. Основные параметры машины, которые использовались как исходные данные [Л. 1]:

а) число витков статорных обмоток: $w_A = 444$ (обмотка возбуждения), $w_B = 360$ (обмотка управления), отношение чисел витков $w_B/w_A = 0,811$;

б) синхронная скорость $n_s = 8000$ об/мин;

в) частота питающего напряжения $f = 400$ Гц.

2. Согласно п. 2 изложенной методики определяем активные сопротивления статорных обмоток $r_{SA} = 9,06$ ом, $r_{SB} = 7,42$ ом.

Сопротивления r_{SA} и r_{SB} включают в себя сопротивления рамок приборов, включенных последовательно со статорными

обмотками. Сопротивление r_{SA} включает в себя (рис. 1) сопротивление обмотки амперметра $r_a = 0,19$ ом и сопротивление токовой обмотки фазометра $r_\varphi = 0,18$ ом; сопротивление r_{SB} включает в себя (рис. 2) сопротивление обмотки амперметра $r_a = 0,19$ ом.

3. В результате первого опыта (рис. 1) были получены следующие данные: $U_A = 10,1$ в; $I_A = 0,4$ а; $U_{Bx,x} = 16,3$ в; $C_A = 4$ мкФ; $x_{CA} = 99,47$ ом.

4. В результате второго опыта (рис. 2) были получены следующие результаты (п. 8 методики):

$$U_B = 23,25 \text{ в}; I_B = 0,4 \text{ а}.$$

Дальнейшие расчеты по изложенной методике приведены в таблице.

Значения всех параметров были определены при температуре $t = 22^\circ\text{C}$. Это оказалось возможным по той причине, что предлагаемая методика допускает практически мгновенное проведение опытов. В результате параметры машины (r_{SA} , r_{SB} , r_{pA} , r_{pB}) не успевают измениться за счет тепла, выделяющегося в активных сопротивлениях. Эта особенность предлагаемой методики позволяет определять температурный режим машин, работающих в системах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Лопухина Е. М., Сомихина Г. С., Асинхронные макромашины с полым ротором. М., «Энергия», 1967.
- Широков Н. Г. Резонансный метод определения параметров двухфазных асинхронных машин. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1961, № 5.
- Широков Н. Г. Способ определения индуктивных сопротивлений асинхронной двухфазной машины с полым ротором. А. С. № 133518 (СССР). Опубл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1960, № 22.
- Широков Н. Г. Способ определения параметров двухфазных асинхронных машин с полым ротором. А. С. № 217518. Опубл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1968, № 16.

[12.12.1973]



УДК 621.313.322.045:538.32

Расчетно-экспериментальный метод определения электродинамических усилий, действующих на лобовые части обмоток статоров генераторов

Инж. Чистяков А. А.

Ленинград

Практика эксплуатации турбо- и гидрогенераторов мощностью 200—500 Мвт показала, что повреждения креплений лобовых частей обмоток статоров обусловлены, как правило, действием электродинамических усилий. В литературе недостаточное внимание уделяется методам расчета и экспериментального определения электродинамических усилий, действующих на лобовую часть обмотки статора генераторов.

В этой статье для расчета электродинамических усилий предлагается использовать составляющие магнитной индукции и ток, протекающий по исследуемому стержню. Мгновенное значение усилия при взаимодействии первой гармонической магнитной индукции и тока

$$p = B_1 i \sin(\vec{B}, \vec{i}), \quad (1)$$

где $i = I_m \cos \omega t$ — мгновенное значение тока, а;

$B_1 = B_m \cos(\omega t + \psi_1)$ — мгновенное значение первой гармонической составляющей магнитной индукции, направленной перпендикулярно к поверхности стержня; т. а.; ψ_1 — фазовый угол сдвига первой гармонической магнитной индукции относительно кривой тока; $\sin(\vec{B}, \vec{i})$ — синус пространственного угла, образованного векторами магнитной индукции и тока.

В нашем случае значение $\sin(\vec{B}, \vec{i})$ равно единице, так как в расчетах усилий используем непосредственно измеренную составляющую магнитной индукции, нормальную к поверхности стержня.

После подстановки в (1) значений B и i получаем:

$$p = B_m I_m \cos \omega t \cos(\omega t + \psi_1). \quad (2)$$

Исследуем производение

$$\cos \omega t \cos(\omega t + \psi_1) = \frac{1}{2} [\cos \psi_1 + \cos(2\omega t + \psi_1)]$$

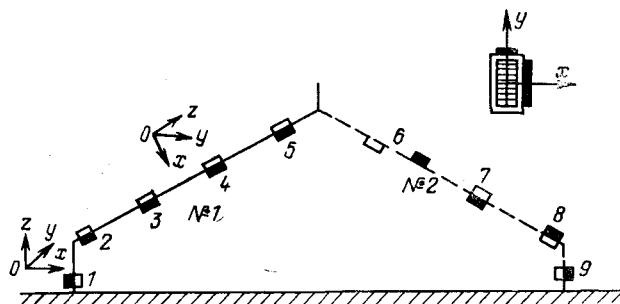


Рис. 1. Схема установки датчиков магнитной индукции на верхней дуге стержней обмотки статора гидрогенератора мощностью 500 Мвт, 93,8 об/мин.

□ — датчики установлены на узкой грани стержней; □ — датчики установлены на широкой грани стержней.

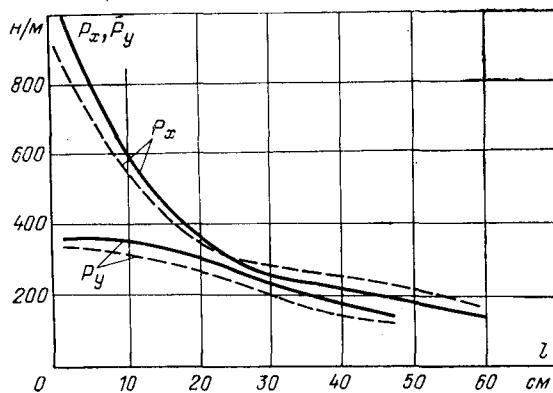


Рис. 2. Изменение составляющих электродинамических усилий, действующих на верхний стержень обмотки статора гидрогенератора в режиме нагрузки 430 Мвт.
— эксперимент; - - - расчет.

на максимум и минимум по времени; после дифференцирования его получим условие для ωt :

$$\sin(2\omega t + \psi_1) = 0; 2\omega t + \psi_1 = n\pi, \text{ где } n=1, 2, \dots$$

Максимальное значение электродинамических усилий

$$P_{m1,2} = 0,5I_m B_{m1} (\cos \psi_1 \pm 1). \quad (3)$$

Составляющие магнитной индукции измерялись косвенным методом с определением э. д. с., наведенных в индукционных катушечках переменным магнитным потоком. Значение э. д. с. в датчиках измерялось с помощью анализатора типа С5-3 и лампового вольтметра типа В3-13; кривые э. д. с. и тока осциллографировались. Для разложения кривых э. д. с. датчиков в ряд Фурье они обмерялись на осциллограммах примерно в 50 точках на период. После обработки данных на ЦВМ выделялись амплитуды 1—5 гармонических и углы сдвига фаз.

На рис. 1 показана схема расположения одномерных датчиков магнитной индукции, установленных на узкой и широкой гранях стержней двухслойной обмотки статора гидрогенератора мощностью 500 Мвт. Прямоугольная система координат выбрана по направлению главных осей поперечного сечения стержней, причем за положительное направление оси x принято направление в сторону вращения ротора, за положительное направление оси y — направление от воздушного зазора к корпусу.

Одномерные датчики по сравнению с трехмерными позволяют: измерить составляющую магнитной индукции, направленную перпендикулярно к широкой грани лобовых частей стержней; исключить влияние собственного магнитного потока рассеяния; учсть фазовый сдвиг составляющей магнитной индукции на высоте поперечного сечения.

Обычно, анализируя поперечный лобовый поток рассеяния, его представляют как результат сложения постороннего и собственного потоков [Л. 1]. Посторонний поток является результатом действия суммарной и. с. в лобовой части обмотки и присутствия магнитных поверхностей. По высоте поперечного сечения он не изменяется. Собственный поток в основном определяется и. с. рассматриваемого стержня и стержней этой же полуподфазы, расположенных с ним в одном ряду. Собственный поток прямоилинейно изменяется по высоте поперечного сечения стержня и, проходя посередине стержня, меняет

Экспериментальные значения составляющих магнитной индукции, измеренной в лобовой части стержней обмотки статора гидрогенератора мощностью 500 Мвт

Составляющие магнитной индукции $B \times 10^{-4}$ мл	Режимы работы				
	$P = 430 \text{ Мвт}, \cos \varphi = 0,85, I = 18200 \text{ а}$	$P = 430 \text{ Мвт}, \cos \varphi = 1, I = 15600 \text{ а}$	$I_{k,33} = 18000 \text{ а}$	$I_{k,33} = 21600 \text{ а}$	$U_{x,x} = 15750 \text{ в}$
B_{x1}	785	450	1100	1300	445
B_{x2}	718	508	558	642	312
B_{x3}	470	319	410	483	240
B_{x4}	296	161	282	327	143
B_{x6}	138	101	127	160	54
B_{x7}	240	180	195	261	82
B_{x8}	331	290	207	248	133
B_{x9}	69	18	168	213	117
B_{y1}	2370	2260	426	497	2320
B_{y2}	980	1025	299	324	1030
B_{y3}	485	606	404	490	290
B_{y4}	418	425	370	450	112
B_{y5}	264	249	205	249	69
B_{y6}	171	171	261	304	84,5
B_{y7}	305	310	394	465	149
B_{y8}	442	542	300	370	303
B_{y9}	399	490	133	160	337

свой знак. С помощью одномерных датчиков измеряем посторонний поток, вызывающий электродинамические усилия.

В таблице приведены действующие значения основной гармонической магнитной индукции, измеренной в лобовой части стержней обмотки статора гидрогенератора в режимах установившегося трехфазного короткого замыкания, холостого хода с возбуждением и нагрузки. Из анализа данных таблицы можно сделать вывод, что в режиме нагрузки тангенциальная и радиальная составляющие магнитной индукции больше соответственно на 25 и 30% аналогичных составляющих в режиме установившегося трехфазного короткого замыкания при одном и том же значении тока в обмотке статора.

На рис. 2 приведены кривые экспериментальных значений составляющих электродинамических усилий, действующих на верхний стержень обмотки статора гидрогенератора в режиме нагрузки 430 Мвт. На этом же рисунке показаны расчетные значения электродинамических усилий, определенные по [Л. 2]. Из характера распределения кривых (рис. 2), видим, что максимальные значения усилий имеют место на прямолинейном участке стержня на выходе из паза, расчетные значения усилий удовлетворительно совпадают с экспериментальными.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Lammeraner J., Prispevek k urojeni jistych pridanych ztrat turboalternatoru. — «Elektrotechn. Obzor», 1961, 50, № 1.
2. Чистяков А. А. Электродинамические усилия в обмотках статоров мощных турбо- и гидрогенераторов. Автореф. дис. на соиск. учен. степени кандидата техн. наук. Л., 1972 (ВНИИЭлектромаш).

[15.8.1973]



Сообщения

УДК [621.316.1:621.319.4].001.24

Определение мощностей регулируемых конденсаторных батарей в узлах сложной сети

Доктор техн. наук КАЯЛОВ Г. М., инж. МОЛОДЦОВ В. С.

Ростов-на-Дону

Исходными для расчета компенсации реактивных нагрузок (КРН) во внутризаводских сетях промышленных предприятий являются оптимальные мощности Q_{ki} конденсаторных батарей (КБ), которые будут установлены в отдельных узлах сложной сети, где подключены главные понизительные подстанции (ГПП) этих предприятий [Л. 1 и 2].

Задача оптимальной КРН встречается на практике в различных постановках, влияющих на ее решение; из них в настоящей статье рассмотрены две основных:

экономическая, в которой минимизируемая целевая функция представляет приведенные затраты Z по сети в целом;

балансовая, в которой условия предыдущей задачи дополнены заданием суммарной мощности Q_k конденсаторов, подлежащих оптимальному распределению между узлами сложной сети (например, для того, чтобы не допустить местный дефицит реактивной мощности).

Обе задачи могут быть в принципе решены методами нелинейного программирования, например градиентным методом. Однако соответственных конкретных специализированных алгоритмов и программ для ЦВМ в настоящее время, насколько известно, еще нет.

С другой стороны, в данном случае немаловажно найти возможно более простые программы для ЦВМ, которые не требовали бы (при сохранении необходимой точности) относительно сложной отладки и большого машинного времени — тем более, что указанные расчеты необходимо выполнять периодически по каждой энергосистеме.

В статье излагается решение указанной выше задачи на основе метода аналитических моделей характеристик сложной сети.

Ранее в [Л. 3] с помощью линейной модели средних потерь активной мощности в сети авторами было дано решение задачи об экономических сечениях всех участков сложной сети; в настоящей статье понятие аналитической модели обобщено, а в применении к задаче оптимальной КРН использована более точная квадратичная модель.

Аналитические модели характеристик сети. Термин аналитическая модель предлагается здесь для такого аналитического выражения, которое позволяет непосредственно определять с достаточно высокой точностью численные значения некоторой интегральной характеристики Y сети, зависящей от ряда ее параметров x_1, x_2, \dots, x_n .

В качестве параметров x_i могут служить, например, значения нагрузок (по току I_i или мощности P_i, Q_i) в узлах сети; сечения f_i отдельных проектируемых ее участков; значения коэффициентов трансформации k_i трансформаторов связи и т. д. [Л. 3]. Как величину Y применительно к нашей задаче, естественно и целесообразно принять величину ΔP_c снижения среднегодовых потерь ΔP_c активной мощности в сети в функции от параметров $x_i = q_i$, т. е. от мощностей КБ, устанавливаемых в узлах сети.

Существенно, что общий случай переменных реактивных нагрузок в узлах $Q_i(t)$ и соответственно регулируемых мощностей $q_i(t)$ может быть сведен к рассматриваемому далее простому случаю $Q_i = \text{const}, q_i = \text{const}$.

Для этого достаточно заменить графики $Q_i(t)$ осредненными ступенчатыми графиками с тождественными для всех узлов интервалами времени всех ступеней. Действительно, повторное решение этой частной задачи для всех ступеней графиков даст, очевидно, также и оптимальный закон регулирования мощностей узловых конденсаторных батарей.

В [Л. 3] для средних потерь активной мощности в сети $Y = \Delta P_c$ была использована аналитическая модель с билинейной структурой:

$$Y = b_0 + \sum_{i=1}^n b_i x_i + \sum_{i < j}^{1,n} b_{ij} x_i x_j. \quad (1)$$

Применительно к задачам КРН точность расчета величины $Y = \Delta P_c$, достигнутая в [Л. 3] с помощью модели типа (1), оказывается недостаточной: Дело в том, что при той же абсолютной погрешности в величине потерь активной мощности в сети, относительная погрешность в задаче КРН будет значительно большей вследствие отнесения здесь этой погрешности уже не к полной величине потерь, а к обычно гораздо меньшей величине снижения этих потерь благодаря КРН. В связи с этим в настоящей статье модель (1) заменена на более точную — квадратичную:

$$Y = b_0 + \sum_{i=1}^n b_i x_i + \sum_{i < j}^{1,n} b_{ij} x_i x_j + \sum_{i=1}^n b_{ii} x_i^2. \quad (2)$$

Если подставить в выражение (2) сначала $x_i = Q_i$, а затем $x_i = Q_i - q_i$, то для величины снижения ΔP_c модель получается в следующем виде¹:

$$\delta \Delta P_c = \sum_{i=1}^n b_i q_i - \sum_{i > j}^{1,n} b_{ij} q_i q_j - \sum_{i=1}^n b_{ii} q_i^2, \quad (3)$$

где независимыми параметрами являются мощности q_i батарей в узлах.

Расчет коэффициентов модели (3) основывается на результатах расчета на ЦВМ по стандартным программам² фактических значений $\delta \Delta P_c$ для различных комбинаций значений параметров q_i , варьируемых в пределах физически возможных (или ожидаемых) интервалов их изменения.

В результате для искомых коэффициентов b получается система линейных уравнений, которая решается на ЦВМ известными методами, с применением способа наименьших квадратов, а также методов оптимального планирования эксперимента и регрессионного анализа [Л. 4 и 5].

Точность расчетов по формуле (3) существенно выше, чем согласно (1). В частности, она дает точный результат в том предельном случае, когда сложная сеть распадается на отдельные радиусы; при этом билинейные коэффициенты обращаются в нуль, а формула (3) приобретает вид:

$$\delta \Delta P_c = \sum_{i=1}^n b_i q_i - \sum_{i=1}^n b_{ii} q_i^2. \quad (4)$$

Сверх того, на каждом шаге расчета по формуле (3) ее коэффициенты каждый раз уточняются, что позволяет достичь высокой точности расчета при малом машинном времени (см. далее).

¹ Значение коэффициентов b в (3) отличны от значений коэффициентов во (2), но обозначения для простоты сохранены те же.

² Имеются в виду точные программы Института электродинамики АН УССР, учитывающие фактические параметры режима работы сети (различие напряжений в узлах и др.).

Выражение для снижения потерь активной энергии ΔW в сети, используя формулы (3) и (4), а также соображения, изложенные в [Л. 3]*, получится в следующем виде:

$$\delta\Delta W = \delta\Delta P_c T = 8760\delta\Delta P_c. \quad (5)$$

Оптимальная компенсация реактивных нагрузок с помощью конденсаторных батарей. После определения коэффициентов аналитической модели (3) для снижения потерь активной мощности в сети нетрудно найти с учетом (5) соответствующую модель для целевой функции задачи КРН, т. е. для величины ΔZ снижения приведенных затрат по системе в целом:

$$\Delta Z = T\beta \left(\sum_{i=1}^n b_i q_i - \sum_{i < j} b_{ij} q_i q_j - \sum_{i=1}^n b_{ii} q_i^2 \right) - \sum_{i=1}^n (A_i + B_i q_i) p, \quad (6)$$

где T — годовое число часов работы сети, $ч$; β — расчетная стоимость потерь, тыс. руб./квт·ч; $(A_i + B_i q_i)$ — стоимость, тыс. руб. КБ в i -м узле мощностью q_i , Мвар; $p = p_0 + p_n$ — коэффициент отчислений p_0 на амортизацию, текущий ремонт и обслуживание, в сумме с нормативным коэффициентом эффективности p_n .

Далее максимизация целевой функции (6) излагается сначала для экономической, а затем для балансовой задачи.

В экономической задаче единственным ограничением является неравенство

$$q_i - Q_{ikp} \geq 0. \quad (7)$$

Величина критической мощности Q_{ikp} обусловлена наличием постоянной составляющей в стоимости установки батарей q_i . Метод определения величин Q_{ikp} в известной литературе отсутствует, поэтому ниже ограничение (7) условно заменено обычно применяемым упрощенным

$$q_i \geq 0. \quad (8)$$

Далее решается система линейных уравнений:

$$\frac{\partial \Delta Z}{\partial q_i} = T\beta \left(b_i - 2b_{ii}q_i - \sum_{j \neq i} b_{ij}q_j \right) - B_i p = 0; \quad (9)$$

$$(i = 1, 2, \dots, n).$$

При решении этой системы здесь, как и при других методах расчета КРН, не исключено получение для некоторых q_i отрицательных значений. Все эти q_i следует одновременно принять равными нулю [Л. 6], после чего найти из той же системы³ значения остальных оптимальных q_i .

После определения в первом приближении оптимальных значений $Q^{(1)}_{ik}$ мощностей КБ следует перейти ко второму приближению и т. д. При повторении расчета в каждом очередном приближении производится заново расчет коэффициентов b модели (6) путем выбора значений q_i на границах новых интервалов. При этом средней точкой последних служит теперь предыдущая точка $Q^{(1)}_{ik}$, а величины интервалов уменьшаются в тем большей мере, чем быстрее сходится процесс (подробнее см. пример расчета).

Указанный пересчет коэффициентов модели (6) при все более суживающемся интервале ее применения позволяет достичь высокой точности конечного результата расчета, вообще достижимой при данной ЦВМ, при сохранении той же квадратичной структуры модели. Возможность самосовершенствования аналитической модели в процессе ее применения является характерным достоинством предложенного метода расчета.

Ввиду заведомо пологого изменения гиперповерхности в пространстве параметров ($\Delta Z, q_1, q_2, \dots, q_n$) необходимо исследовать значения ΔZ вблизи найденной точки глобального максимума ($\Delta Z_x; Q_{ik}, Q_{2k}, \dots, Q_{nk}$). Здесь целесообразно рассчитать технико-экономическую характеристику КРН для данной сети в виде графика зависимости $\Delta Z_{\max} = f(Q_k)$, где

* В [Л. 3] обоснованы преимущества формулы $\Delta W = \Delta P_c T$ по сравнению с формулой $\Delta W = \Delta P_{\max} T$.

³ Следует заметить, что при применении метода, изложенного в [Л. 4], коэффициенты b при оставшихся членах (9) сохраняют свои значения; в случае же метода [Л. 5] необходимо их определить заново.

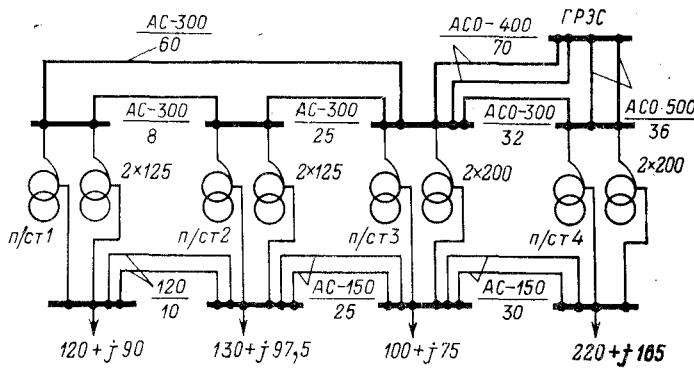


Рис. 1. Схема сети к примеру расчета оптимальной КРН (нагрузки узлов среднегодовые и даны в Мвт и Мвар).

Q_k — задаваемая суммарная мощность устанавливаемых КБ, а ΔZ_{\max} — максимум ΔZ при ограничении $\sum_{i=1}^n q_i = Q_k$. Эта характеристика получается путем последовательного решения балансовой задачи для значений Q_k , отличных от найденного решения $Q_k = Q_{\text{кр}}$; $\Delta Z = \Delta Z_x$ экономической задачи. Она важна для принятия обоснованного проектного решения о величине Q_k , которая может несколько отличаться от найденного теоретически оптимального значения при очень незначительном снижении экономических показателей⁴; кроме того, характер графика ΔZ_{\max} вблизи точки оптимума ($Q_{\text{кр}}, \Delta Z_x$) дает подтверждение точности найденного глобального экстремума.

Для балансовой задачи дополнительное условие

$$\sum_{i=1}^n q_i = Q_k = \text{const} \quad (10)$$

приводит с учетом (6) к максимизации следующей функции Лагранжа

$$\Phi = \Delta Z + \lambda \sum_{i=1}^n q_i. \quad (11)$$

Решив на ЦВМ систему линейных уравнений

$$\frac{\partial \Phi}{\partial q_i} = 0 \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (12)$$

совместно с уравнением (10), находим оптимальные значения $q_i = Q_{ki}$ для узлов сложной сети. Далее следует применить метод последовательных приближений, изложенный выше для экономической задачи.

Пример. Рассчитать экономическую КРН для сети (рис. 1) при следующих данных: $T = 8760$ ч; $B_i = 0,7 \cdot 10^{-5}$ тыс. руб./квт·ч; $A_i = 2$ тыс. руб.;

$$B_i = 6 \text{ тыс. руб./Мвар}; U_{\text{БП}} = 230 \text{ кв};$$

$$p = p_0 + p_n = 0,04 + 0,12 = 0,16.$$

Прежде всего необходимо определить коэффициенты в модели (6) заданной сети. За центры интервалов варьирования реактивных нагрузок четырех узлов (шины 110 кв подстанций № 1—4) для первого приближения приняты нагрузки Q_{ki} . Значения полуинтервалов $\pm q_i$ принимаются для узлов № 1—4 соответственно равными 30; 30, 30, 50 Мвар. Вычислив коэффициенты с использованием матрицы планирования эксперимента [Л. 4] и решив систему линейных уравнений (9), найдем оптимальные значения первого приближения $Q_{ki}^{(1)}$ (табл. 1).

Во втором приближении за центры интервалов изменения q_i приняты значения $q_i = Q_{ki}^{(1)}$, а соответствующие величины полуинтервалов $\Delta q_i = 5, 5, 5, 10$ Мвар.

⁴ Рассмотрение этого экономического вопроса выходит за рамки настоящей статьи.

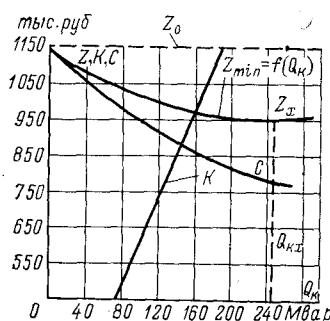


Рис. 2. Графическое представление результатов выполненного примера расчетного исследования решений задачи КРН.

тврьдающие также правильность проведенного расчета оптимальной КРН. Для их построения использованы данные табл. 2.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Регулирование напряжения в электрических сетях. М., «Энергия», 1968. 606 с.
2. Ковалев И. Н. Два метода расчета компенсации реактивных нагрузок в электрических сетях. — «Электричество», 1973, № 10, с. 5—11.
3. Каялов Г. М., Молодцов В. С. Определение значений параметров сложной электрической сети, близких к оптимальным. — «Электричество», 1974, № 5, с. 8—13.



[13.2.1974]

УДК 621.311:658.26(075.8)

Определение тела рассеяния центра электрических нагрузок для оптимального размещения питающих подстанций промышленных предприятий

Доктор техн. наук ФЕДОРОВ А. А., канд. техн. наук КАМЕНЕВА В. В., инж. ХМЕЛЬ С. Р.
Московский энергетический институт

Для промышленных предприятий, размещенных на плоскости, уже разработана методика размещения питающих подстанций [Л. 1 и 2], позволяющая оптимально расположить питающую подстанцию на территории промышленного предприятия.

Размещение питающей подстанции по этой методике производится на основе использования материалов теории вероятностей или планирования эксперимента [Л. 3]. Однако для подземных разработок, глубина залегания которых достаточно велика, необходимо находить не зону рассеяния центра электрических нагрузок (ЦЭН), а тело рассеяния ЦЭН эллипсоид. Для этой цели необходимо прибегнуть к учету третьей координаты. Для нахождения условного ЦЭН воспользуемся выражением (1):

$$\begin{aligned} x_0 &= \frac{\sum_{i=1}^n P_i x_i}{\sum_{i=1}^n P_i}; \quad y_0 = \frac{\sum_{i=1}^n P_i y_i}{\sum_{i=1}^n P_i}; \quad z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n P_i z_i}{\sum_{i=1}^n P_i}. \end{aligned} \quad (1)$$

Если следует определить условный ЦЭН с учетом продолжительности работы приемников электрической энергии, то следует (1) заменить на следующие выражения:

$$\begin{aligned} x_0 &= \frac{\sum_{i=1}^n P_i x_i T_i}{\sum_{i=1}^n P_i T_i}; \quad y_0 = \frac{\sum_{i=1}^n P_i y_i T_i}{\sum_{i=1}^n P_i T_i}; \end{aligned}$$

Таблица 1

Итерации <i>j</i>	Значения $Q_{ik}^{(j)}$ в узлах, Мвар				ΔZ , тыс. руб.
	$Q_{1k}^{(j)}$	$Q_{2k}^{(j)}$	$Q_{3k}^{(j)}$	$Q_{4k}^{(j)}$	
1	39,067	46,508	36,255	64,195	190,379
	51,554	59,693	48,036	83,483	201,330
	52,967	59,512	49,245	83,950	201,341

Таблица 2

Итерации <i>j</i>	Всего Q_k , Мвар	K , тыс. руб.	C , тыс. руб./год	Z , тыс. руб./год
0	—	1120,210	1154,183	1154,183
1	185,035	829,379	963,804	963,804
2	242,765	1466,595	776,862	952,853
3	245,674	1484,040	774,757	952,842
4	260,000	1570,000	767,093	955,496

4. Налимов В. В., Чернова Н. А. Статистические методы планирования экстремальных экспериментов. М., «Наука», 1965. 338 с.

5. Френкель А. А. Математический анализ производительности труда. М., «Экономика», 1968. 167 с.

6. Ковалев И. Н., Татевосян Г. М. Алгоритм решения одной задачи компенсации реактивных нагрузок. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1972, № 6, с. 132—136.

$$z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n P_i z_i T_i}{\sum_{i=1}^n P_i T_i}. \quad (2)$$

Весьма часто приходится определять ЦЭН с учетом минимума годовых приведенных затрат, в этом случае ЦЭН определяется решением системы уравнений методом простой итерации. Порядок определения координат ЦЭН следующий:

1. Проверяется возможность совпадения ЦЭН с местоположением одного из узлов потребления электроэнергии по выражению (3)

$$\begin{aligned} &\left(\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^n \frac{\beta_i (x_k - x_i)}{\sqrt{(x_k - x_i)^2 + (y_k - y_i)^2 + (z_k - z_i)^2}} \right)^2 + \\ &+ \left(\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^n \frac{\beta_i (y_k - y_i)}{\sqrt{(x_k - x_i)^2 + (y_k - y_i)^2 + (z_k - z_i)^2}} \right)^2 + \\ &+ \left(\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^n \frac{\beta_i (z_k - z_i)}{\sqrt{(x_k - x_i)^2 + (y_k - y_i)^2 + (z_k - z_i)^2}} \right)^2 \leq \beta_k. \end{aligned} \quad (3)$$

2. Определяется положение новой системы координат, при которой итерационный процесс будет заведомо сходящимся по уравнениям (4) и (5).

$$\begin{aligned} x'_0 &= \frac{\sum_{i=1}^n \beta_i x_i}{\sum_{i=1}^n \beta_i}; \quad y'_0 = \frac{\sum_{i=1}^n \beta_i y_i}{\sum_{i=1}^n \beta_i}; \quad z'_0 = \frac{\sum_{i=1}^n \beta_i z_i}{\sum_{i=1}^n \beta_i}; \quad (4) \end{aligned}$$

$$\operatorname{tg} 2\beta = \frac{\sum \frac{\beta_i (x_i - x'_0)(y_i - y'_0)}{[V(x_i - x'_0)^2 + (y_i - y'_0)^2]^3}}{\sum \frac{\beta_i (x_i - x'_0)^2 - (y_i - y'_0)^2}{[V(x_i - x'_0)^2 + (y_i - y'_0)^2]^3}}, \quad (5)$$

где x'_0 и y'_0 — начало новой системы координат; β — угол между осями x и y (положительное направление) новой и старой системы координат.

Определение искомых координат производится методом простой итерации. Выражение (5) дано на плоскости x и y . Для определения его в пространстве следует найти еще разрешение с учетом оси в плоскости координат x и z , y и z . Учитывая, что распределение случайных координат центра электрических нагрузок следует нормальному закону распределения Гаусса — Лапласа [Л. 4], имеем:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-a_x)^2}{2\sigma_x^2}}, \quad (6)$$

$$f(y) = \frac{1}{\sigma_y \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(y-a_y)^2}{2\sigma_y^2}}; \quad (7)$$

$$f(z) = \frac{1}{\sigma_z \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(z-a_z)^2}{2\sigma_z^2}}; \quad (8)$$

где a_x , a_y , a_z — математическое ожидание случайных координат; σ_x^2 , σ_y^2 , σ_z^2 — дисперсия случайных координат.

Через меру точности (6) — (8) можно записать следующим образом:

$$f(x) = \frac{h_x}{V\pi} e^{-\frac{h_x^2 x^2}{\pi}}; \quad (9)$$

$$f(y) = \frac{h_y}{V\pi} e^{-\frac{h_y^2 y^2}{\pi}}; \quad (10)$$

$$f(z) = \frac{h_z}{V\pi} e^{-\frac{h_z^2 z^2}{\pi}}. \quad (11)$$

Считая, что случайные координаты независимы, а начало координат совмещено с точкой, определяемой величинами математических ожиданий, используется следующая формула для трехмерной (объемной) плотности распределения случайных координат:

$$f(x, y, z) = \frac{1}{(2\pi)^{3/2} \sigma_x \sigma_y \sigma_z} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{x^2}{\sigma_x^2} + \frac{y^2}{\sigma_y^2} + \frac{z^2}{\sigma_z^2} \right)}. \quad (12)$$

После нахождения закона распределения случайных координат ЦЭН можно непосредственно переходить к решению задачи по определению тела рассеяния ЦЭН. Для этого необходимо определить значения неизвестных величин, определяющих характер функции трехмерной плотности нормального распределения.

Исходными данными для этого могут служить графики нагрузок отдельных потребителей электроэнергии и координаты их местоположения. После этого определяются форма, геометрические размеры и местоположение тела рассеяния, т. е. аналитически тело рассеяния ЦЭН определяется полностью. Как видно из выражения (12), трехмерная плотность

нормального распределения определяется шестью параметрами: a_x , a_y , a_z , определяющими положение условного ЦЭН и σ_x , σ_y , σ_z .

Числовые характеристики найденного эмпирического закона распределения определяются из выражений (13):

$$a_x = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n}; \quad a_y = \frac{\sum_{i=1}^n y_i}{n}; \quad a_z = \frac{\sum_{i=1}^n z_i}{n}; \quad (13)$$

$$\left. \begin{aligned} \sigma_x^2 &= \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - ax)^2}{n-1}; \\ \sigma_y^2 &= \frac{\sum_{i=1}^n (y_i - ay)^2}{n-1}; \\ \sigma_z^2 &= \frac{\sum_{i=1}^n (z_i - az)^2}{n-1}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Рассмотрим формулу (12), определяющую форму области, в которой случайные координаты распределяются с равной плотностью, т. е. так называемую область рассеяния ЦЭН.

Для этого, приняв объемную плотность распределения за некоторое постоянное значение $f(x, y, z) = H$ и прологарифмировав выражение (12), получим:

$$\frac{x^2}{\sigma_x^2} + \frac{y^2}{\sigma_y^2} + \frac{z^2}{\sigma_z^2} = K^2, \quad (15)$$

где

$$K^2 = 2 \ln \frac{1}{(2\pi)^{3/2} \sigma_x \sigma_y \sigma_z H}.$$

Формула (15) представляет собой уравнение эллипсоида в каноническом виде. В этом случае полуоси эллипсоида соответственно равны:

$$R_x = K\sigma_x; \quad R_y = K\sigma_y; \quad R_z = K\sigma_z.$$

Таким образом доказано, что областью рассеяния ЦЭН является эллипсоид с осями, параллельными осям координат и центром, определяемым величинами математических ожиданий.

Вероятность попадания случайных координат x , y , z внутрь данного эллипсоида

$$P(K) = \frac{1}{(2\pi)^{3/2} \sigma_x \sigma_y \sigma_z} \iiint_{B_K} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{x^2}{\sigma_x^2} + \frac{y^2}{\sigma_y^2} + \frac{z^2}{\sigma_z^2} \right)} dx dy dz, \quad (16)$$

где B_K — объем, ограниченный K -эллипсоидом.

Переходя к сферической системе координат и проинтегрировав по частям выражение (16), получим:

$$P(k) = 2\Phi^*(k-1) - \sqrt{\frac{2}{\pi}} Ke^{-\frac{k^2}{2}}, \quad (17)$$

$$\text{где } \Phi^*(K) \text{ — лапласиан вида } \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^K e^{-\frac{t^2}{2}} dt.$$

Приняв в качестве доверительной вероятности, т. е. вероятности, при которой попадание случайных величин в область, ограниченную данным эллипсоидом рассеяния считается практически достоверным, если $P(K) = 0,95$. В этом случае получим $K = 2,8$. Тогда

$$R_x = 2,8\sigma_x; \quad R_y = 2,8\sigma_y; \quad R_z = 2,8\sigma_z. \quad (18)$$

Все вышеизложенные выводы были сделаны при допущении, что либо случайные величины независимы и тогда ори-

ентация главных осей рассеяния не имеет значения, либо ориентация главных осей была заранее известна и вычисления производились в координатах, параллельных главным осям рассеяния.

Вывод. Для промышленных предприятий, которые должны размещаться в пространстве, область рассеяния ЦЭН представляет собой эллипсоид. Для рационального расположения питающей подстанции необходимо размещать ее внутри указанного эллипса. Такое размещение ее обеспечивает минимальные годовые приведенные затраты и является экономически целесообразным.

◆ ◆ ◆

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Федоров А. А. Основы электроснабжения промышленных предприятий. М., «Энергия», 1972.
2. Каменева В. В. Область рассеяния центра электрических нагрузок. М., РИО МЭИ, 1972.
3. Чмутов А. П. Оптимальное размещение источников питания электроэнергии.— «Электричество», 1969, № 12.
4. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М., «Наука», 1969.

[27.12.1973]

УДК 621.316.925.45

Способ повышения быстродействия измерительных реле защиты при электромагнитных переходных процессах

Инж. БУДКИН В. В., канд. техн. наук ОВЧАРЕНКО Н. И.
МЭИ

Короткие замыкания на линиях электропередач (ВЛ) с распределенными параметрами сопровождаются интенсивными и длительными электромагнитными переходными процессами. Носителями основной (полной) информации о виде и месте короткого замыкания служат принужденные составляющие напряжений и токов замыканий. Их свободные составляющие могут рассматриваться как носители избыточной информации.

Формы представления основной и избыточной информации различны, и одновременное их использование в измерительном реле оказывается практически затруднительным. При этом для измерительного реле, приспособленного в соответствии с принципами общей теории осуществления измерительных органов релейной защиты [Л. 1 и 2] для использования в качестве носителей сигналов принужденных составляющих, свободные составляющие напряжений и токов короткого замыкания должны рассматриваться как помехи.

Свободные составляющие могут приводить или к неправильным срабатываниям, или к замедлению измерительных реле защиты. Разделение сигналов и помех производится частотно-избирательными схемами, например частотными фильтрами. Установливая в цепях сравниваемых величин измерительных реле частотно-избирательные схемы, можно обеспечить правильность их срабатывания в условиях электромагнитных переходных процессов коротких замыканий. Однако при этом реле срабатывают с большим замедлением во всех случаях коротких замыканий в защищаемой зоне ввиду инерционности частотно-избирательных схем и, в особенности, в связи с большой кратностью скачкообразного изменения абсолютного значения и фазы напряжения на входе частотно-избирательной схемы при возникновении коротких замыканий.

При скачкообразном изменении входного напряжения переходный процесс в частотно-избирательной схеме, например полосовом фильтре (рис. 1), при линейной его нагрузке R_H можно рассматривать как наложение двух процессов: отключения источника э. д. с. промышленной частоты $e_H = E_{Hm} \sin(\omega t + \phi_H)$ нормального режима и включения источника э. д. с. промышленной частоты $e_{K,3} = E_{K,3m} \sin(\omega t + \phi_{K,3})$ и суммы э. д. с. $e_{Cv} = \sum E_i \sin(\omega_i t + \phi_i)$ гармонических составляющих режима короткого замыкания (если пренебречь их затуханием). Тогда напряжение на нагрузке фильтра с параметрами, обеспечивающими переходный процесс, содержащий гармоническую свободную составляющую промышленной частоты [Л. 3],

$$u_H = 0,5E_{Hm} [\sin(\omega t + \phi_H) - b \sin(\phi_H) \sin \omega t] e^{-b\omega t} +$$

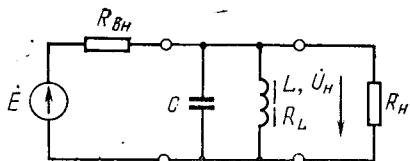


Рис. 1.

$$+ 0,5 \sum E_i \{ A_1 [\sin(\omega_i t + \phi_i + \alpha_i) - e^{-b\omega t} \sin(\omega t + \phi_i + \alpha_i)] + A_2 e^{-b\omega t} \sin(\phi_i + \beta_i) \sin \omega t \}, \quad (1)$$

где

$$A_1 = \frac{b \sqrt{b^2 + 4\eta^2}}{\sqrt{(b^2 + 1 - \eta^2)^2 + 4\eta^2 b^2}};$$

$$A_2 = \frac{b \sqrt{(b^2 + 2 - 2\eta^2)^2 + b^2 (1 + \eta^2)^2}}{\sqrt{(b^2 + 1 - \eta^2)^2 + 4\eta^2 b^2}};$$

$$\alpha_i = \arctg \frac{2\eta(1 - \eta^2)}{b(1 + b^2 + 3\eta^2)};$$

$$\beta_i = \arctg \frac{b(1 - \eta)[(1 - \eta)^2 + b^2]}{2(1 - \eta)(1 - \eta^2) + 3b^2 + b^2\eta^2 + b^4};$$

$$\eta = \frac{\omega_i}{\omega}.$$

Операторный коэффициент передачи такого фильтра

$$h(p) = \frac{b\omega(p + 0,5b\omega)}{(p + b\omega)^2 + \omega^2},$$

где

$$b = \frac{2}{VQ^2 - 1}; \quad Q = \frac{\omega L}{R_L}.$$

В случае несогласимых амплитудных значений э. д. с. время установления напряжения на нагрузке во много раз превышает утроенное значение постоянной времени $\tau = 1/b\omega$ затухания свободных составляющих, обычно принимаемое приближенно равным длительности переходного процесса $t_y \gg 3\tau$. Например при $E_{Hm} = 10E_{K,3m}$ через время 3τ , амплитуда составляющей напряжения u_H , обусловленной э. д. с. E_H , еще превышает амплитуду составляющей, обусловленной $E_{K,3}$.

Поэтому необходимы способы и соответствующие функциональные элементы, обеспечивающие требуемое быстродействие измерительных реле с частотно-избирательными схемами.

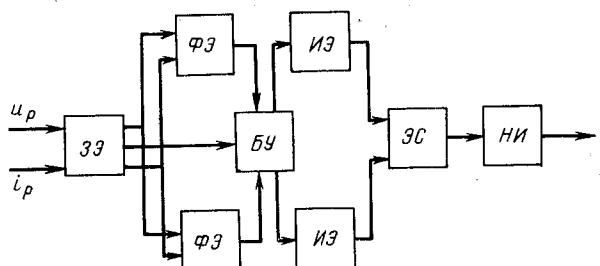


Рис. 2.

ми. Одним из них является обеспечение нулевых начальных условий собственных переходных процессов в частотно-избирательных схемах [Л. 4].

Функциональная схема (рис. 2) быстродействующего и правильно работающего при электромагнитных переходных процессах короткого замыкания измерительного реле защиты, кроме известных [Л. 1 и 2] элементов: элемента ЗЭ, задающего уставку, элементов ФЭ, формирующих сравниваемые величины, элемента ЭС, осуществляющего их сравнение, и нуль-индикатора НИ должна содержать частотно-избирательные элементы ИЭ (рис. 2), обеспечивающие правильность действия реле, и блок автоматического управления (или регулирования) БУ, призванный обеспечивать его быстродействие, реализуя алгоритм, обеспечивающий нулевые начальные условия собственных переходных процессов в частотно-избирательных схемах после возникновения короткого замыкания.

Указанный способ принципиально пригоден как для реле на схемах сравнения абсолютных значений величин, так и для реле на схемах сравнения их фаз. Однако с точки зрения достижения максимального быстродействия реле он более целесообразен для реле на схемах сравнения величин по фазе, что обусловливается различным характером изменений амплитуды и фазы напряжения на выходе частотно-избирательной схемы.

При нулевых начальных условиях напряжение на нагрузке, например на RLC-фильтре (рис. 1), определяется согласно (1) только составляющими, обусловленными э. д. с. режима короткого замыкания. Из выражения (1) видно, что фазы принужденной и свободной составляющих напряжения на нагрузке различны, что обусловлено скачком вектора выходного напряжения при изменении скачком вектора входной э. д. с. [Л. 2] и создает фазные погрешности напряжения на нагрузке при переходном процессе. Уменьшение коэффициента затухания не приводит к уменьшению фазовых погрешностей. Ограничивающая фазные погрешности определенным допустимым значением, можно определить задержку, вносимую в срабатывание реле частотно-избирательной схемой при нулевых начальных условиях переходных процессов.

Если представить экспоненту степенным рядом

$$e^{-b\omega t} = 1 - b\omega t + \frac{(b\omega t)^2}{2} + \dots \quad (2)$$

то для достаточно малых значений b , при которых в некотором ограниченном интервале времени выполняется соотношение

$$b\omega t \ll 1, \quad (3)$$

напряжение u_n на нагрузке RLC-фильтра для случая э. д. с. промышленной частоты согласно (1) при $E_n = 0$ можно пред-

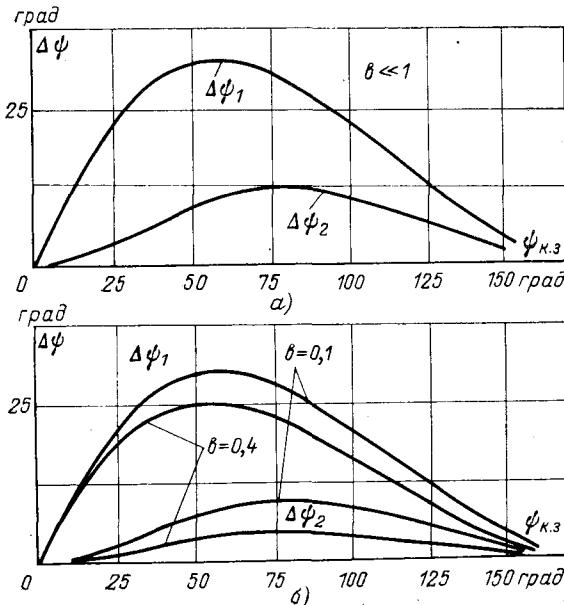


Рис. 3.

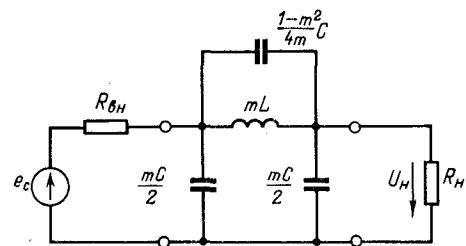


Рис. 4.

ставить в виде

$$u_n \approx \frac{k_{BH}}{2} E_{k,3m} [\omega t \sin(\omega t + \psi_{k,3}) + \sin \psi_{k,3} \sin \omega t]. \quad (4)$$

Из (4) видно, что принужденная составляющая напряжения u_n проходит через нулевые значения в моменты времени t_k , в которые

$$\omega t_k = k\pi - \psi_{k,3}, \text{ если } 0 < \psi_{k,3} < \pi$$

или

$$\omega t_k = (k-1)\pi - \psi_{k,3}, \text{ если } -\pi < \psi_{k,3} < 0,$$

где $k = 1, 2, \dots, n$.

Напряжение u_n проходит через нулевые значения согласно (4) в моменты времени

$$t'_{k'} = t_k + \Delta t, \quad (5)$$

в которые

$$\omega t'_{k'} \sin(\omega t'_{k'} + \psi_{k,3}) + \sin \psi_{k,3} \sin \omega t'_{k'} = 0. \quad (6)$$

Угол $\Delta\Phi_k = \omega \Delta t_k$ и представляет собой фазовую погрешность. Преобразуя (6) с учетом (5), можно получить трансцендентные уравнения (при $-\pi < \psi_{k,3} < 0$):

$$\operatorname{tg} \Delta\Phi_k = \frac{\sin^2 \psi_{k,3}}{(k-1)\pi - \psi_{k,3} + \Delta\Phi_k + \sin \psi_{k,3} \cos \psi_{k,3}}. \quad (7)$$

При конечных значениях коэффициента b , при которых в рассматриваемом интервале времени соотношение (3) не удовлетворяется, из (1) с учетом (5) для углов $-\pi < \psi_{k,3} < 0$ можно получить:

$$\operatorname{tg} \Delta\Phi_k = \frac{\sin^2 \psi_{k,3}}{\frac{\exp\{b[(k-1)\pi - \psi_{k,3} + \Delta\Phi_k]\} - 1}{b} + b \sin \psi_{k,3} \cos \psi_{k,3}}. \quad (8)$$

Аналогичные (7) и (8) уравнения получаются и при углах $0 < \psi_{k,3} < \pi$.

Решения уравнений (7) и (8) дают зависимости фазовых погрешностей от угла $\psi_{k,3}$, показанные на рис. 3, а и б для первого ($\Delta\Phi_1$) и второго ($\Delta\Phi_2$) переходов через нуль напряжения u_n .

Напряжение на нагрузке LC-фильтра низких частот (рис. 4), удовлетворяющего (при $m=1$) соотношениям (3, а) и (5) [Л. 3], при включении на его входе источника синусoidalной э. д. с. $e_{k,3}$ в соответствии с (11) [Л. 3]:

$$u_n = \frac{k_{BH} V \sqrt{2}}{b^2 + 4} E_{k,3m} \left\{ (1 - e^{-b\omega t}) \sin \left(\omega t + \psi_{k,3} - \frac{\pi}{2} \right) + b B_1 e^{-b\omega t} \cos(\psi_{k,3} + \psi_1) \sin \omega t + b B_2 \left[e^{-b\omega t} \sin(\omega t + \psi_{k,3} - \psi_2) - e^{-\frac{2\omega t}{b}} \sin(\psi_{k,3} - \psi_2) \right] \right\}, \quad (9)$$

где

$$b = \sqrt{2k_{BH}k_{BH} - 3}; \quad k_{BH} = \frac{V L}{R_{BH} \sqrt{C}};$$

$$k_{BH} = \frac{V L}{R_{BH} \sqrt{C}}; \quad B_1 = \frac{V \sqrt{b^2 + 4}}{\sqrt{4 - 3b^2 + b^4}};$$

$$B_2 = \frac{b^2 \sqrt{b^2 + 4}}{4 - 3b^2 + b^4}; \quad \psi_1 = \operatorname{arctg} \frac{b(4 - b^2)}{4 - 3b^2}.$$

$$\psi_2 = \operatorname{arctg} \frac{b}{2}.$$

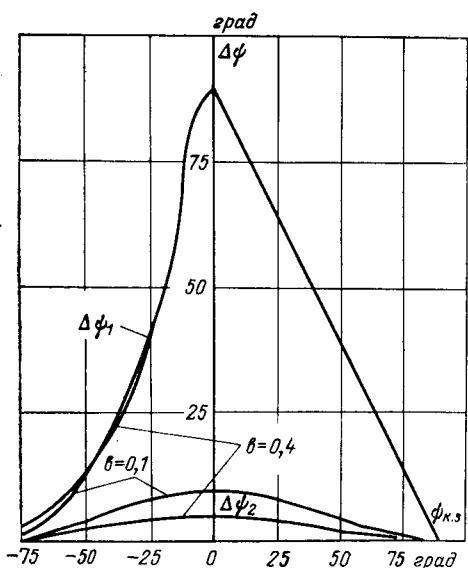


Рис. 5.

Вторая составляющая выражения (9) обусловлена скачком вектора напряжения на выходе фильтра, а выражение в квадратных скобках определяется появлением апериодической свободной составляющей.

В общем случае, когда соотношение (3) не выполняется, можно получить трансцендентное уравнение (для $-\pi/2 < \psi_{k,3} < \pi/2$):

$$\operatorname{tg} \Delta\Phi \approx \frac{B_1 \cos \psi_{k,3} \cos (\psi_{k,3} + \psi_1) + A_2 \cos \psi_2}{B + B_1 \sin \psi_{k,3} \cos (\psi_{k,3} + \psi_1)}, \quad (10)$$

где

$$B := \frac{\exp \left\{ b \left[(k-1)\pi + \frac{\pi}{2} - \psi_{k,3} + \Delta\Phi \right] \right\} - 1}{b}.$$

Аналогичные уравнения получаются для углов $\frac{\pi}{2} < \psi_{k,3} < \frac{3\pi}{2}$.

Результаты расчетов по выражению (10) приведены на рис. 5 для первого ($\Delta\Phi_1$) и второго ($\Delta\Phi_2$) переходов через нуль напряжения u_n при разных коэффициентах b .

Полученные результаты показывают, что наибольшая начальная фазовая погрешность $\Delta\Phi_1$ (для первого перехода мгновенным значением напряжения u_n на выходе частотно-избирательной схемы через нуль), обусловленная собственным ее переходным процессом, может быть значительной: для RLC полосового фильтра $\Delta\Phi_1$ достигает $32,5^\circ$, а для LC -фильтра нижних частот -90° . Однако фазовая погрешность $\Delta\Phi_2$ для второго перехода через нуль достаточно мала и даже для фильтров с постоянной времени, стремящейся к бесконечности, не превышает 12° . Практически при конечном значении постоянной времени порядка 10 мсек погрешность составляет около 5° , которая может считаться вполне допустимой.

Поэтому можно считать, что замедление срабатывания реле при нулевых начальных условиях собственных переходных процессов в частотно-избирательных схемах измерительных реле не превышает длительности половины периода промышленной частоты. Указанный вывод позволяет считать практически возможным осуществление быстродействующих реле защиты с временем срабатывания не больше длительности одного периода промышленной частоты путем создания нулевых начальных условий собственных переходных процессов в частотно-избирательных схемах, обеспечивающих правильную работу реле в условиях электромагнитных переходных процессов коротких замыканий на ВЛ с распределенными параметрами.

Обеспечение нулевых начальных условий требует определенного алгоритма управления измерительной частью реле. На кафедре автоматизации и релейной защиты электротехнических систем Московского энергетического института разработан необходимый алгоритм управления и проверена техническая осуществимость рассмотренного способа обеспечения быстродействия реле сопротивления с частотными фильтрами в цепях сравниваемых по фазе величин.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Федосеев А. М. Основы релейной защиты электрических систем. М., Госэнергоиздат, 1961.
2. Фабрикант В. Л. Основы теории построения измерительных органов релейной защиты и автоматики. М., «Высшая школа», 1968.
3. Будкин В. В. Параметры частотно-избирательных схем реле сопротивления защит линий сверхвысокого напряжения.—«Электричество», 1971, № 6.
4. Реле сопротивления дистанционных защит линий электропередач с распределенными параметрами.—В сб.: Доклады научно-технической конференции, МЭИ, 1969. Авт.: Басс Э. И., Будкин В. В., Дорогунцев В. Г. и др.

[22.3.1973]



УДК 621.316.925:621.314.214.68

Неискажающий электромагнитный преобразователь тока для релейной защиты

Доктор техн. наук ДРОЗДОВ А. Д., канд. техн. наук ГАРМАШ В. А., инж. АЛЛИЛУЕВ А. А.

Новочеркасский политехнический институт

Обычные электромагнитные трансформаторы тока (ТТ) в условиях больших кратностей токов короткого замыкания при предельных апериодических составляющих с большой постоянной времени могут насыщаться и работать с очень большими погрешностями трансформации, превышающими 80%. Поэтому весьма актуальны работы, целью которых является создание ТТ, не обладающих большой переходной погрешностью [Л. 1, 2 и др.]. Эти публикации основаны на уменьшении сопротивления ветви намагничивания или подключении дополнительной параллельной индуктивности. В результате улучшается трансформация периодической составляющей тока, а апериодическая составляющая искажается и практически отсутствует во вторичном токе.

Однако для релейной защиты и автоматики может потребоваться преобразователь, который бы в точности передавал мгновенное значение тока в любой момент времени.

В статье рассматривается один из вариантов такого электромагнитного преобразователя.

Схема преобразователя, не подверженного насыщению апериодической составляющей тока короткого замыкания, показана на рис. 1, а. Преобразователь представляет собой два ТТ, включенные на общую нагрузку через тиристоры. Вторичные обмотки ТТ зашунтированы последовательно соединенными диодом и сопротивлением R_b значительно большим сопротивления нагрузки z_n .

Преобразователь работает следующим образом. При направлении токов, указанном на рис. 1, верхний ТТ через открытый тиристор оказывается подключенным к нагрузке. Диод шунтирующей цепи при этом закрыт. Нижний ТТ в это время отключен от нагрузки с помощью второго тиристора и его вторичный ток замыкается по шунтирующей цепочке. Поскольку R_b велико, то нижний ТТ быстро насыщается.

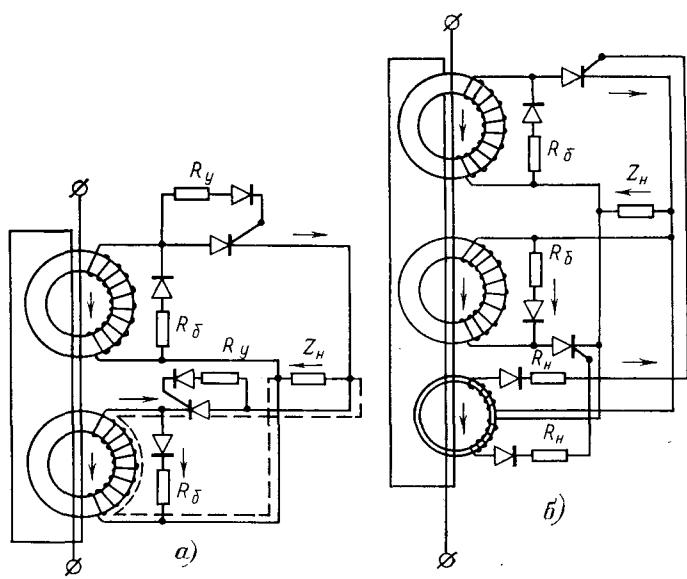


Рис. 1. Схема неискажающего электромагнитного преобразователя тока.

а — упрощенная; б — с дополнительным трансформатором тока.

С приходом обратной полуволны тока верхний ТТ переключается на R_δ , а нижний — на нагрузку. Таким образом, ТТ работают на нагрузку поочередно, т. е. каждый трансформирует ток одной полярности. Время прохождения тока другой полярности используется для создания в сердечнике благоприятной начальной индукции. При такой схеме индукция от апериодической составляющей первичного тока не накапливается от периода к периоду, как у обычного ТТ, а уничтожается каждый период, что предупреждает насыщение сердечников преобразователя в рабочий полупериод и делает возможным правильную трансформацию тока даже с постоянной составляющей.

Управление тиристорами может осуществляться с помощью сопротивления R_y , как показано на рис. 1,а, или отдельного дополнительного насыщающегося ТТ, первичная обмотка которого включается последовательно с первичной обмоткой преобразователя (рис. 1,б).

Сечение сердечника одного ТТ неискажающего преобразователя определяется из условия, при котором максимальная индукция в первом периоде не должна превышать $0,9B_s$. Полная погрешность преобразователя при выполнении его сердечников из высокосортной холоднокатаной стали не будет превышать 10%. Тогда сечение сердечника ТТ датчика

$$S = Q \frac{I'_1 z_2}{400 \omega_2}, \quad (1)$$

где z_2 — сопротивление вторичной цепи; ω_2 — число вторичных витков; I'_1 — периодическая составляющая приведенного первичного тока; Q — коэффициент, представляющий собой отношение максимального значения индукции первой полуволны тока короткого замыкания к предельной апериодической составляющей $B_{1\max}$ к амплитуде периодической составляющей $B_{m\text{уст}}$. Значение Q зависит от постоянной времени первичной цепи, характера нагрузки (для $T_1=0,05 \div 0,3$ сек можно принимать $Q=1,8+4,2 \cos \varphi_n$).

Сопротивление R_δ должно быть выбрано таким, чтобы первая отрицательная полуволна тока надежно перемагничивала сердечник. На рис. 2 представлены графики отношения индукции второй положительной и первой отрицательной полуволны тока в зависимости от $\cos \varphi_n$ и постоянной времени первичной сети. При построении кривых принималось, что во время трансформации отрицательной полуволны нагрузка на ТТ чисто активная (R_δ — активное). Приведенные кривые представляют зависимость необходимого отношения $q=R_\delta/z_n$, поэтому R_δ определяется по формуле:

$$R_\delta = q z_n, \quad (2)$$

где q — определяется по расчетным T_1 и $\cos \varphi_n$ из графиков рис. 2.

При перемагничивании сердечников преобразователя появляются большие пики напряжений, которые максимальны при

трансформации периодического тока короткого замыкания и могут быть вычислены по формуле:

$$u_{\max} = 2 I'_m V \sqrt{R_\delta z_n \cos \varphi_n}, \quad (3)$$

где I'_m — приведенная амплитуда периодического тока короткого замыкания. На это напряжение должны быть выбраны диоды и тиристоры преобразователя.

Вместо R_δ целесообразно использовать нелинейное сопротивление типа стабилитрон, так как при этом уменьшаются перенапряжения. Значение напряжения стабилитрона $u_{\text{ст}}$ следует выбирать так, чтобы за время прохождения отрицательной полуволны t_- сердечник перемагничивался от $+0,9B_s$ до $-0,9B_s$:

$$u_{\text{ст}} = \frac{1,8 B_s S \omega_2}{t_-}, \quad (4)$$

где t_- — длительность первой отрицательной полуволны тока, зависящая от величины постоянной времени T_1 .

Значение сопротивления R_y в упрощенной схеме преобразователя (рис. 1,а) выбирается таким, чтобы не допустить открытия тиристора насыщенного ТТ и тем самым исключить шунтирующее действие последнего на нагрузку по цепи, указанной на рис. 1,а пунктиром,

$$R_y \geq \frac{u_{n \max}}{I_{y \min}}, \quad (5)$$

где $u_{n \max}$ — максимально возможное напряжение на нагрузке; $I_{y \min}$ — ток управления тиристора, при котором напряжение его открытия больше $u_{n \max}$; предполагается, что взят минимальный ток управления с учетом температурной зависимости, технологического разброса и коэффициента запаса.

На рис. 3 приведены осциллограммы работы физической модели неискажающего преобразователя тока при активной нагрузке. На рис. 3,а показаны кривые индукции в сердечниках преобразователя и вторичного тока при трансформации тока короткого замыкания. Как видно из осциллограммы, оба сердечника после каждого полупериода перемагничиваются до $-B_s$, чем обеспечивается нормальная работа ТТ в следующем рабочем такте. Вторичный ток при этом не искажается. Для сравнения на рис. 3,в показана работа обычного ТТ в тех же условиях. Его вторичный ток значительно искажен из-за насыщения.

На рис. 3,б и г показана работа преобразователя и обычного ТТ при трансформации броска тока намагничивания силового трансформатора. Вторичный ток преобразователя i_2 при этом сохраняет все особенности первичного тока i_1 . Если насыщение сердечника и наблюдается, как в приведенном случае, то амплитуда тока не изменяется, а вторая особенность броска тока намагничивания — пауза между полуволнами тока — подчеркивается (увеличивается).

В течение паузы в первичном токе индукция сердечника от значения B_s успевает снизиться до остаточной B_r , благодаря чему обеспечивается правильная трансформация следующей полуволны. Быстрое снижение индукции объясняется малой постоянной времени релаксации вторичного контура

$$T' = \frac{L_0}{R_\delta}, \quad (6)$$

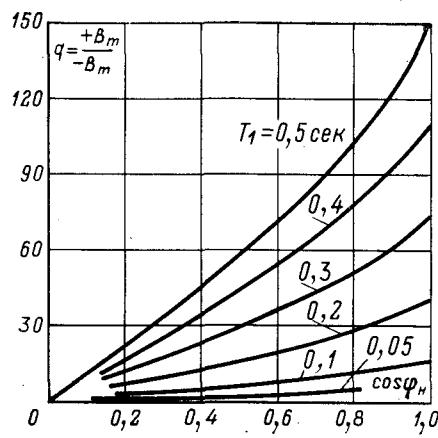


Рис. 2. К определению величины балластного сопротивления неискажающего преобразователя тока.

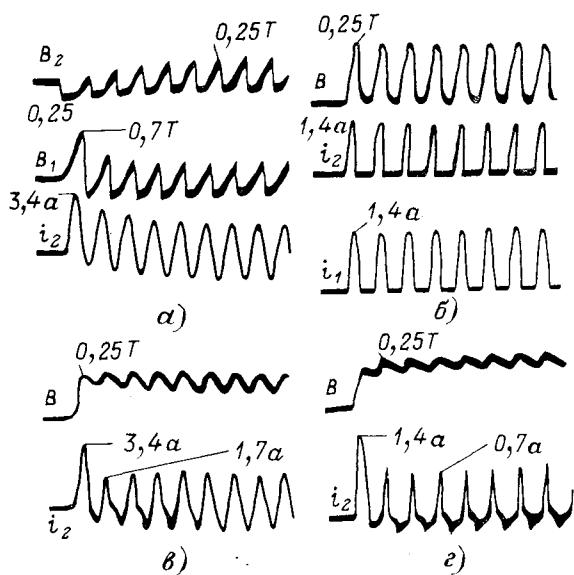


Рис. 3. Сравнительные осциллограммы работы неискажающего преобразователя тока (а и б) и обычного трансформатора тока (в и г).

где L_0 — индуктивность намагничивания ТТ.

У обычного ТТ постоянная T' велика, существенного снижения индукции во время паузы не наблюдается, вторичный ток значительно искажен, являясь двухполарным при однополярном первичном.

Поскольку при трансформации однополярных токов индукция сердечника преобразователя колеблется между B_s и B_r , то имеет смысл существенно уменьшить остаточную индукцию введением минимального технологического зазора. Кроме того, для обеспечения правильной работы преобразователя и нор-

мальной трансформации однополярных токов должно соблюдаться дополнительное условие

$$T_n \geq (3 \div 4) T', \quad (7)$$

где T_n — пауза в первичном однополярном токе.

Таким образом, рассматриваемый датчик тока может успешно применяться в схемах преобразователей, где при повреждениях могут появляться однополярные или смешанные токи. Причем, наиболее эффективным является его применение в цепях с однополярными токами одного знака (например, в плечах мостовых выпрямителей). В этом случае отпадает необходимость установки двух ТТ, так как достаточно использовать один полукомплект преобразователя и, кроме того, вместо тиристора можно установить обычный неуправляемый вентиль.

Выводы. 1. Применение во вторичных цепях трансформаторов тока тиристоров и диодов позволяет трансформировать без искажений токи с апериодической составляющей, смешанные токи, а также однополярные токи.

2. Наличие двух трансформаторов тока и необходимость стабилизации тока для целей измерения делают неискажающий преобразователь тока более дорогим. Использование полупроводниковых элементов несколько снижает его надежность. Однако его применение может быть оправдано в схемах преобразователей, а также для дифференциальной защиты трансформатора, поскольку бросок тока намагничивания трансформируется без искажений и имеется возможность использовать для отстройки защиты его характерные особенности, такие, как разность амплитуд и наличие бестоковой паузы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Сирота И. М. Трансформаторы тока с разомкнутым стальным сердечником. — «Электричество», 1961, № 1.
- Дроздов А. Д., Гармаш В. А. Улучшение работы трансформаторов тока в переходном режиме. — «Электричество», 1970, № 7.
- Дроздов А. Д. Датчик тока для релейной защиты. А. С. № 280620 (СССР). Опубл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1970, № 28.

[28.1.1974]

УДК 621.374.4.001.24

К теории автопараметрического деления частоты в феррорезонансных цепях

Канд. техн. наук КАРИМОВ А. С.
Ташкентский политехнический институт

Особое место в теории частотопреобразования занимает деление частоты переменного тока, основанное на явлении параметрического резонанса [Л. 1—3]. Если в общем случае уравнение нелинейной цепи может быть приведено к уравнению Ван-дер-Поля вида:

$$\ddot{x} - \varepsilon f(x, \dot{x}) + x = A \sin nt, \quad (1)$$

то при $A \rightarrow 0$ и малом значении параметра ε решение можно искать в виде $x = 2 \cos t$. Другими словами, если в цепи устанавливаются автопараметрические колебания на некоторой собственной частоте t , то поддержание их возможно за счет источника энергии с частотой nt при условии синхронизации автоколебаний и вынуждающей силы [Л. 4—7].

Покажем, что одним из возможных решений (1) является

$$x = a_0 \sin t + b_0 \cos t + \frac{A}{1 - n^2} \sin nt, \quad (2)$$

если $\varepsilon \approx 0$, а коэффициенты a_0 и b_0 — постоянные числа. Строго говоря, $a_0 = a(t)$ и $b_0 = b(t)$ являются функциями времени, но скорость изменения их считается пренебрежимо малой по сравнению с частотой собственных колебаний (метод медленно меняющихся амплитуд).

Проверим сказанное на примере деления частоты на три в последовательной феррорезонансной цепи, питающейся от синусоидального источника э. д. с. $e = E_m \cos 3t$ (см. рисунок).

Ферромагнитный элемент с характеристикой $i = a\phi + b\psi^3$ служит генератором субгармонических колебаний на частоте $t = \omega t$. Уравнение динамического равновесия цепи записывается в виде:

$$\frac{d^2\psi}{dt^2} + \frac{Ra}{\omega} \left(1 + \frac{3b}{a} \psi^2 \right) \frac{d\psi}{dt} + \frac{a + b\psi^2}{\omega^2 C} \psi = -\frac{3E_m}{\omega} \sin 3t, \quad (3)$$

в котором роль переменной x в соответствии с (1) выполняет потокосцепление ψ нелинейной индуктивности $L(i)$. Решение (3) будем искать в виде:

$$\psi = \Psi_{1/3} \sin(t + \theta) + \Psi_0 \sin(3t + \alpha_0), \quad (4)$$

где $\Psi_{1/3}$ — амплитуда потока третьей субгармоники;

$$\Psi_0 = \frac{3E_m}{8\omega} \text{ — амплитуда потока основной гармоники;}$$

θ и α_0 — начальные фазы мгновенных значений потоков $\psi_{1/3}(t)$ и $\psi_0(3t)$.

Определим условия соответствия решения (4) уравнению (3) методом гармонического баланса, распространив его только на частоты t и $3t$. Подставив (4) в (3), после некоторых преобразований получим:

$$\frac{3b}{4} \Psi_{1/3} \Psi_0 \cos(\alpha_0 - 3\theta) = a + \frac{3b}{4} \Psi_{1/3}^2 + \frac{3b}{2} \Psi_0^2 - \omega^2 C; \quad (5)$$

$$\frac{3b}{4} \Psi_{1/3} \Psi_0 \sin(\alpha_0 - 3\theta) = Ra\omega C; \quad (6)$$

$$8\Psi_0^2 \cos \alpha_0 = \frac{1}{3\omega^2 C} \left[\left(a + \frac{3b}{4} \Psi_{1/3}^2 + \frac{3b}{2} \Psi_0^2 - \omega^2 C \right) \Psi_{1/3}^2 - 3 \left(a + \frac{3b}{4} \Psi_0^2 + \frac{3b}{2} \Psi_{1/3}^2 - 9\omega^2 C \right) \Psi_0^2 \right]; \quad (7)$$

$$8\Psi_0^2 \sin \alpha_0 = \frac{Ra}{3\omega} (9\Psi_0^2 + \Psi_{1/3}^2). \quad (8)$$

Нетрудно видеть, что (5) и (7) определяют условие равенства единице коэффициента при ψ , а (6) и (8) — равенства нулю коэффициента при $\frac{d\psi}{dt}$ левой части (3). Очевидно, при

выполнении (5) — (8) будет обеспечено главное условие приведения (3) к виду (1): $\varepsilon \approx 0$. С другой стороны, эти же уравнения могут служить аппаратом для определения зоны автопараметрических колебаний (АПК) на частоте субгармоники τ , если их совместное решение построить на принципе исключения фазовых сдвигов α_0 и θ . Не вникая в подробности анализа зоны существования АПК и их устойчивости, укажем лишь на некоторые особенности поведения феррорезонансной цепи, представленной на рисунке в условиях синхронизации АПК на частоте τ с колебаниями вынуждающей силы на частоте 3τ .

В установившемся режиме возбуждения и поддержания субгармонических АПК феррорезонансный контур будет настроен на некоторую опорную частоту собственных автоколебаний

$$\omega_a = \sqrt{\frac{a + \frac{3b}{4} \Psi_{1/3}^2}{C}}, \quad (9)$$

ближкую к частоте субгармоники ω . Вообще же говоря, $\omega_a \neq \omega$ по двум основным причинам:

1) в формировании ω_a по (9) не учтено влияние потока Ψ_0 в предположении, что $\Psi_{1/3} \gg \Psi_0$;

2) формула (9) справедлива для $R \approx 0$.

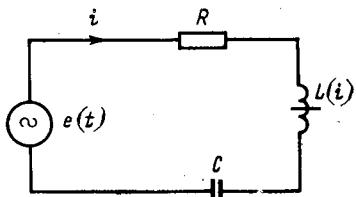
Однако отклонение ω_a от ω на $\pm \Delta\omega$ ($\Delta\omega \ll \omega_a$) в допустимых пределах не приводит к срыву автоколебаний, так как известную роль в процессе возбуждения и поддержания субгармонических АПК играет явление синхронизации. В самом деле, пусть в рассматриваемой цепи течет, главным образом, ток третьей субгармоники, созданный э. д. с. потока $\Psi_{1/3}$, т. е.

$$i(\tau) = \left(a + \frac{3b}{4} \Psi_{1/3}^2 \right) \Psi_{1/3} \sin(\tau + \theta) - \frac{b}{4} \Psi_{1/3}^3 \sin(3\tau + 3\theta). \quad (10)$$

Последний за промежуток времени T доставит в цепь от источника энергии

$$W = W_1 + W_2 = \int_0^T E_m \left(a + \frac{3b}{4} \Psi_{1/3}^2 \right) \Psi_{1/3} \sin(\tau + \theta) \cos 3\tau dt - \int_0^T E_m \frac{b}{4} \Psi_{1/3}^3 \sin(3\tau + 3\theta) \cos 3\tau dt. \quad (11)$$

Количество и направление движения энергии по (11) зависит от выбранного промежутка времени T и начальной фазы θ потока $\Psi_{1/3}(\tau)$, а следовательно, и тока $i(\tau)$. Если за исследуемый отрезок времени T взять период субгармоники $T_{1/3} = \frac{2\pi}{\omega}$, то результат интегрирования первого члена правой части (11) будет равен нулю.



В то же время составляющая тока субгармоники

$$i(3\tau) = \frac{b}{4} \Psi_{1/3}^3 \sin(3\tau + 3\theta),$$

являющаяся третьей высшей гармоникой по отношению к частоте автоколебаний, колебается синхронно с э. д. с. источника и доставляет в цепь энергию W_2 с постоянной мощностью

$$P_2 = -\frac{b}{4} \Psi_{1/3}^3 E_m \sin 3\theta = \frac{b}{4} \Psi_{1/3} \Psi_m \sin(3\theta \pm \pi), \quad (12)$$

зависящей только от фазы 3θ . Очевидно, максимальный приток энергии соответствует фазам

$$\theta = -\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}, \frac{7}{6}\pi, \dots, \quad (12a)$$

когда ток на частоте источника изменяется по закону

$$i = (3t) = \frac{b}{4} \Psi_{1/3}^3 \cos 3\tau \quad (13)$$

и совпадает по фазе с источником питания $e(3\tau)$. Таким образом, цепь имеет активный характер на частоте τ и индуктивный на частоте вынуждающей силы 3τ .

Теперь вернемся к (10) с целью уточнения полного спектра тока $i(\tau)$, в котором ранее были опущены компоненты от Ψ_0 и который практически имеет вид:

$$i(\tau) = \left[a + \frac{3b}{4} \Psi_{1/3}^2 + \frac{3b}{2} \Psi_0^2 - \frac{3b}{4} \Psi_{1/3} \Psi_0 \cos(\alpha_0 - 3\theta) \right] \Psi_{1/3} \sin(\tau + \theta) + \frac{3b}{4} \Psi_0 \Psi_{1/3}^2 \sin(\alpha_0 - 3\theta) \cos(\tau + \theta) + \left(a + \frac{3b}{4} \Psi_0^2 + \frac{3b}{2} \Psi_{1/3}^2 \right) \Psi_0 \sin(3\tau + \alpha_0) - \frac{b}{4} \Psi_{1/3}^3 \sin(3\tau + 3\theta) = i_{1/3}(\tau) + i_0(3\tau). \quad (14)$$

С учетом (12a) энергия преобразования частоты 3τ в τ достигает своего максимума при $\alpha_0 \approx 90^\circ$, когда

$$i_0(3\tau) = \left[\left(a + \frac{3b}{4} \Psi_0^2 + \frac{3b}{2} \Psi_{1/3}^2 \right) \Psi_0 + \frac{b}{4} \Psi_{1/3}^2 \right] \cos 3\tau. \quad (15)$$

Этому режиму согласно (5) и (8) соответствуют соотношения:

$$a + \frac{3b}{5} \Psi_{1/3}^2 + \frac{3b}{4} \Psi_{1/3} \Psi_0 + \frac{3b}{2} \Psi_0^2 = \omega^2 C; \quad (16)$$

$$8\Psi_0^2 = \frac{Ra}{3\omega} (9\Psi_0^2 + \Psi_{1/3}^2). \quad (17)$$

При соблюдении (16) и (17) достигается наилучший вариант устойчивого возбуждения субгармонических колебаний. Теперь остается правильно соблюдать режим расходования энергии на активные потери в цепи, а также в нагрузку. Важно, чтобы эта утечка активной мощности не превышала значения по (12), т. е. $P_h \leq P_2$. В противном случае колебания будут сорваны или не возбудятся вовсе.

Описанный выше метод анализа и расчета цепи находит свое подтверждение и в некоторых выводах, сделанных в [Л. 8]. Он может быть успешно применен и для случаев $n \neq 3$ (например, $n=2, 5$ и т. п.).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Андронов А. А., Витт А. А., Хайкин С. Э. Теория колебаний. М., Физматгиз, 1959. 915 с.
2. Мандельштам Л. И. Лекции по теории колебаний. М., Наука, 1972. 470 с.
3. Боголюбов Н. Н., Митропольский Ю. А. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний. М., Физматгиз, 1963.
4. Бессонов Л. А. Нелинейные электрические цепи. М., Высшая школа, 1964. 429 с.
5. Харкевич А. А. Нелинейные и параметрические явления в радиотехнике. М., Гостехиздат, 1956. 184 с.
6. Хаяси Т. Нелинейные колебания в физических системах. М., Мир, 1968. 432 с.
7. Андреев В. С. Теория нелинейных электрических цепей. М., Связь, 1972. 326 с.
8. Бамдас А. М., Шапиро С. В., Давыдова Л. Н. Ферромагнитные делители частоты. М., Энергия, 1967. 108 с.

[1.3.1974]

Специфика работы трехфазного мостового выпрямителя при его питании от инвертора напряжения

ВЫСОЧАНСКИЙ В. С.

Москва

В автономных энергетических системах в ряде случаев возникает необходимость трансформировать и выпрямлять напряжение единственного источника переменного тока — инвертора напряжения. Форма кривой напряжения инверторов этого типа резко отлична от синусоидальной, применительно к которой разработана теория работы выпрямительных устройств [Л. 1 и 2]. Поэтому представляет интерес работа выпрямителя при его питании от источника со ступенчатой формой кривой напряжения.

Наибольшее распространение нашли мостовые схемы выпрямителей и инверторов (рис. 1). Инвертор выполнен на идеальных вентилях, под которыми будем понимать вентили, отпираемые и запираемые подачей соответствующих команд на их управляющие электроды. Сопротивление этих вентилей в открытом состоянии равно нулю, в закрытом состоянии — бесконечно большой величине. Время восстановления их вентильных свойств равно нулю. Импульсы управления вентилями инвертора обеспечивают 180-градусный режим проводимости вентилей. Инвертор питается от источника бесконечной мощности с постоянной э. д. с. Выпрямитель подключен к инвертору через активно-индуктивное сопротивление линии передачи, трансформатора или входного дросселя.

Сначала рассмотрим работу выпрямителя при нулевом значении его входного сопротивления. Пусть в системе установленся стационарный периодический процесс, и в рассматриваемый отрезок времени Δt_1 открыты вентили 1, 2, 3, 1B, 2B. Пусть индуктивность на выходе выпрямителя достаточно велика для того, чтобы можно было принять ток нагрузки I постоянным. На рис. 2 приведены кривые напряжения всех фаз инвертора (пунктирными линиями обозначены моменты времени, соответствующие моментам запирания вентилей 1—6). Внутри интервала времени Δt_1 мгновенные значения напряжений фаз A и B неизменны и равны друг другу. Поэтому, если в это время подать отпирающий импульс на вентиль 3B, то вентиль 1B не запрется. Отпирание вентиля 3B приведет лишь к уменьшению тока вентиля 1B. Вентиль 1B запрется лишь тогда, когда будет заперт вентиль 1 и вступивший в работу диод 1' с помощью вентиля 3 и 3B подаст к вентилю 1B отрицательное анодное напряжение. Одновременно с запиранием вентиля 1B вентиль 3B берет на себя весь ток нагрузки. Коммутация тока с вентиля на вентиль происходит мгновенно, поэтому выходное напряжение выпрямителя остается неизменным и равным E. Теперь токи проводят вентили 2, 3, 2B, 3B и в открытом состоянии находится вентиль 4. Если опять до момента запирания вентиля 2 подать отпирающий импульс на вентиль 4B, то вентиль 2B не запрется, так как напряжение коммутации в контуре этих вентилей (между точками B и C) равно нулю. При запирании же вентиля 2 вентиль 2B благодаря диоду 2 и вентилям 4 и 4B оказывается под отрицательным анодным напряжением и запирается. Таким образом, момент запирания очередного вентиля выпрямителя обязательно совпадает с моментом запирания питающего его вентиля инвертора.

Рассмотренный режим работы выпрямителя соответствует режиму работы с полным напряжением, когда $U_d = U_{d\max} = E$. Рассмотрим теперь работу выпрямителя и инвертора при угле регулирования α выпрямителя $\alpha > 0$. Как и при синусоидальном входном напряжении, отсчет угла регулирования будем вести от момента появления на вентилях выпрямителя ком-

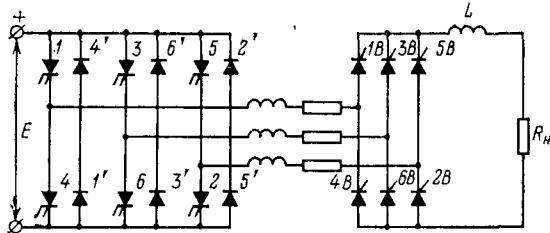


Рис. 1.

1—6 — основные (полностью управляемые) вентили инвертора; 1'—6' — обратные диоды; 1B—6B — управляемые вентили — тиристоры выпрямителя; r, L — резисторы и индуктивности входных цепей выпрямителя, L_H — индуктивность в цепи нагрузки; R — резистор нагрузки.

мутирующего напряжения. В нашем случае этот момент совпадает с моментом запирания вентиля инвертора предыдущей по порядку работы фазы. Так отсчет угла регулирования вентиля 1B ведется от момента запирания вентиля 5, отсчет угла регулирования вентиля 2B ведется от момента запирания вентиля 6 и т. п.

Пусть в исходном положении ток проводят вентили 1, 2, 1B, 2B и подан отпирающий импульс на вентиль 3. С момента запирания вентиля 1 мгновенная величина напряжения выпрямителя становится равной нулю. Ток нагрузки выпрямителя замыкается по цепи 2B—2—1—1B. Спустя время, соответствующее величине α , отпирают вентиль 3B, в результате чего мгновенно запирается вентиль 1B (по цепи 3—3B—1B—1'), а выпрямленное напряжение становится равным E. Подача отпирающего импульса на вентиль 4 ничего не меняет: ток нагрузки проводят вентили 2, 3, 2B, 3B. После запирания вентиля 2 выходное напряжение выпрямителя снова падает до нуля, а его ток теперь замыкается по цепи 2'—3. Напряжение выпрямителя остается равным нулю до момента отпирания вентиля 4B, когда мгновенно по цепи 2'—2B—4B—4 запирается вентиль 2B, после чего напряжение выпрямителя снова становится равным E, и так далее. Кривая выпрямленного напряжения представляет собой последовательность прямоугольных импульсов (рис. 2).

Как следует из рис. 2, среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = E \frac{\pi/3 - \alpha}{\pi/3} = E v, \quad (1)$$

где v — глубина регулирования напряжения,

$$v = \frac{U_d}{U_{d\max}} = 1 - \frac{3}{\pi} \alpha. \quad (2)$$

Рассмотрим теперь инверторный режим работы выпрямителя. Пусть в исходном положении выпрямитель работает в выпрямительном режиме при $\alpha = \alpha_1$ (рис. 3), ток проводят вентили 6, 1, 6B, 1B, подан отпирающий импульс на вентиль 2 и в это время устанавливается $\alpha_2 > \pi/3$. Тогда с момента запирания вентиля 6 и до момента запирания вентиля 1 ток нагрузки будет замыкаться по цепи 6'—1, а мгновенное значение напряжения выпрямителя $u(t) = 0$.

В момент запирания вентиля 1 разрывается цепь 6'—1 и ток нагрузки начинает замыкаться по цепи 1'—6', протекая через источник встречно его напряжению. Напряжение выпрямителя меняет знак. Теперь $u(t) = -E$. Значение и знак напряжения выпрямителя будут сохраняться до момента подачи отпирающего импульса на вентиль 2B.

В момент отпирания вентиля 2B вентиль 6B мгновенно запирается напряжением источника питания по цепи 6'—6B—2B—2. С этого момента и до момента запирания вен-

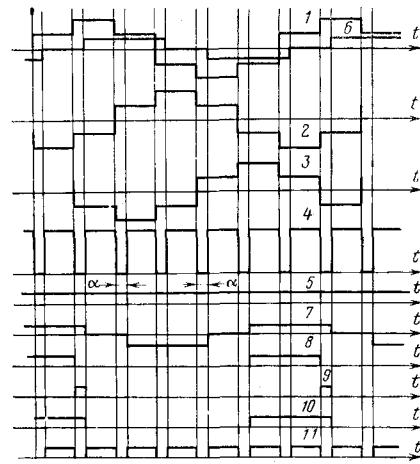


Рис. 2.

1, 2, 3 — напряжения фаз A, B и C инвертора; 4 — напряжение нагрузки; 5 — ток нагрузки; 6, 7 — токи фаз A и C; 8, 9, 10 — токи вентилей 5, 5', 5B; 11 — входной ток инвертора.

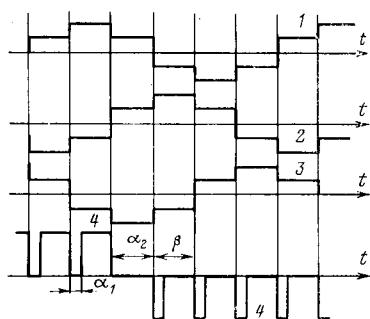


Рис. 3.

1, 2, 3 — напряжения фаз А, В и С;
4 — напряжение выпрямителя.

тиля 2 напряжение $u(t) = 0$. При запирании последнего напряжения $u(t)$ вновь становится $u(t) = -E$ и так далее.

Выражение (1) справедливо и при инверторном режиме работы выпрямителя. При $\alpha = 2\pi/3$ $U_d = -E$. Во всем диапазоне изменения напряжения его величина линейно зависит от угла регулирования α . Максимальный угол регулирования вентилем выпрямителя оказывается равным $2\pi/3$, а не π , как это имеет место при синусоидальном входном напряжении. Соответственно и угол $\beta = 2\pi/3 - \alpha$. Поскольку при инвертировании тока выпрямителя запирание его вентилем в любой момент времени осуществляется напряжением источника питания, то инверторный режим работы выпрямителя возможен при любом значении β вплоть до $\beta = 0$.

В общем случае выпрямитель подключен к инвертору через импедансы сети, дросселя или трансформатора, поэтому коммутация тока с одних вентилем на другие не будет мгновенной. Пусть входные импедансы всех трех фаз выпрямителя одинаковы. Тогда при коммутации тока с вентилем 1В на вентиль 3В справедливы следующие уравнения:

$$i_3r + L \frac{di_3}{dt} - i_1r - L \frac{di_1}{dt} = E; \quad (3)$$

$$i_1 + i_3 = I = \text{const}, \quad (4)$$

где i_1 (i_3) — ток вентиля 1В (3В).

Решив эти уравнения, получим:

$$i_3 = \frac{I}{2} (1 - e^{-t/\tau}) + \frac{E}{2r} (1 - e^{-t/\tau}); \quad (5)$$

$$i_1 = \frac{I}{2} (1 + e^{-t/\tau}) - \frac{E}{2r} (1 - e^{t/\tau}), \quad (6)$$

где $\tau = L/r$.

Поскольку $2\pi fL \gg r$, примем $r = 0$. Тогда из (5) и (6) следует:

$$\lim_{r \rightarrow 0} i_3 = \frac{E}{2L} t, \quad (7)$$

$$\lim_{r \rightarrow 0} i_1 = I - \frac{E}{2L} t. \quad (8)$$

К моменту окончания коммутации $i_3 = I$, поэтому время коммутации найдем из выражения (7):

$$t_k = \frac{2IL}{E}. \quad (9)$$

Так как

$$\frac{t_k}{T} = t_k f = \frac{\gamma}{2\pi}, \quad (10)$$

где γ — угол коммутации, то

$$\gamma = \frac{2IL}{E} 2\pi f = \frac{4\pi f IL}{E}. \quad (11)$$

Значение коммутирующего напряжения выпрямителя во всех режимах работы постоянно, поэтому величина угла коммутации не зависит от угла регулирования напряжения.

В процессе коммутации выходное напряжение выпрямителя также постоянно и равно:

$$u = E - L \frac{di_3}{dt} = \frac{E}{2}. \quad (12)$$

Поэтому среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = E \left[1 - \frac{3}{\pi} \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \right] = E \left(1 - \frac{3}{\pi} \alpha \right) - 6IfL. \quad (13)$$

Кривая выходного напряжения выпрямителя, питающегося от инвертора, идентична кривой напряжения выпрямителя, имеющей место при широтном методе регулирования напряжения, поэтому в соответствии с [Л. 3] коэффициент мощности на входе выпрямителя K_m может быть найден из выражения

$$K_m = \frac{V_v}{K_I}, \quad (14)$$

где K_I — коэффициент формы тока нагрузки выпрямителя.

При $\alpha \neq 0$ ток источника питания становится разрывным, поэтому при конечном значении мощности источника питания и линии передачи непосредственно на входе инвертора должен быть включен конденсатор для приема энергии магнитных полей входных индуктивностей инвертора. В реальных условиях инвертор выполняется на тиристорах и эта энергия может восприниматься непосредственно коммутирующими конденсаторами инвертора.

Рассмотренные выше режимы совместной работы выпрямителя и инвертора позволяют отметить следующее:

1. Запирание очередного вентиля выпрямителя возможно только после запирания вентиля инвертора, к которому подключен вентиль выпрямителя.

2. Поскольку моменты коммутации вентилем выпрямителя зависят от моментов коммутации вентилем инвертора, то целесообразно систему управления вентилем выпрямителя согласовывать непосредственно с задающим генератором инвертора.

3. Во внекоммутационные интервалы времени в инверторе, как и в выпрямителе, ток проводят только два вентиля.

4. Угол коммутации вентилем выпрямителя не зависит от глубины регулирования напряжения.

5. Диапазон изменения угла регулирования выпрямителя составляет $0 \div \pi/3$ в выпрямительном и $\pi/3 \div 2\pi/3$ в инверторном режимах.

6. Среднее значение выпрямленного напряжения находится в линейной зависимости от угла регулирования.

7. Выходное напряжение выпрямителя и входной ток инвертора имеют вид последовательности прямоугольных импульсов. Знак последовательности меняется только при изменении режима работы выпрямителя. Поэтому, если выпрямитель предназначен для работы только в выпрямительном режиме, то инвертор может питаться от источника с униполярной проводимостью.

8. Потребление энергии в выпрямительном режиме работы выпрямителя при $\alpha \neq 0$ и генерирование энергии в инверторном режиме работы выпрямителя при $\beta \neq 0$ производится дискретно.

9. Работа выпрямителя в инверторном режиме возможна и при $\beta = 0$.

10. При полной величине выпрямленного напряжения средний ток основных вентилем инвертора равен среднему току вентилем выпрямителя. По мере снижения напряжения выпрямителя при неизменном токе нагрузки средний ток основных вентилем инвертора уменьшается, а средний ток обратных вентилем увеличивается.

11. Максимальное прямое и максимальное обратное напряжение на вентилях выпрямителя равно максимальной величине выпрямленного напряжения.

12. Коэффициент мощности выпрямителя при ступенчатой форме кривой входного напряжения выше, чем при синусоидальной. С изменением глубины регулирования напряжения v он меняется пропорционально \sqrt{v} , а не пропорционально v , как это имеет место при синусоидальном напряжении.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Каганов И. Л. Электронные и ионные преобразователи. (Основы промышленной электроники), ч. 3. М., Госэнергоиздат, 1956, 528 с.
- Гуткин Б. М. Ионный привод постоянного тока. М., «Энергия», 1965, 456 с.
- Высочанский В. С., Чаплыгин Ю. Н. Коэффициент мощности трехфазного мостового выпрямителя. — «Электротехника», 1972, № 11, с. 33—34.

Коррекция бесконтактных следящих систем постоянного тока с помощью нереверсивного тахогенератора

Канд. техн. наук ЗУБОВ М. А., инж. МАТЮХИНА Л. И., канд. техн. наук МИХАЛЕВ А. С.
Рязанский радиотехнический институт

Хорошие эксплуатационные показатели бесконтактных двигателей постоянного тока (БДПТ) — высокая надежность, отсутствие радиопомех, возможность работы в агрессивных средах и в вакууме, — делают их перспективными исполнительными элементами следящих систем [Л. 1 и 2].

Не менее важным преимуществом этого класса машин является наличие в составе коммутатора полупроводниковых усилиительно-преобразовательных устройств, позволяющих просто реализовать различные нелинейные законы управления двигателя [Л. 3].

Управление частотой вращения БДПТ осуществляется, как правило, импульсным способом от нереверсивного широтно-импульсного преобразователя, а изменение направления вращения производится за счет специального релейного канала реверса (КР). В [Л. 4] рассмотрен способ коррекции следящих систем путем замыкания реверсивных скоростных обратных связей на канал реверса БДПТ. Реализация такой коррекции встречает, однако, существенные затруднения, поскольку в условиях, при которых обычно работают БДПТ, щеточные тахогенераторы постоянного тока не приемлемы из-за низкой надежности, а асинхронные — вследствие больших габаритов и необходимости применения источников переменного напряжения.

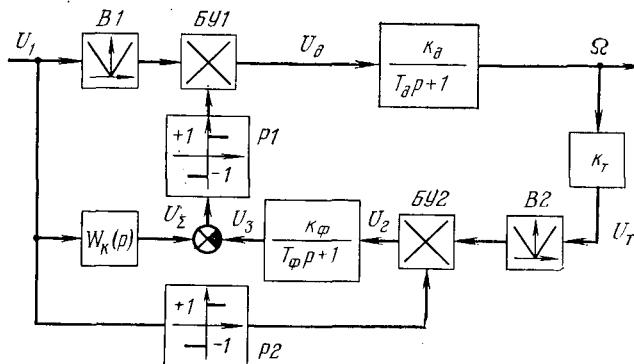


Рис. 1. Структурная схема коррекции БДПТ с помощью нереверсивного тахогенератора.

Реверсивные бесконтактные тахогенераторы постоянного тока (РБГПТ), описанные в [Л. 5], по своим эксплуатационным показателям не уступают БДПТ,

но отличаются сложностью схемных решений. В статье предложена и исследована коррекция следящих систем с БДПТ, осуществляемая с помощью нереверсивного тахогенератора.

Схема двигателя с такой коррекцией представлена на рис. 1, где особенности управления БДПТ интерпретированы в непрерывном приближении схемой из выпрямителя B_1' и блока умножения B_{U1} , в котором модуль входного напряжения U_1 умножается на «+1» или «-1» в зависимости от состояния реле P_1 в КР. Цепь коррекции состоит из нереверсивного тахогенератора (k_t , B_2), напряжение которого в B_{U2} умножается на «+1» или «-1» в зависимости от состояния P_2 , т. е. полярности U_1 .

Таким образом, измене-

ние полярности сигнала обратной связи осуществляется в предложененной схеме при изменении знака входного сигнала, а не знака скорости, как это имеет место в РБДПТ, что существенно упрощает техническую реализацию коррекции.

Из диаграмм на рис. 2, иллюстрирующих работу схемы в гармоническом режиме при $W_k(p)=1$, следует, что суммарное напряжение U_Σ , поступающее на P_1 , проходит через нуль при угле ψ_1 , в связи с чем блок умножения B_{U1} вносит в напряжение нелинейную деформацию.

Если представить схему на рис. 1 последовательным соединением нелинейного и апериодического звеньев, то коэффициенты гармонической линеаризации нелинейной части между координатами U_1 и U_d , можно записать в виде:

$$q(\omega) = \frac{1}{\pi} [2\psi_1 - \pi - 2 \sin \psi_1]; \quad (1)$$

$$q'(\omega) = \frac{1}{\pi} [1 - \cos \psi_1]. \quad (2)$$

Неизвестный угол переключения реле P_1 в (1) и (2) надлежит найти, решив методом припасовывания нелинейное уравнение $U_\Sigma = 0$. Предполагая, что при $U_1 = \sin \omega t$ электромеханическая инерция двигателя достаточно хорошо фильтрует высшие гармоники напряжения, в скорости двигателя учтем лишь первую гармонику:

$$\Omega = b \sin(\omega t - \varphi), \quad (3)$$

где b и φ — амплитуда и фаза скорости двигателя.

Представим далее время состоящим из n одинаковых интервалов продолжительностью π/ω , тогда на любом n -м интервале с использованием диаграммы на рис. 2 для выходного напряжения U_3 фильтра можно записать следующие дифференциальные уравнения:

$$T_\Phi \frac{dU_3}{dt} + U_3 = -k_t k_\Phi b \sin \left[\omega \left(t - n \frac{\pi}{\omega} \right) - \varphi \right] \quad \text{при } n \frac{\pi}{\omega} \leq t \leq n \frac{\pi}{\omega} + \frac{\varphi}{\omega}; \quad (4)$$

$$T_\Phi \frac{dU_3}{dt} + U_3 = k_t k_\Phi b \sin \left[\omega \left(t - n \frac{\pi}{\omega} \right) - \varphi \right] \quad \text{при } n \frac{\pi}{\omega} + \frac{\varphi}{\omega} \leq t \leq (n+1) \frac{\pi}{\omega}. \quad (5)$$

Решение (4) при начальных условиях $U_3 \left[n \frac{\pi}{\omega} \right]$ имеет вид:

$$U_3(t) = -\frac{T_\Phi k_t k_\Phi b}{1 + \omega^2 T_\Phi^2} \left\{ \frac{1}{T_\Phi} \sin \left[\omega \left(t - n \frac{\pi}{\omega} \right) - \varphi \right] - \omega \cos \left[\omega \left(t - n \frac{\pi}{\omega} \right) - \varphi \right] \right\} + \\ + \left[U_3 \left(n \frac{\pi}{\omega} \right) - \frac{T_\Phi k_t k_\Phi b}{1 + \omega^2 T_\Phi^2} \left(\frac{1}{T_\Phi} \sin \varphi + \omega \cos \varphi \right) \right] e^{-\frac{t-n \frac{\pi}{\omega}}{T_\Phi}} \quad \text{при } n \frac{\pi}{\omega} \leq t \leq n \frac{\pi}{\omega} + \frac{\varphi}{\omega}. \quad (6)$$

При $t = n \frac{\pi}{\omega} + \frac{\varphi}{\omega}$ из (6) имеем:

$$U_3 \left[n \frac{\pi}{\omega} + \frac{\varphi}{\omega} \right] = \frac{T_\Phi k_t b \omega}{1 + \omega^2 T_\Phi^2} + \left[U_3 \left(n \frac{\pi}{\omega} \right) - \frac{T_\Phi k_t k_\Phi b}{1 + \omega^2 T_\Phi^2} \left(\frac{1}{T_\Phi} \sin \varphi + \omega \cos \varphi \right) \right] e^{-\frac{\varphi}{\omega T_\Phi}}. \quad (7)$$

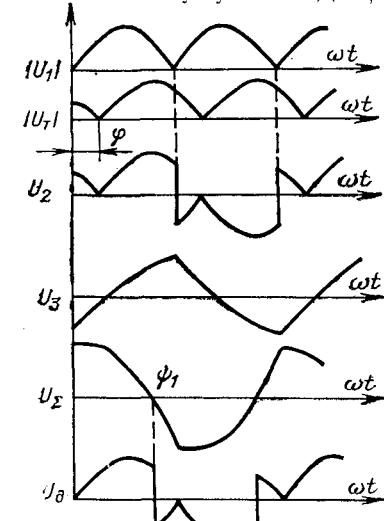


Рис. 2. Временные диаграммы при синусоидальном управляемом сигнале.

Решение (5) при начальных условиях (7) определяется следующим выражением:

$$U_s(t) = \frac{T_\Phi k_\Phi b}{1 + \omega^2 T_\Phi^2} \left\{ \frac{1}{T_\Phi} \sin \left[\omega \left(t - n \frac{\pi}{\omega} \right) - \varphi \right] - \omega \cos \left[\omega \left(t - n \frac{\pi}{\omega} \right) - \varphi \right] \right\} + \left\{ 2 \frac{k_\Phi b T_\Phi \omega}{1 + \omega^2 T_\Phi^2} + \left[U_s \left(n \frac{\pi}{\omega} \right) - \frac{k_\Phi b T_\Phi}{1 + \omega^2 T_\Phi^2} \left(\frac{1}{T_\Phi} \sin \varphi + \omega \cos \varphi \right) \right] e^{-\frac{\varphi}{\omega T_\Phi}} \right\} \times \\ \times e^{-\frac{t-n\frac{\pi}{\omega}-\frac{\varphi}{\omega}}{T_\Phi}} \quad \text{при } n \frac{\pi}{\omega} + \frac{\varphi}{\omega} \leq t \leq (n+1) \frac{\pi}{\omega}. \quad (8)$$

Для установившегося режима, очевидно, должно выполняться условие:

$$U_s \left[(n+1) \frac{\pi}{\omega} \right] = -U_s \left[n \frac{\pi}{\omega} \right]. \quad (9)$$

Подставляя в (8) значение $t = (n+1) \frac{\pi}{\omega}$ и используя условие (9), определяем величину $U_s \left[n \frac{\pi}{\omega} \right]$, которая представляет собой начальные условия на n -м интервале:

$$U_s \left[n \frac{\pi}{\omega} \right] = -\frac{k_\Phi b T_\Phi}{1 + \omega^2 T_\Phi^2} \times \\ \times \frac{\frac{1}{T_\Phi} \sin \varphi + \omega \cos \varphi + 2\omega e^{-\frac{\pi-\varphi}{\omega T_\Phi}} - \left(\frac{1}{T_\Phi} \sin \varphi + \omega \cos \varphi \right) e^{-\frac{\pi}{\omega T_\Phi}}}{1 + e^{-\frac{\pi}{\omega T_\Phi}}}. \quad (10)$$

Моменты переключения релейного элемента в канале реверса при $W_k(p)=1$ формально можно найти, решив одно из следующих уравнений:

$$\sin \left[\omega \left(t - n \frac{\pi}{\omega} \right) \right] - U_s(t) = 0; \quad n \frac{\pi}{\omega} \leq t \leq n \frac{\pi}{\omega} + \frac{\varphi}{\omega}; \quad (11)$$

$$\sin \left[\omega \left(t - n \frac{\pi}{\omega} \right) \right] - U_s(t) = 0; \quad n \frac{\pi}{\omega} + \frac{\varphi}{\omega} \leq t \leq (n+1) \frac{\pi}{\omega}. \quad (12)$$

Однако физика процессов такова, что искомые углы всегда определяются вторым из указанных уравнений. Для вычисления угла переключения ψ_1 необходимо из (8) и (10) исключить параметры b и φ . С этой целью напряжение на двигателе запишем в виде:

$$U_\partial = k_h \sin(\omega t + \beta_h), \quad (13)$$

где

$$k_h = \sqrt{q(\omega)^2 + q'(\omega)^2}, \quad \beta_h = \arctg \frac{q'(\omega)}{q(\omega)}$$

— коэффициент передачи и фазовый сдвиг, вносимый нелинейной частью схемы.

Как видно из рис. 1,

$$\Omega = \frac{k_h k_\partial}{\sqrt{1 + \omega^2 T_\partial^2}} \sin(\omega t + \beta_h - \arctg \omega T_\partial). \quad (14)$$

Из тождества выражений (3) и (14) величины b и φ определяются через параметры двигателя следующим образом:

$$b = \frac{k_h k_\partial}{\sqrt{1 + \omega^2 T_\partial^2}}; \quad \left. \begin{array}{l} \\ \varphi = -\beta_h + \arctg \omega T_\partial. \end{array} \right\} \quad (15)$$

Подставляя в (8), (10) и (12) значения b и φ из (15) и полагая $n=0$, а $\omega t=\psi_1$, получаем трансцендентное уравнение,

Вологодская областная универсальная научная библиотека

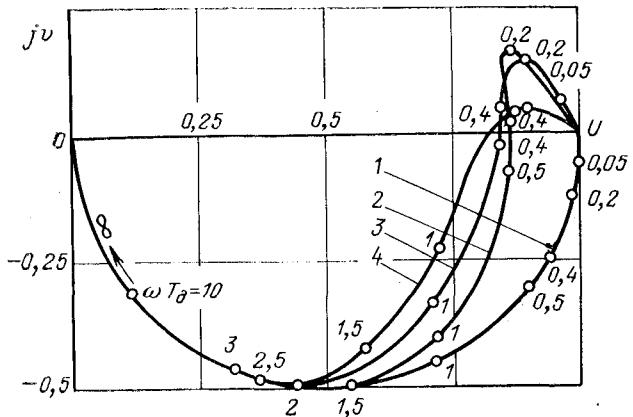


Рис. 3. Амплитудно-фазовые характеристики БДПТ.
1 — без коррекции; 2 — при $c=3$; 3 — при $c=2$; 4 — при $c=0,5$.

решение которого определяет момент переключения канала реверса БДПТ:

$$\frac{\sin \psi_1 \sqrt{1 + \omega^2 T_\partial^2} \sqrt{1 + c^2 \omega^2 T_\partial^2}}{kk_h} = \sin(\psi_1 + B) - c\omega T_\partial \cos(\psi_1 + B) + \left\{ 2c\omega T_\partial - \left[\frac{(c\omega T_\partial \cos B - \sin B) \left(1 - e^{-\frac{\pi}{c\omega T_\partial}} \right) +}{1 + e^{-\frac{\pi}{c\omega T_\partial}}} \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{2c\omega T_\partial e^{-\frac{\pi+B}{c\omega T_\partial}}}{1 + e^{-\frac{\pi+B}{c\omega T_\partial}}} - \sin B - c\omega T_\partial \cos B \right] e^{\frac{B}{c\omega T_\partial}} \right\} e^{-\frac{\psi_1+B}{c\omega T_\partial}}, \quad (16)$$

где $c = \frac{T_\Phi}{T_\partial}$; $k = k_\partial k_\Phi$; $B = \beta - \arctg \omega T_\partial$.

Отметим, что угол ψ_1 переключения $P1$, а следовательно, и коэффициенты гармонической линеаризации, определяемые уравнениями (1) и (2), зависят лишь от частоты входного сигнала и не зависят от его амплитуды, т. е. исследуемая коррекция относится к классу псевдолинейных.

На ЦВМ по (16) рассчитывался угол ψ_1 переключения КР, который затем использовался для определения амплитудно-фазовой характеристики БДПТ по (14), (1) и (2). Эти характеристики при $k=0,95$ приведены на рис. 3, причем для увеличения общности результатов параметрами этих характеристик приняты величины ωT_∂ и $c=T_\Phi/T_\partial$; там же для сравнения приведена частотная характеристика БДПТ без коррекции.

Как видно из рис. 3, заметное уменьшение инерционности БДПТ путем замыкания напряжения нереверсивного тахогенератора на вход канала реверса достигается в большом диапазоне частот по существу без уменьшения коэффициента передачи контура двигателя. Особенно примечателен тот факт, что в области низких частот двигатель ведет себя как дифференцирующее устройство, т. е. вектор скорости опережает вектор приложенного напряжения (максимум такого опережения на рис. 3 составляет 10–15°). При общепринятой коррекции путем замыкания жестких или гибких отрицательных скоростных обратных связей на один из каскадов усилительного тракта не удается получить фазового опережения скорости, а уменьшение инерционности двигателя сопровождается значительным ослаблением статистического или динамического коэффициентов передачи контура двигателя.

Расчеты показывают, что с возрастанием k корректирующий эффект увеличивается. Вместе с тем для исключения автоколебательных режимов при некоторых видах входного воздействия, например при линейной заводке, в следящих системах состояние реле $P1$ должно определяться знаком сигнала U_1 , т. е. $k < 1$.

Таким образом, при проектировании систем с описываемым способом коррекции статический коэффициент передачи конту-

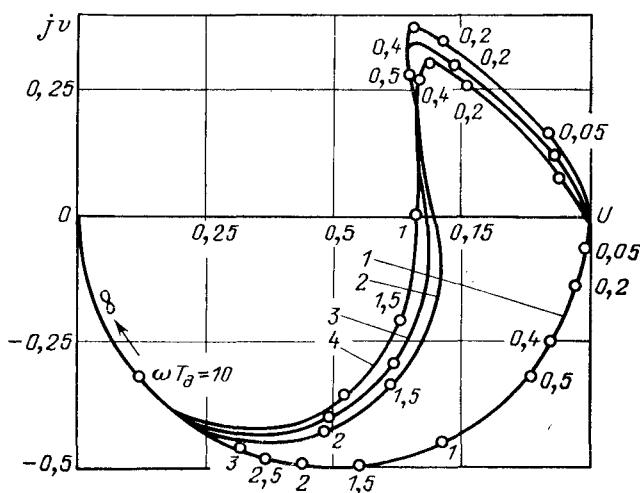


Рис. 4. Амплитудно-фазовые характеристики БДПТ.
1 — без коррекции; 2 — при $c=3$; 3 — при $c=2$; 4 — при $c=0,5$.

ра из двигателя, тахогенератора и фильтра целесообразно выбирать в пределах $0,9 < k < 0,95$.

Значительный интерес представляет комбинированный способ коррекции путем включения в цепь сигнала управления каналом реверса фазоизменяющих звеньев с передаточной функцией $W_k(p)$ и одновременным замыканием на вход $P1$ нереверсивной скоростной обратной связи (рис. 1). Если

$$W_k(p) = G_0 \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}, \quad (17)$$

то угол ψ_1 переключения $P1$ определяется из (16) при замене $\sin \psi_1$ в его левой части выражением:

$$\Phi = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 T_1^2}}{\sqrt{1 + \omega^2 T_2^2}} \sin(\psi_1 + \arctg \omega T_1 - \arctg \omega T_2). \quad (18)$$

Рассчитанные на ЦВМ для этого случая амплитудно-фазовые характеристики двигателя в зависимости от параметра ωT_d представлены на рис. 4 при различных значениях c и $k = G_0 k_d k_t k_\phi = 0,95$, $T_2 = T_d$, $T_1 = 3T_d$. Как видно из рис. 4, использование комбинированной коррекции позволяет существенно расширить область частот, в которой БДПТ ведет себя как дифференцирующее звено, и увеличить до $25\text{--}30^\circ$ максимум фазового опережения скорости по-прежнему без заметного уменьшения коэффициента передачи контура двигателя. Исследованный способ коррекции проверялся путем моделирования следящих систем на аналоговых машинах, и его сравнение со способом, описанным в [Л. 4], показало их практическую одинаковую эффективность.

Выводы. 1. Способ коррекции следящих систем с БДПТ с помощью нереверсивного тахогенератора отличается простотой схемной реализации по сравнению с подобной коррекцией реверсивными бесконтактными тахогенераторами постоянного тока.

2. Коррекция за счет замыкания обратных связей на канал реверса БДПТ позволяет в отличие от общепринятого охвата двигателя скоростными связями существенно уменьшить инерционность двигателя, практически не снижая его коэффициента передачи в рабочем диапазоне частот.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Овчинников И. Е., Лебедев Н. И. Бесконтактные двигатели постоянного тока автоматических устройств. М., «Наука», 1966.
2. Лодочкин Э. А., Юферов Ф. М. Микроэлектродвигатели для систем автоматики. М., «Энергия», 1969.
3. Нелинейные корректирующие устройства в системах автоматического управления. Под ред. Ю. И. Топчева. М., «Машиностроение», 1971.
4. Матюхина Л. И., Жихалев А. С. Псевдолинейная коррекция следящих систем с использованием скоростных обратных связей. — «Изв. вузов. Приборостроение», 1973, № 5.
5. Путников В. В., Рыбаков В. С., Слесарев А. В. Реверсивные бесконтактные тахогенераторы постоянного тока. М., Информэлектро, 1970.

[9.5.1973]

По страницам технических журналов

Работа Международной организации законодательной метрологии. — «2nd Int. Conf. Meter., Appar. and Tariffs Elec. Supply», 1972. London, 1972, с. 402—410. Международная организация законодательной метрологии (МОЗМ) создана в 1956 г. Основная ее цель состоит в координации технических и содержащихся в законах разных стран требований, которым должны отвечать измерения. За 17 лет МОЗМ опубликовала 19 и подготовила 20 рекомендаций для обсуждения на четвертой международной конференции по законодательной метрологии. МОЗМ тесно сотрудничает с Международной организацией по стандартам и МЭК по вопросам, представляющим взаимный интерес. В сферу влияния МОЗМ входят: измерительные приборы, методы измерений, иерархия эталонов и стандартов, техническое образование персонала и т. п.

Экономические проблемы строительства новых электростанций в США. — «Power Eng.», 1972, 76, № 6, с. 40—43. В последние годы стоимость строительства электростанций в США резко возросла и ожидается, что па перспективу нынешние темпы роста капитальных затрат на сооружение генераторных установок будут сохраняться или даже увеличиваться. К числу причин, обусловливающих создавшееся положение, относят: рост оплаты труда в строительстве; увеличение сложности работ в строительстве, особенно АЭС; снижение темпов роста производительности труда на строительных работах, растянутые графики производства строительных работ; повышение требований к качеству строительства; повышение тре-

бований по технике безопасности; введение новых требований в отношении загрязнения окружающей среды; рост стоимости оборудования и увеличение сроков его поставок; удлинение процедуры получения разрешения на строительство и некоторые другие факторы.

Перспективы электроэнергетики США. — «Elec. Appar.», 1973, 26, № 4, с. 24—28, 32, 34, 35. До последнего времени вопрос об экономии энергии в промышленности практически не поднимался, а в быту применение электрических устройств непрерывно расширялось. Около 43% общего потребления электроэнергии приходится на промышленность и 33% на быт (главным образом на кондиционирование воздуха, отопление и приготовление пищи). Потребление электроэнергии удваивается каждые 10 лет, и к 2000 г. потребуется построить новые электростанции общей мощностью, в 7 раз превышающей мощность существующих электростанций. По прогнозам Федеральной энергетической комиссии к 1990 г. мощность электростанций (в настоящее время 340 млн. квт) вырастет вчетверо; учитывая современный рост цен и его тенденцию, можно полагать, что цена электроэнергии к этому времени удвоится.

Перспективное планирование электрических сетей. — «Elec. technich. Z.», 1973, A94, № 12, с. 725—730. Планирование раз-

¹ В данном номере дается обзор ряда материалов 4—6 выпусков за 1974 г. РЖ ВИНИТИ АН СССР «Электрические станции, сети и системы».

вития электрических сетей на современном этапе осуществляется в соответствии со структурным делением сетей на питающие и распределительные. Питающая сеть строится из мощных межсистемных и системообразующих линий (обычно воздушных), а распределительные сети выполняют в основном кабельными линиями. При рассмотрении вариантов прокладки ВЛ сверхвысокого напряжения в ФРГ с учетом ряда технико-экономических и прочих факторов предполагается сооружать четырехцепные ВЛ напряжением 400 кв. Кабельные линии сверхвысокого напряжения будут сооружаться преимущественно в сложных топографических условиях и для транспорта электроэнергии от сверхмощных блоков электростанций. Распределительные сети формируются не по критерию пропускной способности и надежности режима, а исходя из надежности электроснабжения потребителей сети. Строгих и общих методов количественной оценки сложных распределительных сетей по надежности нет, в связи с чем планирование развития этих сетей осуществляется по некоторым практическим оправданным правилам, базирующимися на опыте эксплуатации.

Использование методов плотности нагрузки в предсказании нагрузки энергосистемы и выборе расположения подстанций. — «Elec. Eng. Trans. Inst. Eng. Austral.», 1973, 9, № 1—2, с. 6—12. Стандартные способы предсказания нагрузки, основанные на методах экстраполяции кривых роста годовых максимумов, не позволяют учитывать явление «насыщения» этих кривых, неодинаковость роста нагрузки в пространстве и изменения перетоков внутри системы. Предлагается метод, основанный на изменениях плотности нагрузки (в Мв·а) на 1 км² в пределах отдельных зон, на которые разбивается энергосистема. Изменения плотности рассматриваются по различным видам нагрузки: сельскохозяйственной, бытовой, коммерческой и промышленной. Показаны кривые плотности энергосистемы Sydney за 10 лет. Рассчитаны кривые плотности для энергосистемы Castle Hill до 1983 г. и необходимые мощности на подстанциях. Предлагаемый метод требует большего количества измерений, но обеспечивает большую точность и позволяет определить место расположения вновь строящихся подстанций, исходя из минимальных потерь мощности и напряжения в распределительной сети.

Будущие электропередачи больших мощностей. — «Electromonteur», 1973, 24, № 8, с. 43—48. Постоянно растущие потребности в электроэнергии и ее передаче на дальние расстояния привели к созданию проектов новых линий электропередач. Большая часть из них относится к передаче энергии по сверхпроводящим кабелям. В одном из проектов сверхпроводящего кабеля постоянного тока на напряжение ±100 кв, ток 500 ка, жила диаметром 3 см набирается из транспортированных проволок из сплава Nb₃Sn. Охлаждение жилы осуществляется парожидкостным потоком гелия. Оба полюса кабельной линии помещены в трубу диаметром 120 мм, в которой располагается также труба с жидким гелием. Максимальная длина передачи с помощью такого кабеля 1000 км. Разработан проект сверхпроводящего кабеля на переменное напряжение 33 кв для передачи 750 Мв·а. В качестве проводников выбрана ниобиевая или из сплава Nb₃Sn лента толщиной 0,5 мкм с плотностью рабочих токов 15·10³ а/см². Через каждые 10 км кабельной линии необходима установка охладительных станций. Поток жидкого гелия со скоростью 1,8 л/с уносит 1 квт тепла. Вакуумная изоляция обеспечивает необходимую импульсную прочность кабеля и является тепловой изоляцией между жилой и азотным экраном. Значительная часть исследований проводится в области передачи энергии электромагнитными волнами в диапазоне частот от 1 до 300 Гц.

Перспективы передачи электрической энергии. — «Elec. Rev.» (Gr. Brit.), 1973, 193, № 22, с. 744—747. В ноябре 1973 г. в Великобритании состоялась Международная конференция по передаче электроэнергии. Один из основных выводов конференции состоит в том, что в настоящее время существует довольно большое число способов передачи энергии, конкурирующих с передачей по ВЛ ультравысокого напряжения переменного тока. В будущем эти ВЛ вряд ли будут использоваться для создания кольцевых электрических сетей. Возможно строительство небольшого числа таких изолированных ВЛ для передачи больших мощностей на дальние расстояния, в то время как основные потребности в передаче электроэнергии будут удовлетворяться за счет строительства ВЛ переменного тока напряжением до 800 кв и ВЛ постоянного тока. Технические преимущества и надежность электропередач постоянного тока становятся общепризнанными, особенно после успешной эксплуатации звена постоянного тока Eel River (Канада), где используются тиристорные вентили высокого напряжения. Большое внимание на конференции было уделено

проблеме перевода существующих ВЛ переменного тока на постоянный с увеличением передаваемой мощности в 3—5 раз без строительства дополнительных ВЛ и значительного возрастания уровней токов короткого замыкания.

ВЛ ультравысокого напряжения. — «Energy Int.», 1973, 10, № 12, с. 19—21. Применение ультравысоких напряжений необходимо в связи с непрерывным ростом электропотребления, продолжающейся концентрацией мощностей на крупных электростанциях и постоянно увеличивающимися трудностями изыскания трасс для сооружения ВЛ в промышленных районах. Кроме того, переход к более высоким ступеням шкалы рабочих напряжений позволяет снизить стоимость передачи мощности. Стоимость передачи одного мегаватта при напряжении 345 кв составляет 375, при 1100 кв — 99 и при 1500 кв — 70 долл. Одновременно увеличивается удельный показатель, характеризующий отношение величины передаваемой по ВЛ мощности к ширине полосы отчуждения. При переходе от напряжения 765 к 1300 кв этот показатель возрастает в 3 раза. К числу первоочередных вопросов, которые должны быть решены при проектировании ВЛ ультравысокого напряжения, относятся: 1) выбор конструкции расщепленной фазы; 2) определение расстояний между фазами и от проводов до земли; 3) расчет статических и динамических нагрузок на опоры ВЛ; 4) влияние ВЛ ультравысокого напряжения на окружающую среду.

О перспективах применения ВЛ постоянного тока в Великобритании. — «Elec. Rev.» (Gr. Brit.), 1973, 193, № 18, с. 594. Приводятся соображения о том, что в работах по развитию в Великобритании сетей сверхвысокого напряжения нужно уделить особое внимание возможностям использования кабельных передач постоянного тока. Отмечается, что переход к сверхвысоким напряжениям (400 кв и более) связан для бумажно-масляных кабелей переменного тока с большими трудностями из-за увеличения диэлектрических потерь и зарядных токов. Преимущества, которые можно было бы получить от применения полимеров для изоляции кабелей переменного тока высокого напряжения, пока практически не реализуемы. Кабели со скжатым газом целесообразно использовать только при небольших длинах и значительной пропускной способности (2000—4000 а), например внутри промышленных предприятий. Криогенная техника для кабелей переменного тока, по-видимому, экономически не эффективна. Отмечаются следующие преимущества высоковольтных кабельных линий постоянного тока перед кабелями переменного тока: возможность использования более высокого напряжения; исключение диэлектрических потерь; исключение зарядных токов; устранение проблемы скин-эффекта; удешевление прокладки; возможность использования полимеров из-за облегчения изоляционных проблем; большая эффективность использования сверхпроводимости; уменьшение взаимного влияния с параллельными подземными прокладками.

Передача постоянного тока (ППТ) Дания — Норвегия. — «Elektrizitätswirtschaft», 1973, 72, № 22, с. 761. Дания и Норвегия заключили долгосрочное соглашение о совместном проектировании, сооружении и эксплуатации реверсивной ППТ высокого напряжения, которая позволит эффективно использовать резервы мощности электроэнергетических систем обеих стран с учетом имеющейся выработки электроэнергии в Дании на ТЭС и в Норвегии на ГЭС. Расчетная пропускная способность передачи составит 500 Мвт при напряжении ±250 кв. Первая очередь мощностью 250 Мвт вступит в строй по плану к сентябрю 1976 г., а к концу 1977 г. передача будет полностью введена в строй. Впоследствии предполагается ее реконструкция и доведение передаваемой мощности до 1000 Мвт в любом направлении. Оборудование для преобразовательных подстанций поставит шведская фирма ASEA. Для этой передачи будут использованы новые тиристорные блоки высокого напряжения, впервые установленные в порядке опыта в марте 1973 г. на подстанциях ППТ Konti — Skan (Дания — Швеция) вместо ртутных вентиляй.

Стоимость электрооборудования подстанций составит 58 млн. марок ФРГ, а стоимость всей передачи — около 200 млн. марок ФРГ.

Перспективы применения ультравысокого напряжения переменного и постоянного тока. — «Elec. Times», 1973, № 4257. Представители ASEA полагают, что в обозримом будущем потребуется только очень ограниченное количество ВЛ постоянного тока ультравысокого напряжения, так как развитие энергосистем может быть обеспечено сооружением ВЛ переменного тока напряжением 1100 кв и выше. В то время как классы напряжения ВЛ постоянного тока выбираются по соображе-

Переменный ток		Постоянный ток	
Линейное напряжение, кв	Пропускная способность одноцепной ВЛ, Гвт	Линейное напряжение, кв	Пропускная способность биполярной ВЛ, Гвт
525 (550)	0,6—1	±400 ±500	0,5—1 1—2,5
800	2—4	±600 ±700	2—4 4—6
1100	5—8	±800	6—9

ниям минимума стоимости передачи заданной мощности, рабочие напряжения ВЛ переменного тока обусловлены требованиями обеспечения пропускной способности. Предполагается, что в течение предстоящего десятилетия передаваемая мощность по одной цепи не превысит 1 Гвт, для чего достаточно применение ВЛ постоянного тока напряжением ±600 кв. Однако для передачи мощности 4 Гвт на переменном токе по условиям устойчивости требуется напряжение 1100 кв, хотя из экономических соображений можно было бы ограничиться напряжением 800 кв. В таблице приведены мощности передачи, установленные только на основании экономических расчетов.

Опыт эксплуатации сети 765 кв в США. — «IEEE Trans. Power. Appar. and Syst.», 1973, № 4, с. 1337—1347. Подробно описаны этапы сооружения в течение 3—4 лет и первый период работы сети 765 кв энергосистемы American Electric Power Service Corp. (AEP). В соответствии с проектом к концу 1973 г. в энергосистеме АЭР должно быть введено в эксплуатацию 1760 км ВЛ 765 кв и 11 подстанций. Приведена схема коммутации сети 765 кв, проходящей по территории семи штатов США, с указанием географических пунктов размещения подстанций и трасс ВЛ. Необходимость сооружения сети 765 кв вызвана установкой на электростанции энергосистемы пяти новых энергоблоков мощностью по 800 Мвт и двух по 1100 Мвт. Четыре участка сети 765 кв предназначены для использования в качестве межсистемных связей и обеспечивают возможность параллельной работы со смежными энергосистемами. До начала промышленной эксплуатации в 1969—1972 гг. были произведены пусковые испытания на трех ВЛ: короткой, средней длины и протяженной. В 1975 г. потоки мощности на отдельных участках сети 765 кв в нормальном режиме будут находиться в пределах 350—1200 Мвт, а в послеаварийных режимах увеличатся до 800—1200 Мвт. В 1969—1971 гг. на разных подстанциях произошли три аварии с шунтирующими реакторами 765 кв и четырьмя фазами трансформаторов. Продолжительность ремонта составляла от нескольких дней до шести месяцев. В связи с этим в настоящее время на подстанции предусматривается установка резервных фаз трансформаторов и шунтирующих реакторов. В выводах отмечается, что рост пропускной способности электрической сети должен опережать темпы роста нагрузок. В процессе дискуссии рассмотрены вопросы баланса реактивной мощности, регулирования напряжения и др.

Разработка сверхпроводящих кабелей. — «Cryog. and Ind. Gases», 1973, 8, № 4, с. 19—23. Описана программа, выполняемая корпорацией Union Carbide (США) по разработке к 1985 г. сверхпроводящего кабеля переменного тока для передачи не менее 2 Гвт по одной цепи. При таких мощностях сверхпроводящий кабель оказывается экономичнее криорезистивных и маслонаполненных кабелей. Проводником в сверхпроводящем кабеле служит ниобий, хладагентом и электролизационным материалом — гелий. Рассматриваются два варианта охлаждения внешних полостей такого кабеля — обратным потоком гелия, охлаждавшего жилы, или жидким азотом. В программу входят: изучение электрической прочности гелия при достаточно больших расстояниях между электродами и влияние на нее температуры (4,2—5,2 К) и давления (1—6 атм); конструкция жил из ниobia на меди и анализ их нагрева при протекании токов короткого замыкания; методы соединения жил; оконцевание сверхпроводящего кабеля, системы холодильных установок и их расположение по трассе.

Кабельная линия переменного тока мощностью 2 Гвт через пролив Ла-Манш. — «Elec. Times», 1973, № 4257, с. 16. При исследовании возможности создания межсистемной связи с пропускной способностью 2 Гвт между Великобританией и Францией специалисты CEGB пришли к заключению, что кабельная связь переменного тока окажется дешевле линии постоянного тока. Эксплуатационные преимущества линии по-

стоянного тока оказались не настолько велики, чтобы компенсировать меньшую надежность и дополнительные капитальные затраты. Отмеченные преимущества линии переменного тока относятся только к конкретной межсистемной связи 2 Гвт. В случае выполнения межсистемной связи на постоянном токе потребовалось бы сооружение двух двухполюсных ЛЭП ±300 кв по 1 Гвт с двумя параллельными кабелями в каждом полюсе. Связь переменного тока будет состоять из трех или четырех трехфазных кабельных цепей 400 кв. Для выравнивания напряжения между английской и французской энергосистемами предполагается установить разделительные трансформаторы с коэффициентом трансформации 1:1 и регулированием в пределах ±10%. Концевые подстанции 400 кв будут обычного типа. Полная длина трассы 60 км, из них 52 км подводный участок.

Вторая Международная конференция по газовому разряду. Лондон 11—15 сентября 1972 г. — «2nd International Conference on Gas Discharges; 11—15 Sept., 1972, London, IEEE», 1972, XXVI, с. 1—408. Труды конференции в количестве 403 докладов, представленные иностранными учеными (от СССР 9 докладов) и специалистами Великобритании, были обсуждены в следующих 14 секциях: 1. Электрофизические процессы при разрядах (влияние геометрии промежутка, влажности, предварительной ионизации). 2. Разряды молний и разряды в длинных промежутках в воздухе. 3. Коронный разряд и его практическое применение. 4. Дуговой разряд. 5. Разряд в разряженном пространстве. 6. Разряд в газах под давлением (газосветные лампы, источники ультрафиолетового излучения). 7. Дуговая сварка. 8. Теоретические вопросы газового разряда. 9. Разряд в магнитном поле. 10. Корона при постоянном и переменном токе. 11. Влияние материалов на дуговой разряд. 12. Волны в плазме и разряд при высокой частоте. 13. Разряд в элегазе. 14. Разряд дуговой в газовом потоке. 15. Плазменная и спектрографическая диагностика.

Коммутационные перенапряжения в сетях высокого и сверхвысокого напряжений. — «Rev. gén. élec.», 1973, 82, № 11, с. 715—727; 736—738. Перенапряжения подразделяются на грозовые и внутренние. Внутренние перенапряжения в зависимости от длительности воздействия на изоляцию подразделяются на режимные (50 ци) и коммутационные. Последние могут быть ограничены установкой шунтирующих сопротивлений в выключателях или использованием синхронизированных выключателей. При испытании изоляции при волнах, имитирующих коммутационные перенапряжения, следует знать вероятностные характеристики их амплитуды и формы, соотношение перенапряжений на питающем конце ВЛ, которые одновременно воздействуют на изоляцию силовых трансформаторов, и разомкнутом конце ВЛ. К особым видам перенапряжений относятся перенапряжения на ВЛ с силовыми трансформаторами. Отмечается, что в перспективе следует испытывать междуфазовую изоляцию не коммутационными волнами между фазой и землей, а реальными волнами междуфазовых перенапряжений.

Утверждается, что прежде всего переходные процессы в сетях высокого и сверхвысокого напряжений должны быть изучены с помощью анализаторов переходных процессов, например с помощью анализатора Анасон, а лишь потом на ЦВМ, например по программе Bonneville Power Administration (BPA). При составлении расчетных программ для ЦВМ может быть использован один из следующих расчетных методов: метод бегущих волн (Бергерона и метод характеристики); метод, основанный на преобразованиях Фурье или Лапласа; метод конечных разностей. Даётся полная математическая модель и описание этих методов.

Рассматривается роль грозовых и внутренних перенапряжений при выборе изоляции сетей высокого и сверхвысокого напряжений. Для сетей сверхвысокого напряжения определяющее значение имеют внутренние перенапряжения. Считается, что величина перенапряжений в квазистационарных режимах может быть сравнительно легко оценена с учетом переходной реактивности генераторов, влияния регуляторов напряжения и насыщения стали силовых трансформаторов. Для определения амплитуды коммутационных перенапряжений предлагается разработка математической модели с учетом трехфазности и нелинейных элементов. Этую модель можно реализовать в ЦВМ. При этом гарантируется точность примерно до 5% при определении максимальных кратностей перенапряжений.

Канд. техн. наук ПАВЛОВ Л. И., инж. ФОНАРЕВА М. В.

Хроника

УДК 621.315.62.002.637:061.3

Изоляция воздушных линий электропередач и распределительных устройств высокого напряжения в условиях природного и промышленного загрязнения — «Изоляция — 73»

(III Всесоюзная научно-техническая конференция, Ташкент, октябрь, 1973 г.)

В октябре 1973 г. в Ташкенте в соответствии с решением Минэнерго СССР Узбекским научно-исследовательским институтом энергетики и автоматики совместно с Узбекским республиканским правлением НТОЭиП было проведена III Всесоюзная научно-техническая конференция по вопросам работы внешней изоляции в условиях загрязненной атмосферы.

В работе конференции приняло участие свыше 300 человек из научно-исследовательских, проектных, учебных институтов, из энергосистем и других организаций Минэнерго и Минэлектротехпрома СССР, занимающихся исследованием и проектированием изоляции в условиях загрязненной атмосферы, разработкой изоляционных конструкций и их эксплуатацией в таких условиях.

Участники конференции заслушали и обсудили материалы более 100 докладов. В отличие от предыдущей (Ташкент, октябрь, 1969 г.), на которой все доклады заслушивались параллельно в трех секциях, на этой конференции первичные доклады оргкомитетом были объединены по тематике в 7 генеральных докладов и 6 сообщений, составление и изложение которых было поручено ведущим организациям.

Доклад «Выбор изоляции ВЛ и ОРУ в загрязненных районах», с которым выступил представитель НИИПТ С. Д. Мерхалев (Ленинград), был посвящен классификации естественных и промышленных загрязнений, необходимой для выбора внешней изоляции. Выбор изоляции ВЛ и ОРУ по нормальному эксплуатационному режиму производится в основном в соответствии с нормативами. Поскольку изолирующая способность зависит в первую очередь от степени загрязнения изоляторов, одним из наиболее важных вопросов при составлении нормативов является выбор принципа разбики районов по условиям загрязнения. На достигнутой в настоящее время стадии проработки вопроса наиболее правильно производить выбор изоляции на основании характеристик источников загрязнения.

На основании накопленного опыта эксплуатации ВЛ и ОРУ в зависимости от характеристики местности и опасности источников загрязнения для работы изоляции вместо существующих четырех предлагается установить шесть степеней загрязненности атмосферы. Произведена классификация районов с различными источниками загрязнения в эти степени.

В отличие от действующих Руководящих указаний по степени опасности выбросов для работы изоляции все виды промышленных предприятий и тепловых электростанций разбиты на пять разрядов (А, Б, В, Г и Д), с учетом которых внутри минимального защитного интервала определяется нормируемая степень загрязненности атмосферы.

Для районов с засоленными почвами основной характеристикой по-прежнему остаются параметры почвы вокруг (до 5 км) электрооборудования. Предлагается во всех энергосистемах, особенно в районах с загрязненной атмосферой, составлять карту уровней изоляции, в которой должны быть учтены конкретные условия загрязнения и воздействующих метеорологических факторов.

В настоящее время на основании изложенных в докладе материалов подготавливается новая редакция Руководящих указаний по проектированию и эксплуатации ВЛ и ОРУ, расположенных в районах с загрязненной атмосферой.

А. С. Беляев (институт Энергостройпроект) выступил с докладом «Опыт проектирования изоляции в районах с промышленными и природными загрязнениями». В связи с накоплением опыта проектирования и эксплуатации электроуста-

новок, а также проведения специальных исследований в районах с промышленными и естественными загрязнениями атмосферы выяснилось, что действующие Руководящие указания не полностью или слабо учитывают ряд факторов, влияющих на работу изоляции, в частности метеофакторы (разу ветров, мокрые и сухие пыльные бури и др.), эрозионную стойкость почв, некоторые виды промышленных источников загрязнения и т. д. Недоучет этих факторов приводил к тому, что в ряде случаев уровень изоляции занижался (Минэнерго УзССР, Молдавглэнерго, Таджикиэнерго, Крымэнерго), что вызывало перекрытия и значительный недоотпуск электроэнергии, или необоснованно завышался (Донбассэнерго, Хабаровскэнерго). Докладчик отметил важность технико-экономического обоснования критерия оптимизации изоляции, позволяющего экономить средства при строительстве высоковольтных и сверхвысоковольтных ВЛ и ОРУ. Подготавливаемые к выпуску новые Руководящие указания значительно улучшают проектирование внешней изоляции, однако ряд вопросов до сих пор остается невыясненным. Отрицательно сказывается также отсутствие единых методик лабораторных и полевых испытаний, серийного выпуска промышленных средств борьбы с загрязнением изоляции (обмывочные устройства, гидрофобные пасты и др.), недостаточная изученность новых типов изоляторов в районах с различными видами загрязнений.

Составление карт изоляции по мнению докладчика является первоочередной задачей энергосистем по этому вопросу. К составлению карт изоляции должны привлекаться проектные и научно-исследовательские институты. Наличие подобных карт в энергосистемах позволит более обоснованно выбирать изоляцию и соответственно повысить качество проектирования.

С докладом «Исследование наружной изоляции при естественных загрязнениях» выступили представители НИИПТ (Ленинград) и УзНИИЭиА (Ташкент).

В. И. Попков (НИИПТ) изложил методы исследования изоляции, работающей в загрязненных условиях: а) прямые — определение разрядных характеристик на опытных линиях и стенах при искусственных загрязнениях и увлажнении; б) полуправые — определение разрядных напряжений естественно загрязненных изоляторов при искусственном увлажнении; в) косвенные — измерение характеристик токов утечки в естественных условиях, характеристик поверхности слоя изоляторов (поверхностной плотности, количества загрязнения, содержание солей), загрязнения атмосферы. Результаты испытаний прямым или полуправым методами могут быть непосредственно использованы для сравнения типов изоляторов и эффективности профилактических мероприятий. При этом уровни изоляции могут быть определены, если количество объектов на линиях (стенах) одного порядка с объектами на реальных ВЛ (ОРУ): полуправой метод не учитывает влияния на разрядные характеристики естественного увлажнения, что вносит некоторую погрешность в полученные результаты. Результаты, получаемые косвенными методами, имеют большой разброс; еще нет достоверных и общепризнанных зависимостей между величиной измеряемого параметра и разрядным напряжением. Не имеется также общепринятой и согласованной методики измерения исходных параметров и определения их связи с опытом эксплуатации или разрядными напряжениями. В докладе приведена методика соответствующих исследований, рекомендованная НИИПТ.

А. С. Курдатиллаев (УзНИИЭиА) в своем докладе рассказал об устройствах и приборах, применяемых для исследова-

ния наружной изоляции в условиях загрязнения. Помимо установок для непосредственного определения разрядных характеристик получили широкое применение измерения сопротивления изоляторов (целиком или по частям) с помощью мегомметров и специальных щупов, измерения плотности, проводимости и других параметров поверхностного слоя загрязнения. На стендах под напряжением используются устройства для регистрации амплитуды и числа импульсов токов утечки. Однако еще не выявлена однозначная связь этих параметров с разрядными напряжениями. В настоящее время ни один из существующих способов и устройств не позволяет производить контроль состояния изоляции непосредственно под рабочим напряжением. Исследования, проведенные в УзНИИЭиА, показали на возможность дистанционного контроля состояния изоляции путем приема и обработки оптических и акустических излучений поверхностных разрядов. Установлено наличие тесной связи между характеристиками этих сигналов и разрядными напряжениями изоляторов. Разработаны опытные образцы устройств, показавшие хорошие результаты в лабораторных условиях. Подтверждение данных на реальных ВЛ и ОРУ откроет большие возможности для оценки опасности тех или иных метеофакторов в снижении разрядных напряжений изоляции и для обоснованного дифференциального ее выбора в зависимости от реальных действующих факторов по трассе линии.

Доклад на тему «Опыт эксплуатации изоляции в условиях природного загрязнения» сделали представители ВНИИЭ (Москва) и УзНИИЭиА. Н. В. Ясинская (ВНИИЭ) проанализировала материалы первичных докладов, поступивших от энергосистем и других организаций по опыту эксплуатации изоляции в условиях природного загрязнения, а также результаты исследований ВНИИЭ в юго-западной Туркмении по этому вопросу. Большое количество данных энергосистем, расположенных в различных частях Советского Союза, свидетельствует о росте удельного числа отключений ВЛ и ОРУ по причине загрязнения изоляции.

Этому кроме засоленных почв, соленых водоемов способствовали еще расширение применения удобрений, ядохимикатов в сельском хозяйстве, увеличение численности крупных птиц и другие явления, влияние которых раньше не было столь ощущимым. Ряд энергосистем (Крымэнерго, Молдавэнерго, Донбассэнерго, Южказэнерго и др.) был вынужден усилить изоляцию ВЛ и ОРУ. В докладе приведен анализ аварийных отключений ВЛ для различных районов страны по месяцам, в течение суток в зависимости от тех или иных метеорологических факторов. Особый интерес представляет район юго-западной Туркмении, где на изоляцию одновременно действует комплекс агрессивных факторов, таких как солончаковая почва, Каспийское море с очень высокой концентрацией солей, резкие колебания температуры и т. п. В течение длительного времени исследование особенностей работы внешней изоляции в таких условиях проводится ВНИИЭ, УзНИИЭиА, системой Небитдагэнерго и рядом других организаций. В докладе приведены основные полученные результаты. А. А. Иногамов (УзНИИЭиА) изложил данные по опыту эксплуатации изоляции, работающей в солончаковых районах. Исследования последних лет выявили некоторую закономерность загрязняемости изоляторов в зависимости от солесодержания почвы вдоль трассы ВЛ, разрядных напряжений изоляторов от соотношений поверхностного сопротивления их отдельных частей. Докладчик остановился на одном из тяжелых случаев работы изоляции, когда при относительно невысокой (3–5%) засоленности почвы, но специфического строения рельефа местности, часто возникают мокрые пыльные бури. Изоляторы быстро загрязняются, часты дни с высокой влажностью, в результате чего аварийность линии была очень высока. Подробно анализируются все аварийные отключения линии за длительный период эксплуатации, выявляются условия возникновения таких тяжелых случаев в других районах страны. Для солончаковых зон по мнению докладчика очень эффективен обмык изоляции. Большую помощь могут оказать устройства, четко фиксирующие опоры, на которых происходит перекрытие изоляции. Кроме того, необходима разработка способа для определения степени загрязненности изоляторов под рабочим напряжением.

С докладом «Опыт эксплуатации изоляции в условиях промышленного загрязнения» выступил представитель Донбассэнерго К. Д. Вольпов. В течение последних 4-х лет в районах химических, металлургических, цементных и других подобных предприятий происходило большое количество перекрытий изоляции и аварийных отключений ВЛ, оборудования ОРУ. Часть

этих аварий возникала из-за чрезмерно близкого расположения ОРУ и ВЛ к источникам промышленного загрязнения (Красноярскэнерго, Ставропольэнерго, Белглавэнерго и др.), другая же часть за пределами принятых в настоящее время защитных интервалов вследствие общей загрязненности атмосферы (Донбассэнерго, Ленэнерго и др.). Эти отключения наносили большой ущерб народному хозяйству. Основной причиной плохой работы изоляции в промышленных районах является отсутствие обоснованных норм выбора изоляции и ошибки проектов. По данным многих энергосистем очень часто сразу же после ввода новых ВЛ и ОРУ в загрязненных районах из-за частых отключений приходится принимать меры по усилению изоляции.

Сообщение по обмыку загрязненной изоляции на основании поступивших в оргкомитет докладов и результатов своих работ подготовил и доложил Б. М. Юабов (САООРГРЭС, Ташкент). Сейчас уже всесторонне доказаны безопасность и эффективность непрерывных струй воды высокого давления для обмыка загрязненной изоляции ОРУ и ВЛ. Диаметр рекомендуемых насадок для ВЛ и ОРУ до 500 кв около 5 мм, давление до 25 кгс/см². При этом полевые загрязнения легко разрушаются напором струи и отделяются от поверхности изоляторов. Применение обмыка оказалось очень эффективным также для многих видов промышленных загрязнений. В настоящее время изоляция ВЛ и ОРУ 35–330 кв успешно очищается от грязи обмывочными устройствами, изготовленными по рекомендациям САООРГРЭС (Крымэнерго, Ставропольэнерго, Волгоградэнерго и др.), а также силами самих энергосистем (Красноярскэнерго). Приводятся результаты обмыка и в ряде других энергосистем, подчеркивается, что при обмыке подстанционной изоляции необходимо одновременное воздействие на конструкцию нескольких струй воды (не менее двух).

Представительница ОРГРЭС (Москва) С. А. Вольская подготовила сообщение по применению гидрофобных покрытий. Опыт эксплуатации внешней изоляции показывает, что применение гидрофобных покрытий во многих случаях существенно снижает перекрытия изоляции в районах с загрязненной атмосферой. Изоляторы с гидрофобизированной поверхностью хотя являются аккумуляторами грязи, все же их разрядные напряжения в течение длительного времени остаются выше, чем у изоляторов без пасты. Сообщается о хорошей работе покрытий в течение восьми месяцев вблизи цементного завода (Красноярскэнерго) и химических предприятий (Туркменглазэнерго). В настоящее время разрабатываются и испытываются новые типы покрытий. Необходимо в течение ближайшего времени определить виды загрязнений, для которых эффективны применение покрытий, условия и периодичность нанесения, а также разработать и серийно изготовить устройства для нанесения паст на изоляторы и последующей их чистки после истечения срока действия покрытия.

С сообщением по научно-исследовательским работам, проводимым в ВЭИ (Москва) по тематике конференции, выступил Е. И. Остапенко. В течение последних лет в ВЭИ проводились исследования аппаратной изоляции при воздействии коммутационных волн применительно к системам постоянного и переменного тока в условиях загрязнения и увлажнения. Результаты испытаний на постоянном токе показали, что отношение разрядных градиентов по высоте изоляционных конструкций при коммутационных воздействиях длительностью 0,1 сек к разрядным градиентам при длительном приложении постоянного напряжения находятся в общем случае в пределах 1,6–1,9. При воздействии коммутационных импульсов на изоляцию аппаратов переменного тока зависимость разрядного напряжения от высоты колонны нелинейная — разрядный градиент уменьшается с ростом высоты. Минимальное значение коэффициента импульса определено равным 1,7–1,8, исходя из чего делается вывод, что в системах сверхвысокого напряжения выбор габаритов по электрической прочности для ряда изоляционных конструкций в загрязненном состоянии при воздействии коммутационных волн может оказаться определяющим. Показано также, что зависимость электрической прочности крупногабаритной загрязненной изоляции при постоянном напряжении и напряжении 50 Гц является линейной по высоте.

Представитель Сельэнергопроекта (Москва) А. Ф. Акимкин выступил с сообщением «Работа изоляции 6–20 кв в условиях загрязнений». В настоящее время протяженность сетей 6–20 кв составляет сотни тысяч километров, существенная часть которых проходит по зонам с атмосферными загрязнениями, чем и объясняется большое количество перекрытия изоляции этих сетей, особенно на линиях с железобетонными

опорами. В загрязненных районах часты возгорания деревянных опор, что связано с длительным протеканием больших токов утечки по загрязненной поверхности опор при увлажнении. В таких условиях необходимо шунтирование стойки и траверс деревянных опор. В сообщении приведен также анализ надежности работы изоляторов сетей 6—20 кв.

С докладом «Линейные изоляторы для условий загрязнений» выступил представитель СКТБ по изоляторам и арматуре треста Электросетьизоляция **С. Ф. Покровский**. Широкое строительство ВЛ остро ставит вопрос повышения надежности работы их изоляционных конструкций, в том числе и в загрязненных условиях. В последнее время предприятиями треста Электросетьизоляция, Львовским политехническим институтом и другими организациями разработано большое количество изоляторов из фарфора и стекла для районов с загрязненной атмосферой, отличающихся большой надежностью, лучшими аэродинамическими характеристиками, меньшим весом и строительной длиной. Хорошо зарекомендовали себя двукрыльные ПСГБ-А, ПФГ-12, ПФ6-1 и некоторые другие типы изоляторов. Однако значительная часть новых типов изоляторов не проверена в условиях эксплуатации в различных климатических условиях, поэтому несмотря на большое разнообразие форм нет обоснованных рекомендаций по целесообразным и перспективным типам изоляторов. В настоящее время в ряде характерных районов страны созданы стенды новых типов изоляторов, на которых предусматривается проведение всесторонних их полевых испытаний. В нормальном эксплуатационном режиме при интенсивных загрязнениях хорошо зарекомендовали себя изоляторы с полупроводящей глазурью, хотя в режиме включения напряжения толчком их разрядные напряжения не отличаются от разрядных напряжений обычных изоляторов.

Представитель УзНИИЭиА **Ш. М. Камалов** выступил с докладом «Изоляторы из органических материалов для условий загрязнения», в котором освещено современное состояние применения полимерных материалов для наружной изоляции ВЛ и ОРУ как в СССР, так и за рубежом. Особое место среди полимеров занимают стеклопластики, обладающие хорошими электрическими и механическими характеристиками, что позволяет значительно облегчить вес, упростить изготовление и монтаж, экономить сырье и снизить стоимость конструкций.

Однако большим недостатком стеклопластиков является их малая трекингстойкость, вследствие чего в настоящее время стеклопластики применяются только в качестве основы, несущей в основном механическую нагрузку, а для работы под высоким напряжением ее поверхность покрывается разными трекингстойкими материалами. В докладе приведены данные по работе таких многослойных конструкций на стендах под напряжением и на действующих ВЛ энергосистем.

В Советском Союзе работы проводятся в двух направлениях: а) изоляционные конструкции из полимеров по форме в основном повторяют традиционные фарфоровые и стеклянные изоляторы; б) конструкции в виде гладких стержней очень малого диаметра из стеклопластика, покрытие трекингстойкими и гидрофобными материалами.

Дан анализ результатов эксплуатации стеклопластиков стержневых изоляторов с фторопластовым покрытием на действующей ВЛ 110 кв в обычных условиях сухого загрязнения и вблизи от источника промышленного загрязнения. Опыт эксплуатации показывает, что такие изоляторы при одних и тех же условиях загрязняются значительно меньше традиционных изоляторов, очень хорошо очищаются от грязи ветром, осадками, даже при увлажнении вследствие гидрофобности поверхности и малом диаметре имеют высокие разрядные напряжения.

Основными задачами по внедрению органических материалов в энергетику в качестве наружных изоляционных конструкций являются: разработка новых покрытий из циклоалифатических эпоксидных соединений или других композиций с большим сроком службы при воздействии высокого напряжения, загрязнения, увлажнения и т. п.; обеспечение плотного контакта стеклопластика с покрытием, исключающего попада-

ние влаги между слоями; разработка единой методики испытания образцов и конструкций перед установкой их под напряжение.

С сообщением по теме «Опорные изоляторы в условиях загрязнений» выступила представитель НПО Электрокерамика **В. Н. Трусова**. В настоящее время в мировой практике широкое применение получили опорно-стержневые и опорно-штыревые изоляторы, а также опорные изоляторы с внутренней полостью и сборные многоконусные типа «мультикон». Правильный выбор конструктивных параметров изоляторов для всех видов загрязнений на современном этапе может быть осуществлен только на основании исследований различных типов изоляторов в эксплуатационных условиях. Основным критерием оценки конструктивного исполнения изолятора при этом предлагается принять длительность его работы до перекрытия. Дополнительно контролируется количество импульсов тока утечки определенной амплитуды. Исследуются 35 видов специальных конструкций опорных изоляторов на 14 опытных стендах, расположенных в районе с различным характером загрязнения атмосферы. При этом все изоляторы постоянно находятся под напряжением шин подстанций. На основании исследований даны рекомендации по применению существующих типов изоляторов в конкретных условиях их загрязнения, произведен выбор основных конструктивных параметров изоляторов и намечена разработка новых конструкций для характерных районов загрязнения, приведены их основные параметры. Отмечена перспективность опорно-штыревых изоляторов и типа «мультикон» с точки зрения получения оптимальной величины отношения длины пути утечки к строительной высоте, предложено освоение одиночных колонн из опорно-стержневых изоляторов производить до напряжения 330 кв.

С сообщением «Вентильные разрядники в условиях загрязнений» выступила Э. Б. Кренгауз (НПО Электрокерамика). Вентильные разрядники в настоящее время являются одним из слабых элементов оборудования ОРУ, расположенных в районах с загрязненной атмосферой. Установлено, что удельное число повреждений растет с ростом номинального напряжения. Результаты предварительных исследований показали, что при конструировании разрядников необходимо: а) добиваться равномерного распределения напряжения по многоэлементным разрядникам; б) во всех случаях отдавать предпочтение одиэлементной конструкции разрядника перед многоэлементной; в) увеличить удельную длину пути утечки внешней изоляции; г) ввести продольную емкостную шунтировку, стабилизирующую пробивное напряжение разрядников при воздействии коммутационных импульсов, наложенных на рабочее напряжение. Анализ работы разрядников в условиях загрязнений и лабораторные исследования их макетов позволили сформулировать дополнительные технические требования и разработать конструкции основных образцов разрядников для районов с загрязненной атмосферой на номинальное напряжение 35, 110 и 220 кв.

Конференция отметила, что последние 4 года научно-исследовательскими, проектными и конструкторскими организациями, а также энергосистемами проведены важные исследования по анализу опыта эксплуатации, изучению работы изоляции при загрязнении и увлажнении, разработке новых типов электрооборудования для загрязненных районов и разработке мероприятий по повышению безаварийной работы изоляции ВЛ и ОРУ. Вместе с тем было отмечено, что в ряде энергосистем за прошедший период имели место аварии вследствие неполного учета условий работы загрязненной изоляции в действующих нормах, ошибки проектирования, недостаточное внимание эксплуатационного персонала, а также отсутствие в достаточном количестве оборудования, приспособленного для работы в загрязненных районах. В решении конференции сформулированы основные задачи организаций Минэнерго и Минэлектротехпрома СССР по повышению надежности работы ВЛ и ОРУ в районах с загрязненной атмосферой.

Канд. техн. наук **КУДРАТИЛЛАЕВ А. С.**



Библиография

УДК 621.318.01

Паластин Л. М. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ АВТОНОМНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ. М., «Энергия», 1972, 463 с.

Книга посвящена систематизированному изложению особенностей теории, методов расчета, экспериментального исследования и проектирования специализированных электрических машин, входящих в автономные источники электропитания. Издание ее следует признать вполне оправданным, так как книга систематизирует разрозненные и малодоступные материалы в периодической и патентной научно-технической литературе.

Рассмотрим некоторые особенности рецензируемой книги.

1. Книга является монографией, в которой изложены основные результаты многолетней работы автора по созданию новых типов электрических машин постоянного и переменного тока и разработке их теории.

2. Книга является обобщением оригинальных работ, охватывающих многочисленные изобретения различных типов специальных электрических машин, особенности физических процессов, методы электромагнитных расчетов и испытаний, которые до этого в технической литературе не освещались.

3. Насыщенность книги сопоставительными опытными данными.

4. Значительное внимание в книге уделено анализу и методам аналитического определения качественных характеристик электроэнергии автономных источников питания.

5. Большой объем книги составляют разработанные методы аналитического и графо-аналитического расчета режимов нагрузки, характеристик высоконапряженных машин с учетом действительных условий нелинейности, а также расчета магнитных полей рассеяния машин со сложными магнитными цепями.

6. Значительное внимание уделено аналитическому и опытному определению параметров синхронных машин в установившихся и переходных процессах, синхронных машин с демпферными обмотками и массивными частями магнитопровода.

7. Подробно рассмотрены теория, методы расчета и экспериментального исследования однофазных синхронных машин и режимов их работы.

Структура книги и последовательность изложения приняты следующими.

В первом разделе — электрические машины с радиальным рабочим зазором и во втором разделе — торцовые электрические машины рассматриваются новые типы машин постоянного и переменного тока с радиальной и аксиальной расточкиами, с различными системами регулирования магнитного потока в рабочем зазоре, контактные и бесконтактные синхронные машины, нерегулируемые стабильного напряжения и др.

В 3—5 разделах даны теории, методы расчета и проектирования машин постоянного и переменного тока, рассмотренные в разделах 1—2.

В шестом разделе изложено аналитическое и экспериментальное исследование однофазных синхронных машин, в seventhом разделе — теория и расчет несимметричных режимов нагрузки трехфазных генераторов и в восьмом разделе — теория и расчет модуляции напряжения синхронных генераторов.

Учитывая своеобразный характер книги и желание автора дать методическое обоснование излагаемому материалу, принятые структуру и порядок изложения можно оценить весьма положительно.

Так как в книге освещен широкий круг вопросов, затрудняющий отыскание их в полном объеме, рассмотрим лишь те узловые моменты, которые имеют наиболее существенное значение.

Во введении и соответствующих главах подробно рассмотрены требования и характеристики, которым должны удовлетворять разнообразные машины постоянного и переменного тока автономных источников питания.

В первом разделе изложены особенности синхронных генераторов с контактными кольцами, бесконтактных, новых типов регулируемых магнитоэлектрических машин постоянного тока, синхронных машин смешанного возбуждения с контактными кольцами и без щеточного контакта.

Во втором разделе рассмотрены различные типы торцовых электрических машин, которые до последнего времени имели эпизодическое использование и до работ автора в синхронных машинах не применялись.

В третьем разделе разработаны теория магнитной несимметрии бесконтактных синхронных машин, общий метод анализа потокораспределения, составления схем замещения и др.

Основы теории и расчета регулируемых магнитоэлектрических машин постоянного и переменного тока подробно рассмотрены в четвертом разделе.

В результате сопоставления и обобщения соотношений и характеристик различных типов машин электромагнитного и смешанного возбуждения доказано, что н. с. и мощность возбуждения в широком диапазоне рабочих и перегрузочных режимов меньше, чем при электромагнитном возбуждении.

В пятом разделе рассмотрены теория и методы проектирования нерегулируемых бесконтактных синхронных генераторов стабильного напряжения. Генераторы стабильного напряжения обеспечивают существенное повышение мощности за счет использования межполюсного объема индуктора магнитно-твердым материалом, высокую стабильность выходного напряжения в нормальных режимах без регулятора, стабильность напряжения при несимметричных и мгновенных изменениях нагрузки и др.

Теории, расчету и экспериментальному исследованию однофазных синхронных генераторов посвящен шестой раздел. В данном разделе обстоятельно изучены полные схемы замещения двухполюсных синхронных генераторов с нормальными и неполными демпферными обмотками и массивными участками в магнитной цепи индуктора, теория и расчет установившихся режимов нагрузки с учетом влияния магнитных полей несинхронных частот, методы расчета и опытного определения параметров и добавочных потерь мощности в однофазных и трехфазных синхронных машинах.

По сравнению с известными работами по однофазным синхронным машинам исследование их в рецензируемой книге существенно отличается новизной, глубиной и широтой охвата вопросов, теоретической и практической значимостью полученных результатов.

В седьмом разделе, непосредственно относящемся к аналитическому определению качественных характеристик генерируемой электроэнергии переменного тока, рассмотрены теория и расчет установившихся несимметричных режимов нагрузки трехфазных синхронных генераторов. Составлены и решены системы уравнений, на основе которых выполнены примеры расчетов и экспериментальное определение несимметричных режимов нагрузки.

В восьмом разделе освещены некоторые вопросы теории и расчета модуляции напряжения в синхронных машинах, которые до этого вообще не освещались. Рассмотрены причины модуляции напряжения в электрических машинах с цилиндрической расточкой и особенности модуляции в торцовых машинах. Строгое аналитическое определение модулированного напряжения получено для трехфазных машин с гладким ротором. В случае явно выраженных полюсов индуктора обоснована целесообразность приближенных методов расчета модуляции. На основе результатов исследования предложены рекомендации по уменьшению модуляции напряжения в электрических машинах.

Таким образом, рецензируемая книга является важным обобщением вопросов теории и физических процессов, практической разработки и освоения новых типов специализированных электрических машин постоянного и переменного тока.

Отмечая высокий научно-технический уровень книги и ее большую ценность для широкого круга специалистов, необходимо указать на ряд недостатков.

1. Недостаточное внимание удалено электродвигателям переменного тока, хотя коротко они рассмотрены только во введении. Целесообразно было их рассмотреть для преобразователей переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты.

2. При рассмотрении ряда конструкций новых типов машин не удалено внимание вопросам их вентиляции и охлаждения.

3. При рассмотрении однофазных синхронных генераторов малой мощности, применяемых в передвижной энергетике, следовало уделить внимание вопросам выбора и особенности проектирования схем компаундирования, так как выбор основных размеров, расчет параметров и характеристики таких генератор-

ров и схем компаундирования должен производиться в процессе разработки всего агрегата взаимосвязанно и одновременно.

4. В книге имеются отдельные, но существенные опечатки (стр. 145, 320 и др.).

5. Встречаются несоответствия ссылок на литературу в тексте со списком литературы (стр. 418, 145, 295 и др.).

6. В ряде мест объем параграфов следовало бы укрупнить (стр. 164, 167 и др.).

7. В соответствии с заглавием параграфа 25·4 (стр. 448) и оглавлением (стр. 463) должно быть изложено «сравнение расчетных и опытных данных», которое в тексте этого же параграфа отсутствует.

8. Книга выпущена явно недостаточным тиражом, который не мог удовлетворить потребности широкого круга читателей.

Отмеченные недостатки должны быть учтены автором в случае переиздания книги.

БРУСКИН Д. Э., ТОРПЦЕВ Н. Д., АИЗЕНШТЕЙН Б. М., ГОЛУБЕНКО Я. А., ВИТЕНБЕРГ Я. А.



УДК 621.313.045.002.2

ИЗГОТОВЛЕНИЕ ОБМОТОК ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН.

Под общ. ред. Секвенца Х. Вена — Нью-Йорк. «Шпрингер», 1973, 374 с.

Это издательство выпускает уже четвертую книгу, посвященную обмоткам электрических машин. В предыдущих были описаны отдельные виды обмоток. Так, в 1950 г. вышла книга об обмотках статоров машин переменного тока, в 1952 г. — об обмотках роторов и в 1954 — о специальных обмотках переменного тока.

Годы, прошедшие со времени выпуска этих книг, характеризуются широким внедрением новых изоляционных материалов для обмоток высокого напряжения на базе синтетических смол, развитием техники намоточных станков, исследованиями старения, испытаний и контроля изоляции в эксплуатации. Резкое изменение претерпела конструкция обмоток в связи с появлением новых систем охлаждения статора и ротора.

Настоящий момент кажется издателю наиболее подходящим для выпуска книги, обобщающей достигнутый за последние годы прогресс в области технологии изготовления обмоток электрических машин.

Книга написана при участии известных специалистов крупных западноевропейских фирм — Броун Бовери, Сименс, Крафтвэрк-Юнион и др., обработавших отдельные главы в соответствии с их специализацией.

Количество опубликованных до настоящего времени работ по этой теме весьма велико — библиографический список содержит 559 названий, что показывает бесспорную своевременность обобщения материалов в отдельной книге.

Изложение открывается подробными данными о проводниковых материалах, используемых при изготовлении обмоток. Раздел обработан Р. Кноблохом. В разделе имеется таблица данных о большом количестве проводниковых материалов, приведены сравнительно редко встречающиеся данные об усталостных характеристиках.

В. Обургер подробно освещает вопросы изоляционных материалов обмоток, приводит данные о новых материалах различных фирм.

Сравнительно небольшой по объему, но весьма интересный раздел посвящен описанию стержней, транспонированных различными способами (Г. Найдхофер); указываются особенности выполнения транспозиций для коротких машин и описываются стержни с многослойным переплетением.

Применяемые в технологиях изготовления обмоток пропитывающие составы описаны В. Мартенсом. Здесь приведены физико-химические свойства многих лаков, естественных и синтетических смол, описаны фирменные системы изоляции со ссылками на соответствующие патенты от системы Термаластик до Микадур — Компакт.

М. Брюдерлинк приводит приемы монтажа катушечных обмоток до 6 кв и описывает технологию их изготовления; те же вопросы для катушечных обмоток 6 кв освещены О. Хаузом.

Большое количество сведений о технологии изготовления стержневых обмоток приводит А. Вихман. В этом разделе приводятся, в частности, технологические схемы изготовления различных обмоток и говорится об их испытании; значительное внимание удалено защите обмоток от коронного разряда, конструкции крепления лобовых частей и стержней в пазу.

Технологии изготовления обмоток роторов отдельно для турбогенераторов, асинхронных двигателей и двигателей с короткозамкнутым ротором посвящен раздел, составленный Д. Ламбрехтом, М. Брюдерлинком и Е. Фейтеном. Здесь освещены также вопросы крепления обмоток на роторе и их испытание.

В одном из разделов описывается технология изготовления обмоток коллекторных машин (Ф. Майер). Раздел содержит описание и классификацию многообразных обмоток таких машин, технологическую последовательность изготовления обмоток. Специально рассматриваются виды изоляции, применяемой для таких обмоток, приводятся примеры исполнения сложных обмоток. Освещены вопросы изготовления уравнительных обмоток и обмоток дополнительных полюсов, а также коллекторов электрических машин.

Руководитель авторского коллектива Х. Секвенц сам выступает как автор небольшого, но интересного раздела, посвященного специфическим вопросам изготовления обмоток для плоских статоров, в том числе для линейных двигателей, а также обмоток роторов, выполненных в виде шайб.

Самый большой по объему раздел, составленный А. Вихманом, посвящен испытаниям и контролю изоляции обмоток.

Для книги в целом характерно подробное освещение последних работ по вопросам технологии новых конструкций и использованию новых материалов. Выпущенные в Советском Союзе обобщающие труды по производству и испытаниям обмоток электрических машин при всей основательности изложения не охватывают разработок последнего времени.

Недостатком книги следует считать значительную неравнозначность разделов по детальности изложения, а также почти полное отсутствие сравнительных оценок различных исполнений обмоток, очень мало отражены разработки, проведенные в нашей стране. Тем не менее перевод книги вызвал бы несомненный интерес у широкого круга научных и инженерно-технических работников электропромышленности и энергетики СССР.

Канд. техн. наук АЛЕКСЕЕВ Б. А.

СОДЕРЖАНИЕ

Богданов В. А., Соловьев С. А., Черня Г. А. — Телематрическая в автоматизированных системах диспетчерского управления	1
Цирель Я. А. — Выбор схемы присоединения упрощенных подстанций к ВЛ 110—220 кв с учетом надежности электроснабжения и транзита мощности	6
Стогний Б. С. — О целесообразном выполнении трансформаторов тока с учетом их работы в переходных режимах	12
Ванин В. К., Енин А. С. — Синтез активных фильтров симметричных составляющих	17
Соколов В. И. — К задаче оптимизации распределения и баланса реактивной мощности в энергетической системе	22
Волкова О. В., Кокуркин Б. П., Слуцкий Л. С. — Электрические характеристики опорной изоляции сверхвысокого напряжения	26
Ляпин А. Г., Семенов Ю. Н. — Корона в водороде и элегазе при высоком давлении	29
Михайлов В. М. — Импульсное магнитное поле массивного соленоида, помещенного внутрь проводящей оболочки	35
Никитин Ю. М. — Учет температуры окружающей среды при определении износа изоляции трансформатора	40
Кофман Д. Б. — Аналитический метод теплового расчета трансформатора малой мощности	44
Гринберг В. С., Гусельников Э. М., Кононенко Е. В. — Время трогания двухобмоточных электромагнитов с параллельным включением обмоток	48
Протанский С. А. — Круговая диаграмма непреобразованных токов асинхронной машины	53
Из опыта работы	
Майкопар А. С., Вольпов К. Д. — О методике оценки работоспособности линейной изоляции в районах с промышленными загрязнениями	57
Плетнев Г. П., Мухин В. С. — Экспериментальное определение спектральных характеристик колебаний промышленной частоты	59
Сообщения	
Каялов Г. М., Молодцов В. С. — Определение мощностей регулируемых конденсаторных батарей в узлах сложной сети	72
Федоров А. А., Каменева В. В., Хмель С. Р. — Определение тела рассеяния центра электрических нагрузок для оптимального размещения питающих подстанций промышленных предприятий	74
Будкин В. В., Овчаренко Н. И. — Способ повышения быстродействия измерительных реле защиты при электромагнитных переходных процессах	76
Дроздов А. Д., Гармаш В. А., Аллилуев А. А. — Неискажающий электромагнитный преобразователь тока для релейной защиты	78
Каримов А. С. — К теории автопараметрического деления частоты в феррорезонансных цепях	80
Высоцанский В. С. — Специфика работы трехфазного мостового выпрямителя при его питании от инвертора напряжения	82
Зубов М. А., Матюхина Л. И., Михаилов А. С. — Коррекция бесконтактных следящих систем постоянного тока с помощью нереверсивного тахогенератора	84
По страницам технических журналов	
Хроника	
Библиография	

CONTENTS

Teleinformation in Automatized Dispatch Control Systems.— V. A. Bogdanov, S. A. Sovalov, G. A. Chernya	1
The Primary Circuitry of Simplified Substations Connected to 110—220 kV Transmission Lines with Account Taken of Power Supply Reliability and Throughput Power — J. A. Tsirel	6
The Advisability of Designing Current Transformers with Account Taken of Their Transient Performance — B. S. Stogny	12
Synthesis of Active Symmetrical Component Filters — V. K. Vanin, A. S. Enin	17
On Optimizing kVAR Distribution and Balance in a Power System — V. I. Sokolov	20
The Electrical Characteristics of Basic Insulation for EHV — O. V. Volkova, B. P. Kokurkin, L. S. Slutskin	26
Corona in Hydrogen and SF₆ at High Pressures — A. G. Liapin, U. N. Semenov	29
The Impulse Magnetic Field of a Massive Solenoid Placed Inside a Conducting Sheath — V. M. Mikhailov	35
Accounting for the Ambient Temperature in Determining Wear of Transformer Insulation — U. M. Nikitin	40
An Analytical Method for Heat Calculations in a Small Transformer — D. B. Kaufman	44
The Starting Time for Two-Winding Electromagnets with Parallel Windings — V. S. Greenberg, E. M. Guselnikov, E. V. Kononenko	48
Untransformed Current Loci for an Asynchronous Machine — Protanski S. A.	53
FROM OPERATING EXPERIENCE	
A Method for Appraising the Functionability of Line Insulation in Industrially Contaminated Areas — A. S. Maikopar, K. D. Volpov	57
Determining Experimentally the Spectral Characteristics of Commercial Frequency Fluctuations — G. P. Pletnev, V. S. Mukhin	59
REPORTS	
Determining the Ratings of Controllable Capacitor Banks at Buses of a Complex Network — G. M. Kayalov, V. S. Molodtsov	72
Determining the Figure of Dispersion of Load Centers for Optimum Allocation of Industrial Power Supply Substations — A. A. Fedorov, V. V. Kameneva, S. R. Khmel	74
A Means of Decreasing the Operating Time of Measuring Elements in Relay Protection During Electromagnetic Transients — V. V. Budkin, N. I. Ovcharenko	76
An Undistorting Electromagnetic Current Converter for Relay Protection — A. D. Drozgov, V. A. Garmash, A. A. Alliluyev	78
On Principles of Auto-parametric Frequency Division in Ferroresonant Circuits — A. S. Karimov	80
Features in the Performance of a Three-phase Rectifier Bridge Fed From a Voltage Inverter — V. S. Visochanski	82
Correction of Contactless D. C. Follow-up Systems Using a Non-reversible Tachometer — M. A. Zubov, L. I. Matiukhina, A. S. Mikhalev	84
IN OTHER ENGINEERING JOURNALS	
CHRONICLE	
BIBLIOGRAPHY	

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.311:621.398

Теленформация в автоматизированных системах диспетчерского управления. Богда́нов В. А., Соловьев С. А., Черня Г. А. — «Электричество», 1974, № 8.

Сбор и передача теленформации в АСДУ должны осуществляться с учетом существующей иерархической структуры диспетчерского управления. Объем и состав теленформации определяются из условия формирования информационной модели, необходимой и достаточной для решения всех задач диспетчерского управления режимами энергосистем. Для передачи теленформации целесообразно использовать многоканальные кодо-импульсные устройства телемеханики, обеспечивающие спорадическую передачу телесигнализаций (ТС) и циклическую передачу телеметрических (ТИ) при минимуме используемых каналов связи. Приведены соотношения, позволяющие выбрать циклы обновления в зависимости от статистических свойств телеметрических параметров и допустимой суммарной погрешности их передачи. Передача ТИ с соответствующими циклами обновления снижает их избыточность, уменьшает требуемые спектры частот каналов связи и разгружает ЦВМ, занятые приемом и обработкой теленформации. Библ. 6.

УДК [621.311.4:621.316.1]062.8.019.34

О методике выбора схемы присоединения упрощенных подстанций к ВЛ 110—220 кв с учетом надежности электроснабжения и транзита мощности. Цирель Я. А. — «Электричество», 1974, № 8.

Отмечается двоякая роль ВЛ 110—220 кв, совмещающая функции сетей системообразующих и сетей распределительных. Поэтому при сопоставлении различных вариантов схемы присоединения упрощенных подстанций к ВЛ следует рассчитывать не только вероятность погашения одной подстанции, но также и вероятность одновременного обесточивания нескольких или всех подстанций, подключенных к данной линии; для линий с двухсторонним питанием предлагается определять также и надежность транзита мощности. Надежность схемы характеризуется не только вероятным числом отключений, но и суммарным временем восстановления электроснабжения и транзита мощности. При расчете времени восстановления вводятся понятия эквивалентного режима и времена аварийной готовности. Предлагаемый подход к анализу надежности иллюстрируется расчетами показателей надежности трех вариантов схемы присоединения упрощенных подстанций 110 кв к двухцепной ВЛ. Библ. 8.

УДК 621.314.224:621.311.018.782.3

О целесообразном выполнении трансформаторов тока с учетом их работы в переходных режимах. Стогний Б. С. — «Электричество», 1974, № 8.

Приведено сравнительное рассмотрение способов выполнения трансформаторов тока (ТТ) на электромагнитном принципе с учетом переходных режимов. Отмечена целесообразность применения внешних устройств для эксплуатации ТТ с целью снижения их погрешностей в переходных режимах. Показана целесообразность создания новых ТТ путем выполнения их сердечников: со сплошным зазором, достаточным для обеспечения линейности ТТ во всех заданных техническим требованиями режимах — при одном допустимом значении погрешностей в переходных режимах; с частичным — при заданных наряду с допустимыми в переходных значительно меньшими погрешностями в установленныхся режимах. Для снижения погрешностей в установленныхся и переходных режимах рекомендуется применять наряду со специальной конструкцией сердечника ТТ емкостную компенсацию его погрешностей. Отмечены некоторые особенности выполнения каскадных ТГ с учетом переходных режимов. Библ. 14.

УДК 621.316.925.2:621.372.542

Синтез активных фильтров симметричных составляющих. Ванни В. К., Енин А. С. — «Электричество», 1974, № 8.

Рассматриваются вопросы построения фильтров с помощью активных, унифицированных аналоговых решающих элементов, обладающих малым потреблением мощности от источника сигнала. Предлагается метод синтеза по передаточным функциям, определяемым из исходных уравнений. Приводится анализ погрешности устройства, на основании которого формулируются требования к параметрам операционных усилителей. В качестве примера представлен фильтр симметричных составляющих обратной последовательности, приводятся его основные характеристики. Библ. 7.

УДК 621.327.333.6

Электрические характеристики опорной изоляции сверхвысокого напряжения. Волкова О. В., Кокуркин Б. П., Слуцкий Л. С. — «Электричество», 1974, № 8.

Рассматриваются разрядные характеристики изоляционных конструкций «экран — колонка изоляторов КО-110 — плоскость» в зависимости от типа экрана, его положения, высоты конструкции и вида приложенного напряжения.

Исследованы опорные конструкции из четырех, пяти и семи изоляторов с кольцевыми экранами диаметром 1; 1,65 и 2,5 м. Испытания проводились при коммутационных импульсах положительной полярности с длиной фронта в диапазоне 25—5500 мксек и плавном подъеме напряжения промышленной частоты.

Проведена сравнительная оценка прочности изоляционных конструкций при указанных воздействиях. Установлена зависимость прочности конструкции от диаметра и положения экрана, а также от длины фронта импульса напряжения. Библ. 7.

УДК 621.315.211.9.015.31

Корона в водороде и элегазе при высоком давлении. Ляпин А. Г., Семенов Ю. Н. — «Электричество», 1974, № 8.

Для оценки критического коронного напряжения в скжатых газах при высоких давлениях рассмотрена модернизация методов Кумифмюлера — Фер Планка — Разевига применительно для цилиндрической системы электродов.

Показано, что знание электрической прочности исследуемого газа в однородном поле позволяет подсчитать для большого диапазона геометрических размеров цилиндрических конденсаторов (практические размеры) напряженность (напряжение) зажигания униполярной короны отрицательной полярности.

Рассмотренный метод не позволяет рассчитать критическое коронное напряжение положительной полярности, так как не учитывает эффект полярности.

Показано, что для выявления различия в природе зажигания короны с ростом давления необходимы дополнительные, главным образом оптические исследования. Библ. 16.

УДК 621.3:538.3

Импульсное магнитное поле массивного соленоида, помещенного внутрь проводящей оболочки. Михайлов В. М. — «Электричество», 1974, № 8.

Выполнен анализ переходного электромагнитного процесса в системе «массивный соленоид — внешняя проводящая оболочка». Принято, что магнитное поле в отверстии соленоида и в зазоре системы однородно, а электромагнитные волны в материале соленоида и оболочки близки к плоским. Получены формулы для расчета напряженности магнитного поля в отверстии соленоида при условии, что через соленоид пропускается ступенчатый импульс тока. Из этих формул с помощью интеграла Диамеля могут быть получены зависимости от произвольной формы импульса тока в соленоиде. Приводится пример расчета. Библ. 11.

УДК 621.314.212.048.004.6

Учет температуры окружающей среды при определении износа изоляции трансформатора. Никитин Ю. М. — «Электричество», 1974, № 8.

Рассматривается задача определения относительного износа изоляции трансформатора в реальных условиях сезонных изменений температуры окружающей среды. Предложенный метод позволяет рассчитать относительный износ изоляции по вероятностным характеристикам процессов изменения тока нагрузки и температуры окружающей среды. Приводится пример расчета. Показано, что неучет этих изменений приводит к завышению относительного износа более чем в 2 раза. Библ. 8.

УДК 621.314.21:536.3.001.24

Аналитический метод теплового расчета трансформатора малой мощности. Кофман Д. Б. — «Электричество», 1974, № 8.

Излагается аналитический метод определения максимального превышения температуры обмотки трансформатора, построенный на основе решения теплового поля обмотки и сердечника, с учетом теплопроводности изоляции и катушки, температурного коэффициента противления материала обмотки и анизотропности сердечника. Библ. 1.

УДК 621.318.3.064

Время трогания двухобмоточных электромагнитов с параллельным включением обмоток. Гринберг В. С., Гусельников Э. А., Кононенко Е. В. — «Электричество», 1974, № 8.

С помощью операторных уравнений в обобщенных функциях получены аналитические выражения переходных токов, и. с. и времени трогания двухобмоточных электромагнитов при одновременном и неодновременном включении обмоток. Рассмотрены пути увеличения быстродействия электромагнита. Библ. 6.

УДК 621.313.33.012.11

Круговая диаграмма непреобразованных токов асинхронной шины. Протанский С. А. — «Электричество», 1974, № 8.

Описывается методика построения круговой диаграммы непреобразованных токов асинхронной машины. В практике исследования позволяет отказаться от введения поправочных коэффициентов при расчете параметров схемы замещения и получить треугольник токов с учетом изменения намагничивающего тока, а также использовать дополнительное выражение электромагнитной мощности в функции угла между векторами токов. Приводится пример расчета. Библ. 4.

УДК 621.311.078

Экспериментальное определение спектральных характеристик колебаний промышленной частоты. Плетнев Г. П., Мухин В. С. — «Электричество», 1974, № 8.

Рассматривается постановка эксперимента по определению статических характеристик сигнала по промышленной частоте. На этапе планирования эксперимента предлагается использование модели реализации процесса, которая в дальнейшем позволяет определить алгоритм вычислений, удобный для реализации на ЦВМ. Анализ результата эксперимента подтверждает возможность использования этого сигнала в системах регулирования частоты и активной мощности энергосистем. Библ. 7.

УДК 621.315.1.017.2

Алгоритм определения потерь мощности и энергии от перетока реактивной мощности в протяженных линиях электропередач при постоянном токе. Поспелов Е. Г. — «Электричество», 1974, № 8.

Рассматривается зависимость потерь активной мощности и энергии от потоков реактивной мощности с учетом емкостных токов линий электропередач. Предложена методика расчета потерь электроэнергии в линиях электропередач. Составлены алгоритм и программа расчета ЦВМ потерь мощности и энергии в линиях с учетом емкостных токов. Библ. 2.

УДК 621.382.2

Исследование перегрузочной способности тиристоров, работающих в режиме выключателей переменного тока. Бранштейн А. М., Шлейфман И. Л., Иоффе Ю. И. — «Электричество», 1974, № 8.

Проведены исследования перегрузочной способности тиристоров по току при синусоидальном токе длительностью 10 мсек (один полупериод 50 гц). Перед опытом тиристоры находились при температуре окружающей среды. После прохождения импульса тока в тиристорах прикладывалось обратное восстанавливавшееся напряжение на выводах выключателя высокого напряжения. Тиристоры типа ТТ-250 выдержали импульсы тока с амплитудой, превышающей 7 ка. Это значение может быть принято для предварительных расчетов при определении технических характеристик полупроводникового выключателя. Характеристики тиристоров после многократного пропускания перегрузочных токов (несколько десятков раз) сохранились достаточно стабильными. Установлены критерии приближения тока перегрузки к разрушающему значению: изменение наклона вольт-амперной характеристики и расширение петли вольт-амперной характеристики. Библ. 4.

УДК 621.313.13-181.4.012.8

Определение параметров двухфазных асинхронных машин с полым ротором. Широков Н. Г. — «Электричество», 1974, № 8.

Дается обоснование нового метода определения параметров двухфазных асинхронных машин с полым ротором. Предлагаемый метод отличается простотой эксперимента и расчетов. Метод основан на использовании уравнений, связывающих токи фаз двухфазной асинхронной машины с напряжениями, приложенными к этим фазам. Дается пример расчета по предлагаемому методу. Библ. 4.

УДК [621.316.1:621.319.44].001.24

Определение мощностей регулируемых конденсаторных батарей в узлах сложной сети. Калялов Г. М., Молодцов В. С. — «Электричество», 1974, № 8.

Для решения различных задач по оптимизации параметров сложной электрической сети предложен общий метод аналитических моделей, воспроизводящих различные характеристики данной сети. Метод характеризуется высокой точностью при относительно малой затрате машинного времени, что позволяет также исследовать решения задачи вблизи точки глобального экстремума. В качестве примера получено и исследовано общее решение задачи оптимальной компенсации реактивных нагрузок сложной сети путем установки конденсаторных батарей в ее узлах. Библ. 6.

УДК 621.311:658.26(075.8)

Определение тела рассеяния центра электрических нагрузок для оптимального размещения питающих подстанций промышленных предприятий. Федоров А. А., Каменева В. В., Хмель С. Р. — «Электричество», 1974, № 8.

Описывается методика определения рационального места расположения питающих подстанций предприятий подземного типа (шахты, рудники и т. д.). Библ. 2.

УДК 621.316.925.45

Способ повышения быстродействия измерительных реле защиты при электромагнитных переходных процессах. Будкин В. В., Овчаренко Н. И. — «Электричество», 1974, № 8.

Правильность действия измерительных реле защиты при электромагнитных процессах коротких замыканий на линиях электропередач с распределенными параметрами обеспечивается установкой в цепях сравниваемых величин частотных фильтров, замедляющих срабатывание реле. Одним из способов повышения быстродействия реле является создание нулевых начальных условий собственных переходных процессов в частотных фильтрах. При этом время установления фазы напряжения на выходе фильтра минимально и составляет около половины периода промышленной частоты. Библ. 4.

УДК 621.316.925:621.314.214.68

Неискажающий электромагнитный преобразователь тока для релейной защиты. Дроздов А. Д., Гармаш В. А., Аллилуев А. А. — «Электричество», 1974, № 8.

Предложена схема неискажающего электромагнитного преобразователя тока для релейной защиты, содержащего управляемые и неуправляемые полупроводниковые вентили во вторичных цепях, и позволяющая трансформировать без искажений токи короткого замыкания с апериодической составляющей, смешанные и однополярные токи. Приводится методика расчета элементов датчика и определена область его применения. Библ. 3.

УДК 621.374.4.001.24

К теории автопараметрического деления частоты в феррорезонансных цепях. Каимов А. С. — «Электричество», 1974, № 8.

Рассматриваются элементы теории и методов расчета установившихся процессов возбуждения и поддержания субгармонических колебаний третьего порядка в феррорезонансных цепях. В качестве критерия эффективного использования линейных и нелинейных параметров цепи при заданном напряжении источника питания используются fazовые и энергетические соотношения. Библ. 8.

УДК 621.314.632+621.314.572

Специфика работы трехфазного мостового выпрямителя при его питании от инвертора напряжения. Высоцкий В. С. — «Электричество», 1974, № 8.

Рассмотрены особенности совместной работы трехфазного мостового выпрямителя и питающего его трехфазного мостового инвертора напряжения. Показано, что коммутация вентиляй выпрямителя подчинена коммутациям вентиляй инвертора. Установлено, что выпрямленное напряжение имеет вид последовательности прямоугольных однополярных импульсов, скважность которых определяет глубину регулирования напряжения выпрямителя. Рассмотрен ряд других характеристических свойств данной системы преобразовательных устройств. Библ. 3.

УДК 62-503.53

Коррекция бесконтактных следящих систем постоянного тока с помощью нереверсивного тахогенератора. Зубов М. А., Матюхина Л. И., Михалев А. С. — «Электричество», 1974, № 8.

Рассматривается достаточно простой в реализации способ коррекции следящих систем с бесконтактным двигателем постоянного тока с помощью синхронного тахогенератора, напряжение которого выпрямляется, коммутируется с помощью реле, управляемого сигналом рас согласования, пропускается через фильтр и подается на вход реле реверса двигателя. Исследование проведено с позиций гармонической линеаризации двигателя с привлечением метода припасовывания для определения моментов переключения канала реверса двигателя. Библ. 5.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество» с прискорбием извещают о кончине на 81-м году жизни члена КПСС с 1919 г., доктора технических наук, профессора Александра Яковлевича Бергера и выражают соболезнование родным и близким покойного.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, Л. Г. Мамиконянц (главный редактор), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: 103012 Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: 101000 Москва, Главный почтamt, абонентский ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Л. М. Кузнецова

Сдано в набор 14/VI 1974 г.

Формат 60×90^{1/8}

Тираж 9 569 экз.

Подписано к печати 2/VIII 1974 г.

Усл. п. л. 12

Зак. 814

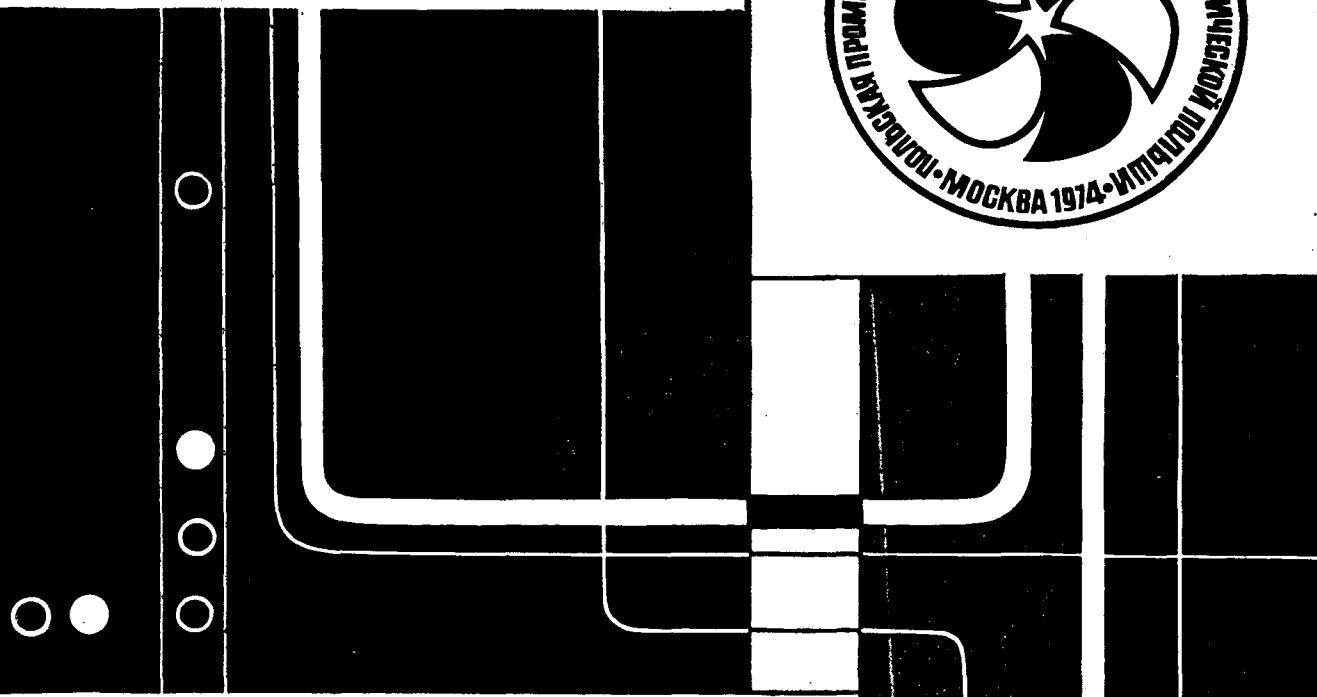
T-14507

Уч.-изд. л. 15,91

Цена 80 коп.

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

≠ Elektrīm



ПОВТ «ЭЛЕКТРИМ» предлагает:

Энергетическое оборудование и объекты:
теплоэлектростанции, турбины, котельные, градирни,
паровые и водяные котлы, турбоагрегаты

Высоко- и низковольтные комплектные распределительные устройства

Высоко- и низковольтную аппаратуру

Силовые трансформаторы

Электрические машины постоянного и переменного тока

Оборудование электрической тяги и выпрямительную аппаратуру

Оборудование проводной связи

Электроустановочное оборудование

Осветительную арматуру

Кабели и провода

Машины и устройства для кабельной промышленности

Приглашаем посетить нашу экспозицию на Польской промышленной выставке «30 лет ПНР» в Москве, которая открыта с 18.7 по 18.8. 1974 г. на территории ВДНХ.

Польское общество внешней торговли по электротехнике

WARSZAWA, Czackiego 15/17
ПОЛЬША

Почтовый адрес:
00-950 WARSZAWA

Почтовый ящик: 638

Телегр. адрес:
ELEKTRIM — WARSZAWA
Телефон: 26-62-71
Телетайп: 814 351