



ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1983

·ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ·

4

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

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

МОСКВА

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

УДК 621.31.004.4:621.311

Функциональные возможности накопителей электрической энергии в энергосистемах

АСТАХОВ Ю. Н., канд. техн. наук, ВЕНИКОВ В. А., доктор техн. наук,
ИВАНОВ А. М., канд. техн. наук, ЛИДОРЕНКО И. С., чл.-корр. АН СССР
МУЧНИК Г. Ф., доктор техн. наук, ТЕР-ГАЗАРЯН А. Г., ХАРИТОНОВ В. Ф., инженеры

Москва

Успехи, достигнутые в области производства конденсаторов новых типов [1 и 2], позволяют по-иному подойти к вопросам регулирования активной и реактивной мощности, а также управления энергосистемами. Это связано с возможностью включения в состав энергосистем принципиально новых устройств — накопителей электрической энергии. Сегодня существует множество различных типов накопителей энергии, которые в принципе могут существенно улучшить функционирование современных энергосистем. Рассмотрению возможностей этих накопителей, а также выявлению требования энергосистемы к ним посвящена предлагаемая статья.

Непрерывность во времени процессов производства, передачи и потребления энергии является характерной особенностью электрических систем. Данное обстоятельство однозначно предопределяет технологическую и организационную ее структуру. Практически невозможно обеспечить надежное электроснабжение без разумного резервирования силовых элементов.

Непрерывность процесса также способствует каскадному развитию аварийных ситуаций в электрических системах. Для их предотвращения приходится прибегать к ряду дорогостоящих мероприятий. Все перечисленные моменты в конечном итоге приводят к увеличению стоимости электроэнергии. Поэтому одной из актуальных проблем энергетики является создание устройств для полного или частичного разделения во времени процесса производства и потребления электроэнергии.

Отметим, что уже на начальной стадии развития систем были предложены накопители энергии, которые в той или иной степени предназначались для решения

сформулированной проблемы [3]. В настоящее время задачи накопителя энергии расширяются. Он становится необходим не только как промежуточное звено между производителем и потребителем, но и как регулятор в системе.

Накопителем энергии называется устройство для консервации энергии с целью ее дальнейшего использования. Различают следующие типы накопителей: механические (потенциальной и кинетической энергии), электростатические, электромагнитные, тепловые и химические.

Как следует из определения, для того чтобы накопитель обеспечивал дальнейшее использование накопителей энергии, он должен включать в себя, по крайней мере, два функциональных блока: устройство управления потоком энергии, регулирующее и преобразующее энергию одного рода в другой, и аккумулирующий элемент, непосредственно запаасающий и хранящий энергию. Тип накопителя энергии определяется аккумулирующим элементом, а характер устройства управления — потребителем энергии.

Сопоставление различных типов накопителей энергии приведено в табл. 1.

Как видно из таблицы, наибольший интерес представляют накопители электрической энергии (НЭЭ), которые аккумулируют энергию в электромагнитном или электростатическом полях. В свою очередь наиболее перспективными следует считать НЭЭ, аккумулирующий элемент которых выполнен на конденсаторах новых типов [1 и 2]. Отметим, что приведенные в табл. 1 данные и в части энергетических характеристик накопителей и в части возможности использования несколько

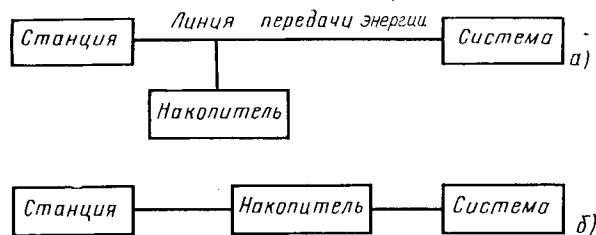


Рис. 1. Шунтовая (а) и линейная (б) схемы подключения накопителя энергии

условны. В зависимости от способа регулирования, места установки и других факторов эффективность накопителя в разных режимах может быть различной.

Все указанные накопители энергии подключаются к энергосистеме по шунтовой схеме замещения (рис. 1, а). Существует и другой способ подключения накопителей — последовательный (рис. 1, б). Такие линейные накопители электрической энергии (ЛНЭЭ) представляют собой криогенный, криорезистивный или обычный коаксиальный кабель постоянного тока, у которого значительно увеличены индуктивность или емкость. Так как ЛНЭЭ представляет собой коаксиальный кабель или его модификацию, внешние поля у него отсутствуют. В силу своих конструктивных свойств ЛНЭЭ является многофункциональным устройством, что может значительно улучшить его технико-экономические показатели.

В связи с тем, что накопитель энергии является элементом энергосистемы, он должен работать как в нормальных, так и в аварийных условиях; поэтому целесообразно различать несколько режимов работы накопителя.

Режим накопления энергии (заряд). При этом генераторы на электростанции вырабатывают энергии больше, чем требует потребитель. Такой режим наиболее благоприятен в часы «провала» графика нагрузки ночью. При этом заряд накопителя происходит без останова генераторов. Для ЛНЭЭ, кроме того, характерен режим «транспорт плюс накопление», когда через ЛНЭЭ передается необходимая потребителю энергия, и одновременно производится дальнейшее ее накопление.

Режим хранения энергии характеризуется балансом между энергией, вырабатываемой на станциях, и нагрузкой. Накопитель хранит энергию, но от системы не отключается на случай возникновения аварийных ситуаций. При этом ЛНЭЭ работает только как линия электропередачи — осуществляется режим «транспорт».

Режим выдачи энергии (разряд). Если нагрузка больше выработки электростанций, накопитель разряжается и отдает накопленную ранее энергию потребителю. В этих условиях ЛНЭЭ может также передавать потребителю всю энергию, генерируемую электростанциями, и разряжаться на потребителя сам — в режиме «транспорт плюс выдача».

Аварийные режимы: резкие сбросы и набросы нагрузки, качания, отключения части генераторов и т. д. При этом необходимо, чтобы накопитель энергии с достаточной скоростью выдавал или потреблял определенное количество энергии и обладал достаточной маневренностью и аварийной энергоемкостью для демпфирования колебаний.

Маневренность накопителя характеризуется двумя параметрами: $t_{рев}$ — временем реверса мощности, необходимым для перевода накопителя из режима выдачи энергии в режим потребления и наоборот, и постоянной

Таблица 1

Тип накопителя энергии	Предполагаемое время сооружения	Экономически оптимальная мощность или электроемкость	Удельные капитальные затраты на 1 кВт·ч	К. п. д., %	Удельная энергоемкость, Дж/м³	Время, с	
						разряда	хранения
ГАЭС	существует в настоящее время	200—4000 МВт	1*	65—75	10³	10—10⁴	не ограничено
Гравитационный	после 1985 г.	0,5—200 МВт	—	80—90	10⁴	10⁻³—10⁺¹	не ограничено
Накопитель с использованием сжатого воздуха	существует в настоящее время	200—1000 МВт	1,05—1,33	70	10⁶	10—10⁵	не ограничено
Тепловой	после 1985 г.	50—200 МВт	1,65	65—75	—	—	ограничено
Накопитель со свинцово-кислотными аккумуляторами	после 1985 г.	20—50 МВт·ч	0,78—0,83	60—75	10⁷	10⁻¹—10⁻³	ограничено
Накопитель с аккумуляторами новых типов	1985—2000 гг.	20—50 МВт·ч	0,5—0,67	70—80	—	—	ограничено
Накопитель с маховиками	1985—2000 гг.	10—50 МВт·ч	0,83—1	70—85	10⁶	10⁻¹—10⁻²	ограничено
Водородный	1985—2000 гг.	20—50 МВт	3,45—4,45	20—40	10⁷	—	не ограничено
Сверхпроводящий индукционный накопитель	1990—2000 гг.	до 4000 МВт·ч	1,1—1,5	75—90	10⁷	10⁻⁴—10⁴	ограничено
Накопитель на конденсаторах новых типов	1985—2000 гг.	1—1000 МВт·ч 10⁻¹—10³ МВт	0,87—1,2	до 85	10⁶	10⁻¹—10⁴	ограничено

* Удельные капиталовложения в ГАЭС приняты за единицу.

времени накопителя T_n , характеризующей скорость изменения потребляемой или выдаваемой накопителем мощности. В аварийных режимах, связанных с отключением части генерирующего оборудования или нагрузки, ЛНЭЭ работает аналогично шунтовому НЭЭ.

Во всех указанных нормальных и аварийных режимах должен соблюдаться баланс мощности и энергии в точке подключения накопителя:

$$P_r \pm P_n(t) = P_i(t),$$

где P_r — мощность генераторов станции; $P_i(t)$ — мощность нагрузки, определяемая ее графиком; $\pm P_n(t)$ — выдаваемая или потребляемая мгновенная мощность накопителя.

Поскольку накопитель должен работать в течение времени $t_{\text{раб}}$, определяемого графиком нагрузки, то рабочая энергоемкость

$$\mathcal{E}_{\text{н.р}} = \int_0^{t_{\text{раб}}} P_n(t) dt. \quad (1)$$

По конструктивным соображениям разряжать накопитель полностью не рекомендуется [4], т. е. полная энергоемкость накопителя $\mathcal{E}_n$ должна удовлетворять неравенству $\mathcal{E}_n > \mathcal{E}_{\text{н.р}}$. Одним из основных показателей, определяющих $\mathcal{E}_n$ и остальные параметры накопителя, является так называемый «мертвый объем» $\mathcal{E}_0$ — минимальный уровень накопленной энергии для обеспечения заданной функции (обеспечение динамической устойчивости при резких сбросах нагрузки, поддержание статической устойчивости, заполнение «провала» нагрузки), когда накопитель должен за определенное время потреблять (выдавать) энергию заданной мощности и в определенном диапазоне изменения напряжения на его зажимах. Таким образом, полная энергоемкость накопителя с учетом аварийных составляющих

$$\mathcal{E}_n = \mathcal{E}_{\text{н.р}} + \mathcal{E}_{\text{ав}} + \mathcal{E}_0, \quad (2)$$

где $\mathcal{E}_{\text{ав}}$ — аварийная энергоемкость, необходимая для демпфирования колебаний, возникающих в энергосистеме при любом из трех нормальных режимов работы накопителя; $\mathcal{E}_0$ — мертвый объем, определяемый по выражению

$$\mathcal{E}_0 = 0,5 \left(\frac{P_i^2}{P_n} \right) T_n; \quad (3)$$

здесь P_i — мощность, необходимая для осуществления i -й функции.

Можно выделить пять параметров накопителя энергии, определяющих его функциональные возможности в энергосистеме. Это — максимальная мощность накопителя P_n , полная энергоемкость $\mathcal{E}_n$, постоянная времени T_n , время работы $t_{\text{раб}}$ и время реверса энергии $t_{\text{рев}}$.

Предположим, что накопитель работает в соответствии с графиком рис. 2, обеспечивая его выравнивание. Тогда изменение мощности накопителя, предназначенное для поддержания напряжения и демпфирования колебаний, должно производиться в соответствии с выражениями:

$$\Delta P_n = \frac{\mathcal{E}_n}{T_n} \frac{1}{1 + pT_n} (K_f p \Delta \delta + K_{\Delta u} \Delta U + K_u p U) \quad (4)$$

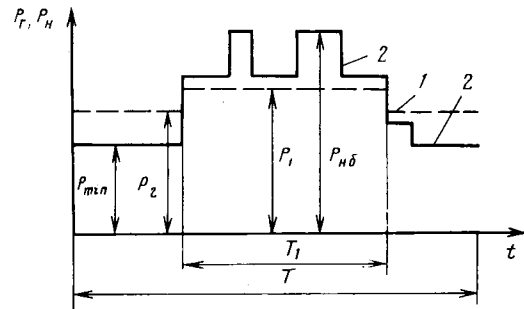


Рис. 2. Графики нагрузки: 1 — выровненный график электростанции; 2 — график нагрузки системы

для шунтового накопителя и

$$\Delta P_n = \frac{\mathcal{E}_n}{T_n} \frac{1}{1 + T_{CP} + T_L p^2} \times (K_f p \Delta \delta + K_{\Delta u} \Delta U + K_u p U) \quad (5)$$

для линейного накопителя.

Здесь K_f , $K_{\Delta u}$, K_u — коэффициенты регулирования по отклонению частоты, напряжения и производной напряжения, подлежащее определению в каждом конкретном случае подключения накопителя к энергосистеме; $p \Delta \delta$ — изменение частоты станции; ΔU — отклонение напряжения; pU — скорость изменения напряжения.

Выражения (4) и (5) для определения изменения выдаваемой (потребляемой) мощности в зависимости от требований режима позволяют приступить к выявлению системных требований к многофункциональному накопителю энергии. Необходимо отметить, что время-импульсные характеристики, полученные по этим выражениям, хорошо согласуются с экспериментальными, полученными в результате работы опытного образца емкостного накопителя.

Для выявления типов накопителей энергии, которые целесообразно использовать в энергосистеме, необходимо сформулировать требования системы к ним, т. е. очертить границы значений P_n , $\mathcal{E}_n$, T_n , $t_{\text{раб}}$ и $t_{\text{рев}}$.

Рассмотрим возможность использования накопителей энергии в качестве многофункциональных устройств, способных одновременно решать целый ряд задач, возникающих при работе энергосистемы:

снабжение потребителя с переменным графиком нагрузки электроэнергией при неизменной загрузке генераторов электростанций;

обеспечение баланса активных и реактивных мощностей в точках подключения накопителей;

поддержание постоянных напряжений в некоторых точках энергосистемы;

обеспечение статической устойчивости возможных режимов работы систем с заданным запасом, а также заданных пределов динамической устойчивости систем;

регулирование потоков обменных мощностей между энергосистемами.

Решение всего комплекса этих задач весьма сложно, что обусловлено, в первую очередь, такими свойствами энергосистемы, как многосвязность объектов регулирования, нелинейность процессов, многообразие установившихся режимов и возможных допущений. Поэтому сформулированный комплекс целесообразно разбить на ряд частных подзадач.

Изучение поведения накопителя энергии в энергосистеме без потери общности рассуждений проведем в системе «станция — шины неизменного напряжения». Для этого случая найдем значения параметров накопителей в зависимости от роли, которую он играет в энергосистеме.

Основной функцией накопителя энергии можно считать обеспечение переменной части графика нагрузки потребителей при равномерной загрузке генераторов станций. Однако, чтобы накопитель выполнял эту задачу, он должен обладать достаточной мощностью и энергоемкостью.

Рассмотрим суточный график нагрузки потребителя, изображенный на рис. 2. Поскольку накопитель энергии не вырабатывает, то ее производство на электростанции неизменно, т. е. предполагается, что к. п. д. равен единице:

$$P_1 T_1 + P_2 T_2 = \mathcal{E}_r, \quad (6)$$

где P_1, P_2 — мощности станции при работе с накопителем в течение времени T_1 и T_2 ; $T_1 = NT$ — длительность максимальной ступени графика; $T = 24$ ч; N — коэффициент пропорциональности между T_1 и T ; $\mathcal{E}_r$ — выработка энергии станцией за сутки.

Из графика нагрузки следует

$$\mathcal{E}_r = \sum_{i=1}^n P_i t_i,$$

где P_i — мощность, а t_i — длительность i -й ступени графика нагрузки.

В свою очередь

$$P_2 = k P_1,$$

где k — коэффициент, отражающий регулировочный диапазон агрегатов станции.

Решив уравнение (6), получим

$$P_1 = \frac{\sum_{i=1}^n P_i t_i}{T(N + k - kN)}, \quad (7)$$

Очевидно, что величины k и N однозначно определяют вид выровненного графика нагрузки. График работы самого накопителя энергии может быть получен путем вычитания графиков работы потребителя 2 и станции 1 (см. рис. 2). В таком случае мощность накопителя, необходимая для обеспечения заданного графика нагрузки при условии работы станции по двухступенчатому графику 1

$$P_n = \max \{ (P_{нб} - P_1), (P_2 - P_{мин}) \},$$

или с учетом (7)

$$\left. \begin{aligned} P_{нб} - P_1 &= P_{нб} \left(1 - \frac{T_{нб}}{T(N + k - kN)} \right); \\ P_2 - P_{мин} &= P_{нб} \left(\frac{kT_{нб}}{T(N + k - kN)} - \beta \right); \\ P_n = \frac{P_n}{P_{нб}} &= \max \left\{ \left(1 - \frac{T_{нб}}{T(N + k - kN)} \right), \right. \\ &\quad \left. \left(\frac{kT_{нб}}{T(N + k - kN)} \right) \right\} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $P_{нб}$ — максимальная мощность нагрузки; $T_{нб}$ — время наибольших нагрузок; β — коэффициент неравномерности графика нагрузки.

Определим теперь минимальную энергоемкость накопителя в режиме обеспечения пиковой нагрузки.

Энергоемкость накопителя энергии

$$\mathcal{E}_n = \sum P_{н.р. i} t_i = \left(\sum P_{н.з. i} \Delta t_i \right) \eta_n, \quad (9)$$

где $P_{н.р. i}, P_{н.з. i}$ — мощности накопителя в режимах разряда и заряда соответственно; η_n — к. п. д. накопителя.

В силу того, что график нагрузки носит циклический характер и обычно режимы накопления и выдачи (заряда и разряда) следуют один за другим, возникает вопрос, является ли энергоемкость, подсчитанная по формуле (9), наименьшей.

Для определения минимальной (рабочей) энергоемкости накопителя предположим, что первым следует режим накопления, связанный с прохождением «правила» нагрузки. Пусть при этом в накопитель поступает энергия

$$\mathcal{E}_{н1} = \eta_n \sum_{i=1}^n P_{н.з. i} \Delta t_i,$$

где Δt_i — длительность ступени графика работы накопителя; $P_{н.з. i}$ — мощность накопителя в режиме заряда.

Проверим, достаточно ли энергии $\mathcal{E}_{н1}$ для обеспечения нагрузки в режиме выдачи (см. рис. 2):

$$\Delta \mathcal{E}_n = \mathcal{E}_{н1} - \sum |P_{н.р. i}| \Delta t_i,$$

где $P_{н.р. i}$ — мощность накопителя в режиме разряда.

Если $\Delta \mathcal{E}_n > 0$, то энергии $\mathcal{E}_{н1}$, накопленной в режиме заряда, достаточно для обеспечения первого из режимов выдачи, и ее можно принять за рабочую энергоемкость по первым двум циклам работы. Отметим, что в течение суток циклов может быть несколько. Поэтому необходимы аналогичные проверки по всем остальным циклам. Если $\Delta \mathcal{E}_n < 0$, то необходимо увеличить рабочую энергоемкость до $\mathcal{E}_{н2}$ на величину «недостачи»:

$$\mathcal{E}_{н2} = \mathcal{E}_{н1} + (\mathcal{E}_{н1} - \sum |P_{н.р. i}| \cdot \Delta t_i).$$

На базе описанного алгоритма составлена программа на языке ФОРТРАН-4, учитывающая величину «мертвого объема» в соответствии с (3).

Время работы накопителя в режиме выравнивания графика нагрузки определяется длительностью ночного минимума и составляет 4—6 ч. Постоянная времени, определяемая известным соотношением $t_{раб} \leq 3T_n$, должна быть не менее 1,3—2 ч. Время реверса примем в данном случае равным времени перевода агрегатов ГАЭС из турбинного в насосный режим, т. е. 60—120 с.

Сформулируем требования к накопителям, обеспечивающим статическую устойчивость энергосистемы. Рассмотрим схему, изображенную на рис. 3, а. Проведем исследование устойчивости этой схемы при следующих допущениях: активные сопротивления схемы замещения рассматриваемой системы равны нулю; переходные электромагнитные процессы в статорных цепях генераторов не влияют на условия статической устойчивости; демпферные обмотки на роторах генераторов отсутствуют; генераторы не снабжены АРВ.

При указанных допущениях для малых колебаний системы справедливы:

уравнение движения ротора эквивалентного генератора

$$\left(T_J p^2 + \frac{\partial P_1}{\partial \delta_1} \right) \Delta \delta_1 + T_J p^2 \Delta \delta_2 + \frac{\partial P_1}{\partial U} \Delta U + \frac{\partial P_1}{\partial E_q} \Delta E_q = 0; \quad (10)$$

уравнение электромагнитных переходных процессов в обмотке ротора генератора

$$T_{d0} \frac{\partial E'_q}{\partial \delta_1} \Delta \delta_1 + T_{d0} p \frac{\partial E'_q}{\partial U} \Delta U + \left(T_{d0} p \frac{\partial E'_q}{\partial E_q} + 1 \right) \Delta E_q = 0; \quad (11)$$

уравнение баланса активных мощностей в точке подключения накопителя энергии

$$\Delta P_1 \pm \Delta P_H - \Delta P_2 = 0; \quad (12)$$

уравнение баланса реактивных мощностей в точке включения

$$\Delta Q_1 - \Delta Q_H - \Delta Q_2 = 0; \quad (13)$$

С учетом (4) характеристический определитель системы уравнений (10–13)

$$D(p) = \begin{vmatrix} \left(T_J p^2 + \frac{\partial P}{\partial \delta_1} \right) & (T_J p^2) \\ \frac{\partial P_1}{\partial U} & \frac{\partial P_1}{\partial E_q} \\ \left(T_{d0} p \frac{\partial E'_q}{\partial \delta_1} \right) & 0 \\ \left(T_{d0} p \frac{\partial E'_q}{\partial U} \right) & \left(T_{d0} p \frac{\partial E'_q}{\partial E_q} + 1 \right) \\ \left(\frac{\partial P_1}{\partial \delta_1} \pm \frac{\partial P_H}{\partial \delta_1} \right) & \left(-\frac{\partial P_2}{\partial \delta_2} \pm \frac{\partial P_H}{\partial \delta_2} \right) \\ \left(\frac{\partial P_1}{\partial U} - \frac{\partial P_2}{\partial U} \right) & \left(\frac{\partial P_1}{\partial E_q} \right) \\ \left(\frac{\partial Q_1}{\partial \delta_1} - \frac{\partial Q_H}{\partial \delta_1} \right) & \left(-\frac{\partial Q_2}{\partial \delta_2} - \frac{\partial Q_H}{\partial \delta_2} \right) \\ \left(\frac{\partial Q_1}{\partial U} - \frac{\partial Q_2}{\partial U} \right) & \left(\frac{\partial Q_1}{\partial E_q} \right) \end{vmatrix}. \quad (14)$$

Рассмотрим работу ЛНЭЭ, включенного в соответствии с рис. 3, б. Для передающего конца ЛНЭЭ (за инверторной подстанцией) можно записать уравнения балансов активной и реактивной мощности:

$$\left. \begin{aligned} P_H - P_c = 0; \quad \Delta P_H - \Delta P_c = 0; \\ Q_H - Q_c = 0; \quad \Delta Q_H - \Delta Q_c = 0. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

С учетом (4) и (5) характеристический определитель системы уравнений (15)

$$D(p) = \begin{vmatrix} \left(\frac{\partial P_H}{\partial \delta} (p) - \frac{\partial P_2}{\partial \delta} \right) & \left(\frac{\partial P_H}{\partial U} (p) - \frac{\partial P_2}{\partial U} \right) \\ \left(\frac{\partial Q_H}{\partial \delta} (p) - \frac{\partial Q_2}{\partial \delta} \right) & \left(\frac{\partial Q_H}{\partial U} (p) - \frac{\partial Q_2}{\partial U} \right) \end{vmatrix}. \quad (16)$$

При исследовании определителей (14) и (16) предполагается, что в любой момент времени реактивная мощность, потребляемая преобразователем, однозначно связана с активной. Производные $\frac{\partial P_H}{\partial U}$, $\frac{\partial Q_H}{\partial U}$, $\frac{\partial P_H}{\partial \delta}$,

$\frac{\partial Q_H}{\partial \delta}$ получаются дифференцированием уравнений (4) и (5) по напряжению и углу.

Если известны параметры системы, накопителя и коэффициенты, входящие в закон регулирования накопителя, можно сделать заключение об устойчивости энергосистемы.

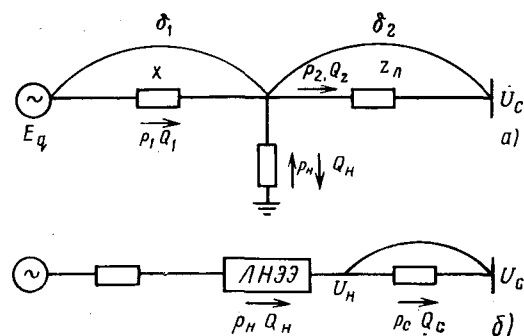


Рис. 3. Схема исследуемой системы: а — шунтовое подключение накопителя; б — линейное подключение накопителя

При решении обратной задачи определяются параметры накопителя и значения коэффициентов его регулирования, исходя из того, что энергосистема, в которую он включен, устойчива. Анализируя работу энергосистемы с накопителем электроэнергии, можно сделать следующие выводы:

шунтовые и линейные накопители, регулируемые в соответствии с (4) и (5), обеспечивают статическую устойчивость энергосистемы без привлечения каких-либо дополнительных устройств, а выбранные по условию выравнивания графика нагрузки — обеспечивают статическую устойчивость передачи;

постоянная времени накопителя ограничена снизу, с ростом ее область устойчивости увеличивается.

Учитывая, что время работы накопителя примерно втрое больше T_H , получим для минимально возможного $T_H = 0,032$ с $t_{раб} \approx 0,1$ с.

Исследование зависимости

$$\Delta f = \psi(\Delta P_H, P_c, P_r), \quad (17)$$

где P_r — генерируемая мощность; P_c — мощность системы, показали, что накопитель, регулируемый в соответствии с соотношениями (4) и (5), может поддерживать частоту в энергосистеме; при этом $T_H \geq 0,03$ с.

Одной из функций накопителей энергии является поддержание динамической устойчивости системы. Рассмотрим в качестве примера схему энергосистемы, изображенную на рис. 3, а. Накопитель энергии включен на шинах электростанции и работает по переменному графику нагрузки. Баланс активной мощности до возмущения:

$$P_r \pm P_H(t) = P_c(t), \quad (18)$$

где P_r — постоянная мощность, генерируемая электростанцией; $P_H(t)$ и $P_c(t)$ — мгновенные мощности накопителя и нагрузки.

Пусть возмущение — трехфазное короткое замыкание в начале одной из параллельных линий системы, которое устраняется отключением поврежденного участка. Рассмотрим самый тяжелый случай, когда авария происходит в режиме наибольшей нагрузки. С момента обнаружения аварии системной автоматикой накопитель переводится из режима выдачи в режим потребления энергии через время $t_{рев}$, создавая тем самым дополнительную нагрузку на генераторы станции, необходимую для предотвращения нарушения устойчивости работы энергосистемы. Условие сохранения динамической устойчивости

$$\int_{\delta_0}^{\delta_{рев}} P_c d\delta + \int_{\delta_{рев}}^{\delta_{отк}} P'_c d\delta = - \int_{\delta_{отк}}^{\delta_{пред}} (P'_c - P''_m \sin \delta) d\delta, \quad (19)$$

где $\delta_{рев}$ — угол, соответствующий времени реверса.

После определения P'_c и учитывая то, что до аварии имело место соотношение $P_c = P_r + P_n$, а после аварии — $P_c = P_r - P_n$, где P'_c — мощность, ускоряющая ротор эквивалентного генератора, определим $P_n = 0,5 (P_c - P'_c)$.

Рассмотрим теперь работу ЛНЭЭ, включенного по схеме рис. 3, б.

В первом цикле качаний, происходящих в результате возмущений, ЛНЭЭ накапливает энергию поступающего в него тока короткого замыкания. В этом режиме он представляет собой дополнительную нагрузку на генератор. Условие сохранения устойчивости

$$\int_{\delta_0}^{\delta_{отк}} (P_0 - P_n) d\delta = \int_{\delta_{отк}}^{\delta_{кр}} (P'_m(\delta) - P_0) d\delta.$$

Решим это уравнение относительно мощности линейного накопителя:

$$P_n = \frac{P_0 (\delta_{кр} - \delta_0) + P'_m (\cos \delta_{кр} - \cos \delta_{отк})}{\delta_{отк} - \delta_0}. \quad (20)$$

Отметим, что, поскольку мощность, потребляемая накопителем во время аварии, меняется в соответствии с его время-импульсной характеристикой, относительное движение ротора эквивалентного генератора происходит с переменным ускорением. В связи с этим значения углов $\delta_{рев}$ и $\delta_{отк}$, соответствующих моментам отключения аварии и реверса мощности накопителя, можно рассчитать методом последовательных интервалов.

Аварийная энергоемкость накопителя определяется следующим образом: во время первого цикла качаний, когда ротор эквивалентного генератора ускоряется, накопитель должен поглощать энергию. Как только ротор начинает замедляться, накопитель может быть либо отключен, либо даже переведен в режим выдачи. Поскольку энергоемкость накопителя должна обеспечивать устойчивость при работе всех циклов АПВ, можно записать:

$$\mathcal{E}_{ав} = \int_{t_{рев}}^{t_{отк}} P_n(t) dt.$$

При этом предполагается, что накопитель отключается от энергосистемы в момент начала торможения ротора и переводится в режим хранения до следующего возмущения, вызванного включением поврежденного участка.

Отметим, что для шунтового индуктивного накопителя $t_{рев}$ может быть равным минимальному времени срабатывания релейной защиты, для емкостного — времени отключения поврежденного участка, а для линейного накопителя оно равно нулю, так как он воспринимает любые изменения режима. Для шунтового накопителя с ростом времени реверса растет и P_n , поскольку, чем позднее включается накопитель в работу, тем большую энергию он должен успеть «поглотить». Расчетные границы параметров шунтовых и линейных накопителей, определяемые требованиями энергосистем, приведены в табл. 2. В расчетах принят график нагрузки с параметрами: $P_{нг} = 1500$ МВт; $\beta = 0,53$; $T_{нг} = 5500$ ч; за базисную принята мощность электростанции.

Как видно из табл. 2, накопитель энергии, выравнивающий график нагрузки, может при соответствующем

Таблица 2

Функция накопителя электроэнергии	P_n , отн. ед.	$\mathcal{E}_n$, Дж	T_n , с	$t_{рев}$, с	$t_{раб}$, с
Выравнивание графика нагрузки	$\sim 0,37$	$5 \cdot 10^{12}$	$\geq 5 \cdot 10^3$	≤ 120	$1,5 \cdot 10^4$
поддержание динамической устойчивости	$0,1-0,4$	10^7-10^8	> 1	$\leq 0,12$	> 1
поддержание статической устойчивости	$\geq 0,05$	10^7	$\geq 0,032$	—	$\geq 0,04$
поддержание частоты	$\geq 0,1$	10^7	$\geq 0,032$	—	—

щем регулировании быть многофункциональным устройством. Причем, если для обеспечения устойчивости и поддержания частоты линейный накопитель должен быть мощнее шунтового, то в случае многофункционального накопителя линейный и шунтовой накопители имеют одинаковые мощности. Таким образом, выбор между шунтовым и линейным накопителем должен осуществляться как по соображениям надежности электроснабжения, так и по технико-экономическим показателям.

Стоимость электроэнергии в часы пик и в часы ночного «провала» нагрузки различна. Поэтому к. п. д. накопителя должен быть определен так, чтобы стоимость отданной пиковой энергии $C_{пик}$ была не выше стоимости энергии, полученной при накоплении в часы «провала» нагрузки $C_{пров}$: $\eta_n \geq C_{пров}/C_{пик}$.

Ежегодные затраты на накопитель $\mathcal{Z}_n$ складываются из отчислений от капиталовложений в него $K_{n \max}$ и издержек на покрытие потерь энергии $I_{пот}$. В зависимости от места установки накопителя эффективность его функционирования меняется, но она всегда определяется суммой следующих слагаемых: экономии топлива, уменьшения потерь энергии и капиталовложений в энергосистему. Таким образом, экономическая эффективность накопителя

$$S_n = \Delta S_T + \Delta S_{пот} + E_n \sum_{i=1}^n S_i + \sum_{i=1}^n p_i S_i, \quad (21)$$

где ΔS_T — экономия топлива; $\Delta S_{пот}$ — экономия за счет уменьшения потерь энергии в линиях; E_n — нормативный коэффициент эффективности капиталных вложений; p_i — i -й коэффициент амортизационных отчислений; S_i — уменьшение капиталовложений в энергосистему.

Исходя из того, что ежегодные затраты на накопитель не должны превышать ежегодного экономического эффекта S_n от его функционирования, можно определить максимально допустимую удельную величину капиталовложений в накопитель $K_{уд \max}$, отнесенную к его мощности:

$$K_{уд \max} = \frac{K_{n \max}}{P_n} \leq \frac{\Delta S_T + \Delta S_{пот} + \sum_{i=1}^n p_i S_i + E_n \sum_{i=1}^n S_i - U_{пот}}{(E_n + P_n) P_n},$$

где $K_{n \max}$ — капиталовложения в накопитель, включая все его блоки.

Исследования показали, что в сетях, где эффективность уменьшения потерь энергии имеет наряду с устой-

чивостью нагрузки наибольший вес (например, в местных сетях) экономический эффект функционирования накопителей возрастает по мере его приближения к потребителю. В частности, для таких сетей в соответствии с табл. 1 наиболее перспективными являются накопители энергии с конденсаторами новых типов, поскольку их можно изготавливать на небольшие мощности.

♦♦♦♦♦♦♦♦♦♦

УДК 621.311.001.24

Экспертные оценки и теория нечетких множеств в исследовании электрических систем

ОРУДЖЕВ Ф. Д.

Москва

Быстрое развитие электрических систем (ЭС) в ряде случаев делает затруднительным получение их однозначного математического описания [1 и 2]. Сложность математического описания связана с неопределенностью и субъективностью оценки принимаемых решений, невозможностью учета всего разнообразия изменений условий будущего функционирования ЭС, что делает четкие данные прошлого опыта нечеткими для принятия решений в будущем; существенно также, что ряд факторов, влияющих на процесс, приходится при формализации задачи не учитывать или учитывать приближенно. Сложности этого рода могут быть частично сняты применением методов экспертных оценок (ЭО) [1—3].

В задачах проектирования и особенно автоматизированного проектирования аппарат ЭО должен учитывать специфику объекта. При этом то обстоятельство, что в экспертную комиссию входят специалисты различного профиля, создает особенность в применении метода ЭО. Здесь важно иметь специальные алгоритмы, позволяющие обобщать экспертные оценки, сохраняя при этом достаточную достоверность и надежность получаемых результатов [1 и 3]. Существующие алгоритмы основаны на принципе парных сравнений и позволяют осуществлять: получение количественной информации по определенным качественным отличиям; сопоставление большого числа трудноразличимых объектов; привлечение экспертов различного профиля; усреднение избыточных суждений экспертов, что делает результат статистики более надежным. При парном сравнении, кроме констатации факта о предпочтительности одного элемента над другим, может выявляться также степень этого предпочтения. Степень предпочтения (доминирования) может быть многослойной. По условиям различимости экспертом уровней доминирования предлагается выделять три эвристически различимых уровня: слабый, существенный, сильный [3].

Метод экспертных оценок относится к методам приближенного получения решений. Использование принципа парных сравнений в сочетании с элементами теории вероятностей позволяет значительно повысить достоверность экспертной информации.

Проектирование электроэнергетических систем это многокритериальная задача, предполагающая знание нескольких показателей каждого ее элемента. Так, показателями качества электропередачи как элемента

Список литературы

1. Лидоренко Н. С. Аномальная электрическая емкость и экспериментальные модели гиперпроводимости. — ДАН СССР, 1974, т. 216, № 6.
2. Лидоренко Н. С. Об электрической природе материи и перспективах электротехники. — Электричество, 1976, № 7.
3. Пауэр Б. Аккумуляция энергии. — М.: ГИЗ, 1930.
4. Peferson H. A., Boom R. W., Young W. C. Wisconsin superconducting energy storage project. — Proc. APC, 1975, vol. 37.

[03.05.82]

ЭС могут быть надежность функционирования, экономичность, конструктивная простота, экологические факторы и т. д. Необходимость учета комплекса таких показателей приводит к неопределенности и нечеткости при выявлении показателя эффективности проектного решения. Многомерность и качественное различие показателей становятся препятствием при получении обобщенной оценки относительной эффективности проекта.

Учет неопределенности и нечеткости информации при принятии проектных решений может основываться на использовании теории нечетких множеств (ТНМ), позволяющей характеризовать каждый рассматриваемый вариант вектором в пространстве определяющих показателей. Многозначность и многокритериальность решения, а также и учет неопределенности исходных данных можно при этом формализовать, представив конечный результат в виде множества, а показатели качества проекта в виде подмножеств. Из ТНМ известно, что каждое такое подмножество может входить в другое множество — множество качества, при этом характеристические функции $f^p(V)$ будут представлять меру их принадлежности вектору качества $\bar{V}$.

Такой подход позволяет трансформировать пространство качественных показателей на интервал $[0, 1]$, что в свою очередь облегчает получение их количественных показателей.

Проектируемые системы состоят из большого числа элементов со сложными функциональными и конструктивными взаимосвязями. На начальном этапе, когда известна обобщенная структура системы, решение задачи оптимизации ее показателей качества должна решаться совместно с оптимизацией показателей качества ее элементов. Эта задача многокритериальной оптимизации является достаточно сложной в ее реализации. Относительно достоверное и простое решение такой задачи можно получить, используя совместное с эвристическими методами парных сравнений элементы ТНМ.

Рассмотрим возможность применения методов парного сравнения и ТНМ для задач прогнозирования обобщенного показателя качества проектного варианта и выбора альтернативы технического объекта, наиболее удовлетворяющего показателю качества, т. е. имеющей максимальную степень принадлежности вектору $\bar{V}$.

Пусть заданы альтернативные варианты технического

решения X , и экспертным путем определен набор параметров P , по которым осуществляется попарное сопоставление вариантов. Информация о важности параметра при бинарном сравнении вариантов определяется на нечетком отношении приоритета параметра по условию P_i «не менее важен» P_j . Таким образом, каждый элемент матрицы $\mu_V(p)$, определенной в области декартова произведения $p \times p$,

$$\mu_V(p) = \frac{\sum_{i=1, j=1}^n \varphi_{pk}^{ij}}{m}, \quad (1)$$

где φ_{pk}^{ij} — степень выполнения условия P_i «не менее важен» P_j , высказанное k -м экспертом; m — число экспертов.

Построенная по (1) матрица нечеткого отношения важности показателей вектора качества представляет собой матрицу, элементы которой несут смысловую нагрузку выполнения условия параметров P_i «не менее важен» P_j , усредненную по суждениям всех экспертов. Попарное взаимное сравнение важности параметров позволяет сохранить в (1) непоследовательность высказываний экспертов, связанную с неопределенностью отдаления явного предпочтения. Результирующая матрица будет представлять собой нечеткое отношение важности параметров, по которым будут оцениваться альтернативы.

Выбор всякой альтернативы из совокупности альтернатив осуществляется каким-либо из методов отбраковки нерациональных альтернатив. Подобная отбраковка может строиться на анализе отношения предпочтения альтернатив. Если множество альтернатив обозначить через X , а отношение предпочтения через R , рациональную альтернативу проектного решения следует искать в множестве (X, R) .

Задачу многокритериального выбора рациональной альтернативы из множества альтернатив можно сформулировать следующим образом. Пусть множество всех возможных альтернатив представлено в виде множества X и каждому элементу этого множества $x_i \in X$ ставится в соответствие числовая оценка альтернативы $z_i \in Z$ отдельно по каждому параметру. Необходимо выделить из множества X альтернативу $x^* \in X$, являющуюся наиболее эффективной по комплексу показателей качества (эффективности) при имеющихся численных оценках альтернатив $z \in Z$, заданных отдельно по каждому показателю. Эту задачу можно отнести к ряду задач многопараметрической оптимизации. Особенностью этой задачи многоцелевой оптимизации является представление информации о важности показателей эффективности не в виде весовых коэффициентов, а через нечеткие отношения важности признаков $\mu_V(p) : p \times p \rightarrow [0, 1]$. Каждая альтернатива из множества X оценивается на тихоновском пространстве функции цели: $f : x \times z \rightarrow [0, 1]$. Таким образом, зная множество альтернатив X и нечеткое подмножество допустимых альтернатив $\mu_A : x \rightarrow [0, 1]$, можно построить подмножество оценок этих альтернатив z_B с функцией принадлежности $\mu_B : z \rightarrow [0, 1]$. Интуиция и опыт эксперта выполняют роль изоморфного отображения множества альтернатив X на множество шкальных оценок $Z \in z$, т. е. $f(x, z) \rightarrow [0, 1]$.

Сложность и многосторонность каждой альтернативы не позволяют эксперту давать достаточно достоверные оценки одновременно по всем параметрам. Перед эк-

спертами ставится задача бинарного сопоставления альтернатив по какому-либо одному параметру, что делает результат экспертного опроса достаточно достоверным [1 и 3]. Кроме того, этот подход не противоречит условию привлечения в экспертную комиссию специалистов различного профиля, о чем говорилось выше.

Экспертами производится парное сравнение альтернатив в области оценок z_B , что в соответствии с законом обобщения двух функционально связанных нечетких величин [4 и 5], адекватно парному сравнению самих альтернатив. Иными словами, любая альтернатива $x_i \in X$, заданная функцией f , соотносится с нечеткой оценкой этой альтернативы в форме нечеткого подмножества $f(x, z_B)$ множества оценок. Степенью предпочтения альтернативы $x_1 \in X$ к $x_2 \in X$ будет считаться степень предпочтения нечеткой оценки $f(x_1, z_B)$ оценке $f(x_2, z_B)$.

Возвращаясь к закону обобщения двух функционально связанных нечетких величин, можно записать:

$$\eta(x_1, x_2) = \tilde{\eta}[f(x_1, z_B), f(x_2, z_B)], \quad (2)$$

$$z_B \in Z; x_1, x_2 \in X$$

где $\eta(x_1, x_2)$ — нечеткое отношение нестрогого предпочтения альтернативы x_1 альтернативе x_2 ; $\tilde{\eta}$ — индуцированное нечеткое отношение нестрогого предпочтения в области оценок Z .

Попарное сравнение всех альтернативных вариантов между собой в области оценок $z_B \in Z$ позволяет построить область предпочтения R с функцией принадлежности $\mu_R : z \times z \rightarrow [0, 1]$.

Нечеткое отношение нестрогого предпочтения на X есть рефлексивная матрица $\mu_R : x \times x \times z \times z \rightarrow [0, 1]$, элементы которой суть степень предпочтения альтернатив друг другу по условию x_i «не хуже» x_j :

$$\mu_R(x_i, x_j) = 1, \quad \forall x \in X.$$

Необходимо выделить в области R множество строгого предпочтения R^s , в которой обязательно выполнение условия x_i «не менее важен» x_j , $(x_i, x_j) \in R^s$, x_j «не менее важен» x_i , $(x_j, x_i) \notin R^s$.

Совокупность таких пар альтернатив составит отношение строгого предпочтения R^s на множестве X . Совокупность пар $(x_i, x_j) \in R^s$ будет называться множеством строгого предпочтения с уровнем линейности γ , если выполняются условия $(x_i, x_j) \in R^s \geq \gamma$, $(x_j, x_i) \notin R^s$, $\forall x \in X$. Множество строгого предпочтения выделяет из исходного множества R подмножества R^s , что позволяет значительно сузить область поиска рациональной альтернативы. По [5] множество строгого предпочтения можно найти из множества нестрогого предпочтения по следующему выражению:

$$R^s = \begin{cases} \mu_R(x_i, x_j) - \mu_R(x_j, x_i), & \text{если } \mu_R(x_i, x_j) > \mu_R(x_j, x_i) \\ 0, & \text{если } \mu_R(x_i, x_j) \leq \mu_R(x_j, x_i) \end{cases} \quad (3)$$

или

$$R^s = R \setminus R^l.$$

Найденное множество строгого предпочтения позволяет найти в множестве X подмножества недоминируемых альтернатив (X, μ_R^s) . Согласно определению μ_R^s , для $\forall x, y \in X$, μ_R^s есть степень, с которой альтернатива y доминируется альтернативой x . Тогда при фиксированном $y \in X$ определенную на X функцию $\mu_R^s(y, x)$ можно рассматривать как функцию принадлежности нечеткого множества «всех» альтернатив x , которые

строго доминируются альтернативой y . Таким образом, недоминирование можно представить дополнением в X подмножества всех альтернатив, которые не доминируют ни одной альтернативой из X . Нужно взять пересечение всех дополнений, полученных по всем $y \in X$. Это пересечение и будет множеством всех недоминируемых проектных альтернатив:

$$\mu_R^{\text{нд}}(x) = \inf_{x, y \in X} [1 - \mu_R^s(y, x)]. \quad (4)$$

Подставляя выражение (3) в (4), получаем:

$$\mu_R^{\text{нд}}(x) = \inf_{x, y \in X} \{1 - (\mu_R(y, x) - \mu_R(x, y))\}. \quad (5)$$

В [5] приводится доказательство того, что построенное на множестве X подмножество альтернатив $X^{\text{нд}}$ с $\mu_R^{\text{нд}}$ включает в себя всю совокупность рациональных альтернатив, в том числе и седловую точку области недоминирования. Рациональным выбором альтернативы будет такой, у которого функция принадлежности $\mu_R^{\text{нд}}$ максимальна.

Все приведенные рассуждения касались случая, когда сравнение альтернатив вариантов производится по какому-либо одному параметру. Аналогичные рассуждения можно распространить и на случай большего числа параметров.

Пусть задано множество альтернатив X и множество признаков P , по которым должны оцениваться альтернативы. Каждой альтернативе $x \in X$ в той или иной мере присущ каждый из признаков множества P . Если для каждого $p_i \in P$ известно нечеткое отношение важности признаков $\mu_V(p)$ на множестве альтернатив X , т. е. известна функция принадлежности $\mu_V(p): x \times P \rightarrow [0, 1]$, $\varphi(x_1, x_2, p) \Rightarrow x_1$ «не менее важен» x_2 по параметру p .

Согласно [4 и 5] и в соответствии с (2) нечеткое отношение нестрогого предпочтения двух альтернатив по всем параметрам можно представить выражением:

$$\eta(x_1, x_2) = \sup_{x_1, x_2 \in X} \inf_{p_1, p_2 \in P} [\varphi^{\text{нд}}(x_1, p_1) \varphi^{\text{нд}}(x_2, p_2) \times \mu_V(p_1, p_2)]. \quad (6)$$

Далее, с получением множества строгого предпочтения, повторяется процедура нахождения подмножества недоминируемых альтернатив. Если для какой-либо альтернативы x^* выполняется $\sup_{z \in X} \varphi(x^*, z) = a < 1$, то значение $\eta^{\text{нд}}(x)$ не будет отражать истинной степени недоминирования этой альтернативы. Исходное подмножество недоминирования необходимо откорректировать [5]:

$$\tilde{\eta}^{\text{нд}}(x) = \bigcap_{x_i \in X} \{\eta^{\text{нд}}(x), \eta(x_i, x_i)\}. \quad (7)$$

Решение задачи выбора рациональной альтернативы предлагается выполнять по следующему алгоритму:

1. Выделение набора признаков, по которым сравниваются альтернативные варианты $p_1 - p_n \in P$.
2. Построение результирующей матрицы относительной важности признаков $\mu_V(p): p \times p \rightarrow [0, 1]$.
3. Построение результирующих множеств нестрогого предпочтения альтернатив отдельно по каждому признаку $\mu_R: x \times x \rightarrow [0, 1]$.

4. Нахождение в этих множествах подмножеств строгого доминирования $R^s = R \setminus R^l$.

5. Определение множеств недоминирования альтернатив по каждому параметру:

$$\varphi^{\text{нд}}(x_i, p) = \inf_{x_i, x_j \in X} [1 - \mu_R^s(x_i, x_j)].$$

6. Построение матрицы индуцированного отношения предпочтения на множестве альтернатив по всем параметрам:

$$\eta(x_i, x_j) = \sup_{p_1, p_2 \in P} \inf_{x_i, x_j \in X} \times \{ \varphi^{\text{нд}}(x_i, p_1) \varphi^{\text{нд}}(x_j, p_2) \mu_V(p_1, p_2) \}.$$

Если выполняется условие $\sup \varphi(x, \varphi_p) = 1$, переходим к п. 8.

7. Корректируем найденное $\eta^{\text{нд}}(x)$: $\tilde{\eta}^{\text{нд}}(x) = \bigcap [\eta^{\text{нд}}(x), \eta(x_i, x_i)]$.

8. Нахождение наиболее рациональной альтернативы из множества $\tilde{\eta}^{\text{нд}}(x)$:

$$x^* = \max_{x \in X^{\text{нд}}} \tilde{\eta}^{\text{нд}}(x).$$

Пример применения данной методики дан в приложении. В приведенной методике производится выбор наиболее рациональной альтернативы проектного решения на чисто качественной основе. В существующей проектной практике часто приходится сталкиваться с аналогичными задачами при имеющихся априорных сведениях о показателях качества сравниваемых проектных альтернатив. Рассмотренная методика позволяет осуществлять попарное сопоставление вариантов при заданных количественных оценках их показателей качества. Применяемый для этого подход, основанный на ТНМ, позволяет производить нормировку относительно лучшего (в предельном случае «идеального») проектного варианта всех альтернативных вариантов.

Пусть качество проектного решения, по мнению экспертов, наиболее полно характеризуется показателями надежности P_n , экономичности P_e , быстротой регулирования P_d и т. д. Тогда обобщенный показатель качества

$$\mu(V) = \frac{\mu_n}{1} + \frac{\mu_e}{2} + \frac{\mu_d}{3}, \quad (8)$$

где $\mu(V)$ — функция принадлежности проектного варианта к требуемому качеству по отдельным параметрам; 1, 2, 3 — ранги показателей качества, выполняющие роль аргументов; «+» — знак объединения подмножеств.

Для синтеза «идеальной» альтернативы находим вектор $\bar{V}$, которому соответствуют экстремальные с точки зрения критерия качества показатели, выбранные из множества показателей всех альтернатив. Каждому из показателей этого вектора присваивается функция принадлежности $\mu_V(p) = 1$. В результате нормировки множество всех альтернатив и соответственно множество их векторов качества проектируются на интервал $[0, 1]$ в соответствии с выражением (9), что улучшает их сопоставимость:

$$\mu_V(p) = \exp - (c|p^* - p|), \quad (9)$$

где P^* — экстремальное с точки зрения вектора качества значение параметра, $\mu_V(P^*) = 1$; P_i — текущее значение параметра сравниваемой альтернативы; c — нормирующий коэффициент.

Полученное нечеткое описание альтернатив позволяет производить сравнение альтернатив по описанному

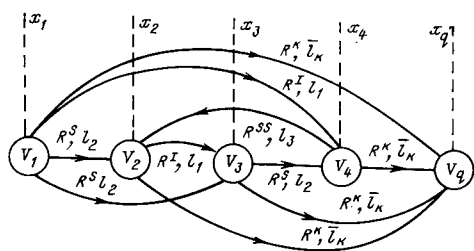


Рис. 1. Граф доминирования альтернативных вариантов по ряду показателей

алгоритму. Тем самым представляется возможным на одной методологической основе производить обработку информации об альтернативах, имеющей априорную и эвристическую основы.

Другой задачей использования эвристических принципов в задаче проектирования является прогнозирование показателя качества неизвестного альтернативного варианта.

Допустим, что для одного из альтернативных вариантов невозможно априорно определить показатели качества, представленные в соответствии с (8). Задачу нахождения показателей качества неизвестного альтернативного варианта можно свести к алгоритму, построенному следующим образом:

1. Каждый альтернативный вариант $x_i \in X$ представляется в виде множества показателей качества его функционирования. На рис. 1 альтернативные варианты технического решения представлены в виде вершин направленного графа. Процедура попарного сравнения вариантов исполнения элемента $x_i \in X$ системы графически можно изобразить в виде дуг, соединяющих эти вершины. На рис. 1 дуги обозначают показатели бинарных отношений R^k , где k обозначает уровень доминирования. Если численные значения показателей качества сопоставляемых вариантов не равны, то дуга, соединяющая соответствующие вершины, имеет направление относительного доминирования одного параметра над другим. В отличие от однопараметрического парного сравнения показатель доминирования двух элементов, показатели качества которых объединены во множество, представляет собой нечеткое отношение двух нечетких множеств, а аналитически представляются матрицей с размерностью $N \times N$ (N — число элементов множества).

Значение показателя уровня доминирования определяется по выражению:

$$R = \bigcap_{p_i, p_j \in P; V_i, V_j \in V} \{ \mu(V_i, V_j), \mu_V(p_i, p_j) / (x_i, x_j) \}$$

или x_i «не хуже» x_j , (10)

где R — нечеткое отношение доминирования; V_i, V_j — векторы показателей качества элементов x_i и x_j ; $\mu_V(p, p)$ — элементы матрицы нечеткого отношения важности признаков.

2. Осуществляется переход от нечетких отношений доминирования R к R^k ($k=s, I, ss$), т. е. к нечетким отношениям «строгого» R^{ss} , «слабого» R^I , «существенного» R^s доминирования. Для этого по найденным на матрицах R максимальным проекциям λ_i ($i=1-N$) можно определить степень доминирования проектных вариантов. Нужно спроектировать эти числа матриц нечетких

отношений на ряд действительных чисел по выражению

$$\frac{\sum \lambda_j}{\sum \lambda_i} = D_{ij}, \quad (11)$$

где D — показатель уровня доминирования.

Эта операция позволяет определить точку отсчета для установления шкалы уровней доминирования. Этап заканчивается составлением матриц нечетких отношений, соответствующих «сильному» — R^{ss} , «слабому» — R^I , и «существенному» — R^s доминированию. Эти матрицы находятся по выражениям:

$$R^{ss} = R \setminus R^I; \quad R^I = R \cap R^I; \quad R^s = \text{INT}(R),$$

где $\setminus$ — знак разности множеств; INT — знак операции контрастной интенсификации.

Полученные уровни доминирования проставляются над дугами направленного графа доминирования (рис. 1).

3. Производится сопоставление эвристически установленных бинарных отношений с полученными априорными и определяется среднее численное значение для всех установленных уровней доминирования:

$$l_k = \frac{\sum_{n_k}^{G_k} R_i^k}{n_k}, \quad (12)$$

где R_i — бинарное отношение между альтернативами x_i и x_j ; n_k — число дуг подграфа доминирования; G_k — подмножество взвешенных дуг подграфа доминирования, принадлежащих бинарному отношению R^k . Полученные значения l_k приписываются эвристически установленным бинарным отношениям.

4. Устанавливаются уровни доминирования для тех альтернатив, для которых нет априорной информации и не могут быть установлены эвристические бинарные отношения. Для этого в направленном графе доминирования все дуги, примыкающие к такой вершине, обозначаются через $\bar{l}_k$. Составляются уравнения передач между любыми двумя вершинами графа доминирования для каждого v -го пути, содержащего $\bar{l}_k$. Из условия соблюдения равенства передач для различных путей к неизвестной вершине составляется система уравнений, из которой находятся соответствующие $\bar{l}_k$.

5. Находятся средние значения всех путей графа доминирования, связывающие любые вершины графа:

$$L_p^q = \frac{\sum_{i=1}^{n_p} L_p^i / n_p}{\sum_{j=1}^{n_q} L_q^j / n_q}, \quad (13)$$

где n_p, n_q — число путей от исходного узла к p -му и q -му узлам; L_p^i — передача i -го пути от исходного узла графа доминирования к p -му узлу; L_q^j — передача j -го пути от исходного узла графа доминирования к q -му узлу.

6. По известной величине L_p^q и априорному значению показателей качества элемента x_p , приближенные значения показателей качества элемента системы x_q определяются как минимаксное произведение вида:

$$V_q = V_p \circ L_p^q. \quad (14)$$

Приложение. Пусть в некотором узле электрической сети имеется дефицит реактивной мощности, который целесообразно компенсировать локальным источником реактивной мощности

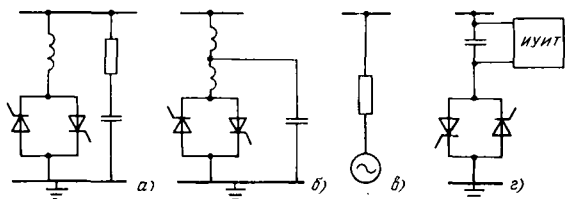


Рис. 2. Варианты установки ИРМ в узле с дефицитом реактивной мощности: 1 — управляемый тиристорный реактор с постоянно включенной батареей конденсаторов; 2 — управляемый тиристорный реактор с батареей конденсаторов, включенной через реактор; 3 — синхронный компенсатор; 4 — батарея конденсаторов с плавным тиристорным управлением (ИУИТ — источник управляемых импульсов тока)

(ИРМ). Существует множество возможных вариантов реализации ИРМ, некоторые из которых приведены на рис. 2.

Перед группой экспертов ставится задача выбора наиболее эффективного варианта ИРМ по комплексу показателей, в который входят показатели надежности, стоимостной и показатель скорости регулирования — соответственно P_1 , P_2 и P_3 . Производя попарно взаимное сопоставление показателей качества по условию — показатель P_i «не менее важен» P_j с последующим усреднением, по высказываниям всех экспертов, получаем несимметричную квадратичную матрицу нечеткого отношения важности показателей вектора качества $\bar{V}$. Элементы этой матрицы выражают усредненное мнение экспертов, трансформированное на интервал $[0, 1]$, выражают в себе неопределенность и нечеткость попарного сравнения. Вычисленные в соответствии с (1) по оценкам m экспертов результирующая матрица нечеткого отношения важности признаков в векторе $\bar{V}$ представляется как

$$\mu_V(p) = \begin{bmatrix} 1 & 0,8 & 0,6 \\ 0,5 & 1 & 0,7 \\ 0,2 & 0,1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Для повышения достоверности и осуществимости экспертного опроса сравнение вариантов производится отдельно по каждому показателю качества (эффективности) из $p_i \in P$. Для этого попарные взаимные сравнения альтернатив ИРМ производят по условию x_i «не хуже» x_j отдельно по P_1 , P_2 и P_3 . Конечные результаты бинарного сравнения альтернатив реализации схем ИРМ получены по аналогии с $\mu_V(p)$ и представляются следующими матрицами нестрогого предпочтения:

$$R_{P_1} = \begin{bmatrix} 1 & 0,7 & 0,4 & 0,8 \\ 0 & 1 & 0,2 & 1 \\ 0,5 & 0,3 & 1 & 0,1 \\ 0,8 & 0,4 & 0,2 & 1 \end{bmatrix}; \quad R_{P_2} = \begin{bmatrix} 1 & 0,1 & 0,5 & 0,8 \\ 0 & 1 & 0,8 & 0,6 \\ 0,7 & 0,4 & 1 & 0,7 \\ 0,4 & 0,8 & 0,2 & 1 \end{bmatrix};$$

$$R_{P_3} = \begin{bmatrix} 1 & 0,9 & 0,12 & 0,3 \\ 0,3 & 1 & 0,8 & 0,5 \\ 0,6 & 0,15 & 1 & 0,7 \\ 0,9 & 0,6 & 0,2 & 1 \end{bmatrix}.$$

Для сужения области существования рациональной альтернативы из множеств нестрогого предпочтения в соответствии

с (3) выделяются множества строгого предпочтения R^s :

$$R_{P_1}^s = \begin{bmatrix} 0 & 0,7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,6 \\ 0,1 & 0,1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,1 & 0 \end{bmatrix}; \quad R_{P_2}^s = \begin{bmatrix} 0 & 0,1 & 0 & 0,4 \\ 0 & 0 & 0,4 & 0 \\ 0,2 & 0 & 0 & 0,5 \\ 0 & 0,2 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$R_{P_3}^s = \begin{bmatrix} 0 & 0,6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,65 & 0 \\ 0,42 & 0 & 0 & 0,5 \\ 0,6 & 0,1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

После применения к получившимся множествам $R_{P_1}^s$, $R_{P_2}^s$, $R_{P_3}^s$ процедуры (5) находим множество недоминируемых альтернатив отдельно по каждому показателю эффективности:

$$\mu_R^{\text{нд}}(x) = \begin{cases} \varphi^{\text{нд}}(x_i, P_1) = \{0,9; 0,3; 0,9; 0,4\}; \\ \varphi^{\text{нд}}(x_i, P_2) = \{0,8; 0,8; 0,6; 0,5\}; \\ \varphi^{\text{нд}}(x_i, P_3) = \{0,4; 0,4; 0,35; 0,5\}. \end{cases}$$

Применяя к полученным множествам недоминирования по отдельному признаку и множеству предпочтения самих признаков операцию в соответствии с (2) и (6), получаем множество нечеткого отношения предпочтения альтернативных вариантов ИРМ по комплексу показателей эффективности:

$$\eta(x, x) = \begin{bmatrix} 1 & 0,8 & 0,9 & 0,5 \\ 0,8 & 0,9 & 0,5 & 0,5 \\ 0,9 & 0,8 & 0,9 & 0,8 \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 & 0,5 \end{bmatrix}.$$

Продолжая процедуру отбраковки нерациональных альтернатив в полученном множестве $\eta(x, x)$ находим подмножество комплексного недоминирования $\eta^{\text{нд}}(x)$ по (5). Очевидно, однаковая функция принадлежности подмножеству недоминирования имеют альтернативы x_1 и x_3 . Для сужения области неопределенности выбора наиболее рациональной альтернативы производится корректировка подмножества недоминирования в соответствии с (7):

$$\eta^{\text{нд}}(x) = \{1; 0,7; 1; 0,7\};$$

$$\tilde{\eta}^{\text{нд}}(x) = \{1; 0,7; 0,9; 0,5\}.$$

Рациональным выбором альтернативы (типа ИРМ) будет альтернатива x_1 , так как она имеет наибольшую степень принадлежности $\tilde{\eta}^{\text{нд}}(x)$.

Список литературы

1. Бешелев С. Д., Гурвич Ф. Г. Математико-статистические методы экспертных оценок. — М.: Статистика, 1980.
2. Руа Б. Проблемы и методы принятия решений в задачах со многими целевыми функциями. — М.: Мир, 1976.
3. Дэвид Г. Метод парных сравнений. — М.: Статистика, 1978.
4. Лазарев И. А. Синтез структуры систем электроснабжения летательных аппаратов. — М.: Машиностроение, 1976.
5. Орловский С. А. Проблемы принятия решений при нечеткой исходной информации. — М.: Наука, 1981.

[24.11.8]

◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆

Некоторые итоги освоения электропередач 750 кВ

ЕРШЕВИЧ В. В., КРИВУШКИН Л. Ф., кандидаты техн. наук

ВГПИ и НИИ «Энергосетьпроект»

Прошло свыше 10 лет с начала строительства на территории Европейской части СССР первых промышленных электропередач 750 кВ — высшей на сегодня ступени напряжения переменного тока.

За этот период, являющийся начальным этапом развития сети 750 кВ, сооружены и введены в эксплуатацию шесть внутрисоюзных электропередач 750 кВ, а также межгосударственная электропередача СССР — ВНР. Суммарная протяженность действующих в СССР линий 750 кВ на конец 1981 г. превысила 3 тыс. км, а мощность установленных на электропередачах автотрансформаторов 750/500 и 750/330 кВ составила около 15 млн. кВ·А. На напряжении 750 кВ уже выдают мощность 4 блока по 1000 МВт на сооружаемых атомных электростанциях — Ленинградской, Курской и Чернобыльской — и намечается присоединить еще 6 блоков.

Своевременность введения напряжения 750 кВ подтверждена на практике тем, что уже за прошедший период работы электропередачи 750 кВ позволили:

существенно повысить пропускную способность межсистемных связей внутри и между ОЭС в Европейской части СССР (ОЭС Юга, Северо-Запада и Центра) и тем самым повысить эффективность функционирования ЕЭС СССР;

обеспечить выдачу мощности ряда крупных электростанций, таких как Ладыженская ГРЭС (при ускоренном вводе блоков на ней), Угледорская ГРЭС и Чернобыльская АЭС в ОЭС Юга, Ленинградская АЭС в ОЭС Северо-Запада, Курская АЭС в ОЭС Центра; создать возможность перехода на параллельную работу ЕЭС СССР с ОЭС стран — членов СЭВ, сопровождающегося значительным увеличением поставок мощности и энергии и масштабов реализации эффекта их энергетической интеграции.

В предстоящем десятилетии режимы работы и задачи, стоящие перед электропередачами 750 кВ существенно усложнятся, а ответственность их как элементов системы возрастет. Значительно возрастут и объемы строительства передач 750 кВ, в результате чего в 1990—1995 гг. сеть 750 кВ образует замкнутую структуру и станет основной системообразующей сетью в южных и западных районах Европейской части СССР.

Именно поэтому в настоящее время целесообразно провести широкое научно-техническое обобщение итогов этапа освоения напряжения 750 кВ с уточнением основных закономерностей развития сети 750 кВ, с анализом тех поправок, которые внесла практика сооружения и эксплуатации электропередач 750 кВ в первоначально намечавшиеся схемные и технические решения. Такое всестороннее обобщение имело бы значение не только для уточнения планов дальнейшего развития сети 750 кВ, но и было бы полезно для уточнения принципов строительства сети напряжением 1150 кВ.

В настоящей статье сделана попытка осветить основные качественные моменты и закономерности развития электропередач 750 кВ в СССР, принятые при их проектировании технические решения и те изменения, которые внесла в эти решения практика строительства и эксплуатации электропередач.

В отличие от ВЛ 500 кВ, где первые элементы сети сооружались как дальние двухцепные электропередачи

для транспорта электроэнергии от крупных ГЭС, первые электропередачи 750 кВ вводились в условиях функционирования Единой энергосистемы Европейской части СССР, в зоне сложившихся и уже достаточно развитых сетей 330 кВ. Это обстоятельство определило существенное отличие как режимов работы, так и схемных решений первых электропередач 750 кВ по сравнению с первыми электропередачами 500 кВ. Линии 750 кВ, в частности, с самого начала проектировались не как энергетические передачи, а преимущественно как межсистемные связи. Очередность и схемы сооружения первых электропередач 750 кВ выбирались исходя из необходимого усиления «жесткости» электрических связей между крупнейшими энергосистемами Европейской части Союза, отвечающего условиям экономического развития генерирующих мощностей [1].

В ОЭС Юга трасса первой электропередачи 750 кВ Донбасс — Западная Украина прошла по центральной части территории Украины, связав между собой крупнейшие энергорайоны республики (для чего в составе электропередачи было предусмотрено 4 подстанции 750 кВ), обеспечив возможность организации в дальнейшем надежных электрических связей ОЭС Юга с соседними энергообъединениями на востоке (ОЭС Центра, Сев. Кавказ) и на западе (ОЭС стран — членов СЭВ). Электропередача Ленинград — Москва связала по кратчайшему расстоянию наиболее крупные энергоузлы ОЭС Северо-Запада и Центра. В перспективе схему сети 750 кВ намечено развивать таким образом, чтобы по мере постепенного охвата всей территории зоны обеспечить возможность присоединения к энергосистеме и надежной выдачи мощности всех сооружаемых в этой зоне крупнейших электростанций.

Одной из особенностей первых электропередач 750 кВ является их небольшая длина — 300—500 км, что определяется относительно высокой плотностью нагрузки в Европейской части СССР и малым расстоянием между смежными энергообъединениями. В перспективе характерная длина линий 750 кВ в Европейской части Союза будет еще меньше (200—300 км).

При проектировании межсистемных электропередач 750 кВ и выборе их параметров учитывалось, что значительную долю в величине нагрузки линий 750 кВ будут составлять переменные потоки мощности, связанные с обменом энергосистем свободным резервом мощности, отклонениями балансов мощности энергосистем от планируемых и т. п. Число часов использования максимальных нагрузок межсистемных линий 750 кВ считалось не более 4000—4500.

В условиях параллельной работы электропередач 750 кВ с развитой сетью 330 кВ расчетные нагрузки линий 750 кВ не превышали их натуральной мощности и оценивались при выборе конструкции линии в диапазоне 1200—1800 МВт. Вследствие этого все электропередачи 750 кВ спроектированы и сооружаются в одноцепном исполнении.

При наличии одиночных линий всегда имеет место противоречие между надежностью и экономичностью их использования. В США схема первых электропередач 750 кВ компании АЕР, также выполняемых в виде одноцепных линий, строилась в виде кольца (замкну-

того четырьмя линиями 345 кВ), причем с целью обеспечения необходимой надежности было принято решение о строительстве всех линий, входящих в кольцо, одновременно (а не поэтапно), т. е. с некоторым упреждением против фактической потребности по нагрузкам. В СССР в качестве основного направления обеспечения надежности работы энергообъединений при аварийных отключениях электропередач 750 кВ принято широкое внедрение специальных устройств противоаварийной автоматики, что позволило не только снизить затраты на сетевое строительство, но и улучшить общие условия управления режимом энергообъединений.

Для повышения экономических показателей работы линий 750 кВ в условиях параллельной работы с сетью 330 кВ было принято решение об установке на электропередачах 750 кВ в ОЭС Юга устройств поперечного регулирования напряжения, позволяющих перераспределять нагрузку между параллельно работающими линиями 750 и 330 кВ на величину до 400 МВт [2 и 3]. Такие устройства установлены уже на трех подстанциях 750 кВ, задачей настоящего момента является их эффективное использование в различных режимах.

Первые промышленные электропередачи 750 кВ, которые проектировались и сооружались на Украине, имели период временной работы на напряжении 330 кВ. Поэтапное сооружение электропередачи Донбасс — Западная Украина началось в 1970 г. В 1971 г. был введен (на напряжении 330 кВ) участок Днепро-Винницкая, в 1973 г. — участок Донбасская — Днепро-Винницкая, который в 1974 г. был включен на напряжение 750 кВ. Сооруженный в 1976 г. участок Винницкая — Западная — Украинская так же, как и два предыдущих участка, был сначала временно включен на напряжение 330 кВ, а затем (в 1977 г.) переведен на напряжение 750 кВ.

Временное включение на пониженное напряжение в данном случае сыграло положительную роль, поскольку позволило не отклоняться от намеченного направления развития схемы сетей 750—330 кВ ОЭС Юга при небольших величинах перетоков мощности между энергосистемами. По-видимому целесообразность таких решений может иметь место и для некоторых последующих линий 750—1150 кВ.

Проектные и отчетные данные о режиме работы линий 750 кВ за время их эксплуатации характеризует таблица. Анализ данных этой таблицы показывает, что фактический режим работы линий 750 кВ еще более неравномерный, чем это ожидалось при их проектировании, а темпы возрастания нагрузок по линиям отличаются от проектных (причем по линии Ленинград — Москва в сторону опережения проектных темпов, а по Украинским линиям — в сторону отставания). Это свидетельствует о том, что неопределенность информации при оценке режима работы ОЭС на дальнюю перспективу оказалась несколько выше проектных предположений. В целом можно констатировать, что электропередачи 750 кВ по уровню нагрузки еще не достигли планируемых экономических показателей (экономическая плотность тока оценивается для линий 750 кВ значениями 0,6—0,8 А/мм²).

При проектировании подстанций 750 кВ в качестве основных технических решений принимались следующие положения:

уровень нагрузок подстанций 750/330 кВ оценивался в 2—3 млн. кВт, исходя из чего единичная мощность автотрансформаторов 750/330 кВ принята равной

Параметры ВЛ 750 кВ	Донбасс — Днепр (334 км)	Днепр — Вин- ница (416 км)	Винница — Западно-ук- раинская (360 км)	Ленинград — Москва (526 км)
Сечение проводов в фазе, мм ²	1600	1600	1600	1200
Расчетная нагрузка по проекту МВт	2000	1375	1000	1560
Год ввода в эксплуатацию				
на 330 кВ	1973	1971	1976	—
на 750 кВ	1974	1975	1977	1975
Передаваемая мощность, МВт				
средняя за год	200	230	420	900
максимальная	1350	1500	1250	1650
Среднегодовое число часов использования максимума нагрузки линий (за весь период эксплуатации)	1100	830	1760	4600
То же, за 1980 г.	2000	2000	3500	5000

1000 МВ·А, а число автотрансформаторов на подстанции — 2—3;

количество линейных выходов — 750—кВ — 4—5,
330 кВ — 9—10;

сочетание напряжений в ОРУ, как правило, не более двух. Лишь на подстанциях, находящихся в пограничных районах зон развития сетей 750 и 500 кВ, предполагалось сооружение открытых распределительных устройств трех напряжений (750, 500 и 330 либо 220 кВ). Учитывая общесистемное значение и ответственность подстанции 750 кВ, с целью повышения надежности работы электропередачи на первых этапах развития сети 750 кВ, исключалось сооружение на подстанции 750 кВ открытых распределительных устройств (ОРУ 110—150 кВ;

главные схемы ОРУ 750 и 330 кВ выполнены по полуторной схеме. Особое внимание было уделено поэтапному развитию распределительных устройств в связи с длительным периодом ожидаемого развития схем от простейших (треугольник, четырехугольник) до полуторных. При этом для обеспечения большей надежности переходных схем и сведения к минимуму работ по реконструкции ОРУ при переходе от одного этапа к другому (как в первичной, так и во вторичной части) принимался опережающий ввод некоторых выключателей, требующихся по конечной схеме;

предусматривалась возможность установки на подстанции синхронных компенсаторов 160 Мвар, трансформаторов плавки гололеда и трансформаторов поперечного регулирования;

считалось достаточным компенсировать 75 % зарядной мощности линии, исходя из чего для линий 750 кВ длиной 300—500 км единичная мощность шунтирующих реакторов 750 кВ была выбрана равной 300 Мвар, а для повышения гибкости регулирования баланса реактивной мощности по линии в различных режимах и улучшения уровней напряжения и экономических показателей работы линии в максимальных режимах к схеме реакторов предъявлялось требование установки выключателя-отключателя реакторов;

при однофазном исполнении автотрансформаторов 750/330 кВ и реакторов 750 кВ с целью сокращения

времени аварийного отключения основного оборудования предусматривалась установка на подстанциях резервной фазы автотрансформатора и реактора;

учитывалась возможность секционирования сборных шин 330 кВ при необходимости ограничения уровня токов короткого замыкания в перспективе.

Отчетный период подтвердил правильность основных принятых решений. Требования, которые предъявлялись к основному оборудованию электропередач 750 кВ при их проектировании, в принципе соответствуют и сегодняшним условиям работы сетей энергообъединений. Накопленный эксплуатационный опыт показал, что в схему подстанции были заложены определенные запасы по числу элементов. Эти запасы обеспечивают большую гибкость и перспективу для развития схемы сети 750 кВ. В то же время по числу линий 330 кВ запасы, по-видимому, приняты чрезмерные, поскольку и в перспективе 1990—1995 гг. число отходящих линий 330 кВ на большинстве подстанций 750 кВ не превысит шести.

Исходя из опыта работы электропередач 750 кВ, можно считать также целесообразным установку на подстанциях резервной фазы не только для автотрансформаторов, но и для трансформаторов поперечного регулирования.

Оценки условий работы энергообъединений на перспективный период (на 1985—2000 гг.) показывают, что часть требований к параметрам оборудования 750 кВ потребует определенной корректировки. Не останавливаясь на этом вопросе в настоящей статье подробно (поскольку он требует специального рассмотрения), отметим лишь исходя из опыта освоения первого оборудования необходимость ускорения соответствующих исследований и разработок для того, чтобы обеспечить возможность ввода нового оборудования в надежную эксплуатацию в момент, когда в этом возникает необходимость.

В отношении конструктивного исполнения линий электропередачи прошедший период можно считать этапом проверки и поиска оптимальных решений по выбору типа опор и конструкции фазы с учетом как технических, так и экологических факторов.

На действующих линиях 750 кВ, а также в выполненных в период до 1980 г. проектах намечаемых к сооружению линий применены различные типы опор и кон-

струкции проводов [4]. В настоящее время завершена унификация применяемых для линий 750 кВ решений. В качестве основной принята конструкция с пятью проводами в фазе сечением 300—400 мм². Разработан типовой проект опор 750 кВ, что облегчит строительство линий в перспективе.

Выводы. 1. Прошедшие годы явились этапом промышленного освоения электропередач 750 кВ, на котором прошли всестороннюю практическую проверку и отработку основные технические решения электропередач класса 750 кВ, уточнены требования к параметрам оборудования и конструктивному выполнению линий, выявлены особенности работы и способы управления режимами электропередач, разработаны меры по снижению воздействия электропередач 750 кВ на окружающую среду и человека.

2. Этап освоения напряжения 750 кВ подтвердил правильность основных технических решений, принимавшихся при проектировании электропередач 750 кВ. В то же время опыт сооружения и эксплуатации электропередач 750 кВ внес ряд поправок и уточнений, вследствие чего только к настоящему времени оказалось возможным подойти к унификации конструктивного использования линий, схем подстанций 750 кВ и требований к параметрам оборудования.

3. При выборе параметров электропередач новой ступени напряжения необходимо учитывать существенное влияние факторов неопределенности исходной информации и в большей степени опираться на общие закономерности развития сетей.

Список литературы

1. Дальние электропередачи 750 кВ. Часть I. Воздушные линии/Под ред. А. М. Некрасова и С. С. Рокотяна — М.: Энергия, 1974.
2. Ершевич В. В., Кривушкин Л. Ф. Применение поперечного регулирования в сетях 330—750 кВ — Электричество, 1972, № 8.
3. Крайз А. Г., Домантовский Г. З., Лозница Т. С. Трансформатор для поперечного регулирования автотрансформатора 750/330 кВ — Электричество, 1975, № 8.
4. Шапиро И. М. Пути повышения эффективности сооружений ВЛ 750 кВ. — Энергетическое строительство, 1978, № 12.

[16.11.82]

УДК 621.315.1.027.875.015.38

Управление коммутациями при глубоком ограничении перенапряжений

ДАВЫДОВ В. Е., ЕФРЕМОВ И. А., ЛЕВИНШТЕЙН М. Л., ЛЫСКОВ Ю. И.,
ПОДЪЯЧЕВ В. Н., ТУГУЛЕВ В. Н.

СибНИИЭ, ВГПИ и НИИ «Энергосетьпроект»

Ограничение внутренних перенапряжений в электропередачах сверхвысокого напряжения является одним из основных условий экономической и надежной работы этих ВЛ. Уже при напряжениях 750 кВ мощности основного оборудования (автотрансформаторы, реакторы) ограничиваются допустимыми транспортными габаритами, а параметры элегазовых комплектных распределительных устройств — габаритами труб большего диаметра. Это не позволяет выполнить оборудование оптимальным по удельным технико-экономическим показателям, что осо-

бенно резко проявляется при дальнейшем увеличении номинальных напряжений. Одним из основных путей повышения параметров оборудования (помимо применения новых материалов) при неизменных допустимых основных габаритах является прогрессирующее снижение допустимой кратности перенапряжений с дальнейшим ростом номинальных напряжений. Задача ограничения перенапряжений решается в современной практике путем использования ряда устройств для ограничения перенапряжений (вентильных разрядников, нелиней-

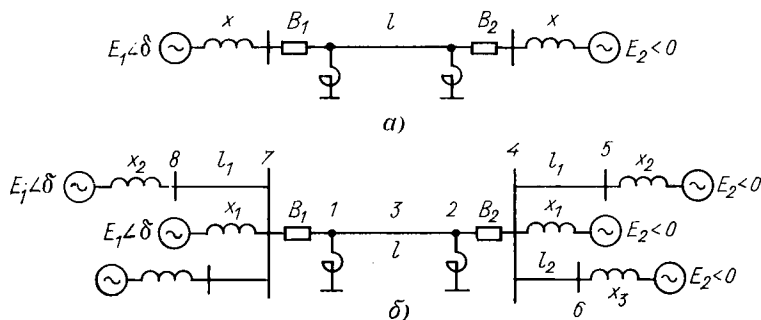


Рис. 1. Расчетные схемы электропередачи при отсутствии (а) и наличии (б) линий, отходящих от шин отправной и приемной подстанций. Параметры линий: $r=0,005$ Ом/км; $r_0=0,169$ Ом/км; $x=0,244$ Ом/км; $x_0=0,947$ Ом/км; $C=0,0148$ мкФ/км, $C_0=0,0085$ мкФ/км. Параметры систем: $x=0,105$, $x_0=0,084$; $x_2=0,314$; $x_{20}=x_{30}=0,252$

ных ограничителей перенапряжений, реакторов с искровым присоединением, выключателей с предвключаемыми и шунтирующими сопротивлениями) и в меньшей степени — средств противоаварийной автоматики. В то же время рациональное осуществление аварийных коммутаций может в значительной степени облегчить решение задачи глубокого ограничения коммутационных перенапряжений и снизить требования, предъявляемые к защитным устройствам.

В статье этот вопрос рассматривается применительно к основной аварийной коммутации, характерной для электропередач сверхвысокого напряжения, — ликвидации однофазных коротких замыканий с помощью ОАПВ. При этом предполагается, что противоаварийная автоматика включает в себя устройства контроля за состоянием дуги подпитки, которая дает разрешающий сигнал на повторное включение выключателей аварийной фазы только после установления факта погасания дуги и блокирует подачу сигнала в случае устойчивого короткого замыкания.

При принятом способе ликвидации однофазных коротких замыканий ограничению подлежат перенапряжения, возникающие при успешном повторном включении аварийной фазы и отключении неповрежденных фаз в условиях, когда аварийная фаза отключена с обеих сторон, от питающих систем и замкнута в какой-либо своей точке на землю. Далее предполагается, что снижение тока дуги подпитки во время бестоковой паузы ОАПВ и восстанавливающегося напряжения на аварийной фазе после погасания дуги до значений, отвечающих надежному самопогасанию дуги подпитки, обеспечивается реакторами, установленными по концам линии (при 90 % компенсации рабочей емкости линии), в нейтрали которых включаются компенсирующие индуктивности. В качестве основной системы защиты рассматриваются нелинейные ограничители перенапряжений и выключатели с предвключаемыми и шунтирующими сопротивлениями.

Все результаты получены применительно к расчетным схемам электропередачи, приведенным на рис. 1, а, б, которые различаются между собой наличием линий того же класса напряжения, что и коммутируемой, отходящих от шин отправной и приемной подстанций.

Ограничение перенапряжений с помощью выключателей с предвключаемыми сопротивлениями. При определении перенапряжений в случае успешного повторного включения аварийной фазы в цикле ОАПВ рас-

считывались переходные процессы при последовательном включении выключателей отправного и приемного концов линии. При этом предполагалось, что выключатели (одноступенчатого действия) оснащены предвключаемыми сопротивлениями, длительность нахождения которых в цепи составляет 12 мс и является величиной постоянной. Также постоянным предполагалось время разброса между включением главных контактов выключателей по концам линии (20 мс). В качестве варьируемых параметров принимались значение угла расхождения δ между эквивалентными э. д. с. питающих систем в момент коммутации и фаза ψ напряжения на контактах выключателя, включаемого в первую очередь в этот момент времени.

При указанных условиях весь процесс включения аварийной фазы разбивается на четыре этапа: (t_0, t_1) ; (t_1, t_2) ; (t_2, t_3) ; (t_3, ∞) , где $t_0=0$ — момент введения в цепь сопротивления выключателя, включаемого в первую очередь; $t_1=12$ мс — момент шунтирования этого сопротивления; $t_2=20$ мс — момент введения в цепь сопротивления второго выключателя; $t_3=32$ мс — момент шунтирования сопротивления второго выключателя. В качестве иллюстрации на рис. 2 приведены зависимости максимальных значений перенапряжений в средней точке коммутируемой линии от фазы включения выключателя приемной системы применительно к схеме рис. 1, а.

Из кривых рис. 2, а также аналогичных кривых относящихся к обратному порядку включения выключателей, и кривых перенапряжений в различных точках электропередачи следует, что в зависимости от фазы включения первого (по очереди включения) выключателя максимальные перенапряжения могут возникать на различных этапах повторного включения аварийной фазы. Однако наибольшие перенапряжения как в средней точке линии, так и на подстанциях, возникающие либо на третьем, либо на четвертом этапах включения, т. е. при коммутации второго (по очереди) выключателя. Поэтому учет каскадности включения выключателей при оценке перенапряжений, возникающих в цикле успешного ОАПВ, является обязательным.

Результаты исследований распределения максимальных возможных перенапряжений вдоль коммутируемой линии в зависимости от порядка включения выключателей и значения угла δ в момент коммутации показали, что с точки зрения ограничения перенапряжений повторное включение целесообразно осуществлять в момент, отвечающий достижению углом δ значения, близкого к минимальному при некотором увеличении бестоковой паузы ОАПВ. Так, если максимально возможные перенапряжения на линейной изоляции при $\delta=90^\circ$ составляют $1,9 U_{\phi m}$ (где $U_{\phi m}$ — амплитуда максимального рабочего фазного напряжения), то при $\delta=30^\circ$ они составляют $1,36 U_{\phi m}$, что отвечает снижению перенапряжения на 28 %. Отметим, что такое управляемое (по углу δ) включение

Рис. 2. Зависимость максимальных перенапряжений в средней точке аварийной фазы при включении в первую очередь выключателя приемной системы (см. схему рис. 1, а); $l=300$ км; $\delta=90^\circ$. Цифрами указаны номера этапов включения

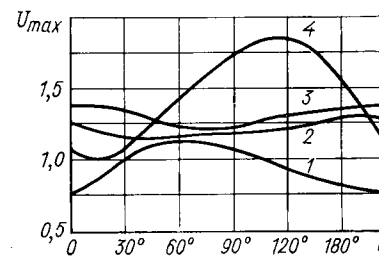


Таблица 1

Режимный параметр	Включение в первую очередь выключателя В2 приемного конца		Включение в первую очередь выключателя В1 отправного конца	
	Управляемое включение	Неуправляемое включение	Управляемое включение	Неуправляемое включение
$\bar{I}_{R1}$	0,197	0,564	0,174	0,239
$\bar{I}_{R2}$	0,143	0,224	0,192	0,567
$\bar{\omega}_{R2}$	0,040	0,351	0,022	0,041
$\bar{\omega}_{R2}$	0,015	0,027	0,039	0,327

Таблица 2

№ узла	Значения максимальных перенапряжений в узлах схемы рис. 1, б			
	Включение в первую очередь выключателя приемной системы		Включение в первую очередь выключателя отправной системы	
	$\delta = 30^\circ$	$\delta = 90^\circ$	$\delta = 30^\circ$	$\delta = 90^\circ$
1	1,3	1,68	1,33	1,48
2	1,34	1,8	1,43	1,96
3	1,26	1,5	1,39	1,74
4	1,17	1,49	1,23	1,35
5	1,44	1,82	1,36	1,71
6	1,34	1,74	1,28	1,67
7	1,2	1,41	1,2	1,54
8	1,4	1,98	1,49	1,78
9	1,3	1,61	1,34	1,49

повторное включение приводит одновременно и к резкому снижению уровня послеаварийных качаний роторов станций.

Будем в дальнейшем условно говорить об управляемом (по углу δ) включении, если оно осуществляется при углах δ , близких к его значению в максимальном нормальном режиме ($\delta \approx 30^\circ$), и о неуправляемом включении, если оно может осуществляться при углах δ , близких к допустимому в режиме качаний ($\delta \approx 90^\circ$). Управление включением приводит к снижению перенапряжений не только на линейной, но и на подстанционной изоляции, причем в случае управляемого включения перенапряжения изоляции не превосходят $1,3 U_{\Phi m}$ и относительно слабо зависят от порядка включения выключателей. В случае неуправляемого по углу δ повторного включения существенное значение с точки зрения ограничения максимальных перенапряжений на подстанционной изоляции приобретает порядок включения выключателей аварийной фазы. Наибольшему снижению перенапряжений отвечает включение в первую очередь выключателя приемного конца аварийной фазы с поддержкой во включении выключателя отправного конца.

Порядок включения выключателей мало влияет на максимально возможные перенапряжения на линейной изоляции, но при неуправляемом повторном включении существенно сказывается на широте охвата линии перенапряжениями, превышающими некоторый заданный уровень. Широта охвата линии перенапряжениями, т. е. относительная длина части линии, на которой перенапряжения превышают заданный уровень, есть величина случайная, определяемая случайностью фазы включения ψ первого выключателя и случайностью угла δ в момент включения. Если принять, что ψ и δ распределены по закону равномерной плотности в интервалах $(0, 180^\circ)$ и $(30^\circ, 90^\circ)$ соответственно, то математическое

ожидание широты охвата линии перенапряжениями, превышающими, например, уровень $1,5 U_{\Phi m}$, равна при оптимальном порядке включения выключателей 0,37, а при обратном порядке включения — 0,56. Поэтому при неуправляемом повторном включении осуществление коммутации включения в оптимальной последовательности не только сказывается на снижении максимально возможных перенапряжений на подстанционной изоляции, но и надежности работы линейной изоляции вследствие снижения широты охвата линии перенапряжениями высоких уровней.

Отметим, что управление (по углу δ) повторным включением существенно сказывается и на условиях работы выключателей — максимальных значениях токов, протекающих в сопротивлениях и величинах энергии, рассеиваемых в сопротивлениях в течение времени нахождения их в цепи. В табл. 1 приведены математические ожидания максимальных токов в предвключаемых сопротивлениях (отнесенные к амплитуде тока линии при передаче натуральной мощности) и рассеиваемых в них энергий (отнесенных к энергии, рассеиваемой при передаче натуральной мощности в течение одного полупериода промышленной частоты), определенные при указанных выше законах распределения ψ и δ .

Из приведенных данных следует, что в наиболее тяжелых условиях оказывается сопротивление того выключателя, который включается во вторую очередь, а порядок включения выключателей оказывает сравнительно малое влияние как на максимальные токи, так и на величины рассеиваемых энергий в сопротивлениях выключателей. Осуществление управляемого по углу δ повторного включения аварийной фазы приводит к резкому уменьшению протекающих через сопротивления токов и рассеиваемых в них энергий. Так, рассеиваемая в сопротивлениях энергия при управляемом включении снижается более, чем в 8 раз по сравнению со случаем неуправляемого включения. Поэтому осуществление управляемого по углу δ повторного включения можно рассматривать не только как меру снижения перенапряжений, но и как меру облегчения условий работы предвключаемых сопротивлений.

Результаты расчетов, относящихся к определению перенапряжений на коммутируемой линии и на шинах систем, питающих отходящие линии (схема рис. 1, б), приведены в табл. 2.

Приведенные данные показывают, что наличие линий того же класса, что и коммутируемая, приводит к повышению общего уровня перенапряжений как на линейной, так и на подстанционной изоляции. При этом в случае управляемого (по углу δ) включения повышение перенапряжений на коммутируемой линии оказывается сравнительно небольшим как при оптимальном, так и неоптимальном порядке включения выключателей. В случае неуправляемого включения влияние отходящих линий также слабо сказывается на максимальных перенапряжениях на коммутируемой линии при оптимальном порядке включения выключателя и несколько сильнее — при неоптимальном порядке их включения, когда они достигают значения $1,96 U_{\Phi m}$; поэтому выключатели с предвключаемыми сопротивлениями не могут рассматриваться как единственная мера глубокого ограничения перенапряжений.

Ограничение перенапряжений при успешном ОАПВ с помощью системы защиты, содержащей выключатели с предвключаемыми сопротивлениями и нелинейные ограничители перенапряжений. Предположим далее,

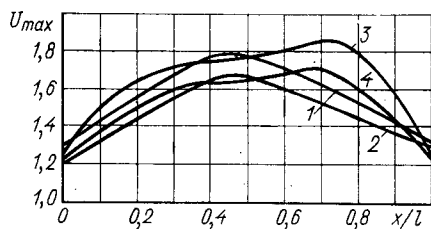


Рис. 3. Распределение максимально возможных перенапряжений по длине аварийной фазы при включении в первую очередь выключателя приемной (кривые 1, 2) или отправной (кривые 3, 4) системы при длине линии $l=300$ км (кривые 1, 3) и 450 км (кривые 2, 4). Ограничение перенапряжений с помощью выключателей с предвключаемыми сопротивлениями и нелинейными ограничителями, устанавливаемыми по концам линии (см. схему рис. 1, а); $\delta=90^\circ$

что наряду с выключателями, снабженными предвключаемыми сопротивлениями, на линии установлены нелинейные ограничители перенапряжений с уровнем ограничения $1,3 U_{\phi m}$ (при токе координации, равном натуральному току линии) и коэффициенте нелинейности $\alpha=0,0485$.

Полученные результаты (рис. 3) показали, что при неуправляемом включении (по углу δ) дополнительная установка ограничителей перенапряжений по концам коммутируемой линии в малой степени снижает максимально возможные перенапряжения. Этот факт объясняется тем, что максимальные перенапряжения возникают, как указывалось выше, на заключительном этапе повторного включения после шунтирования сопротивлений выключателей, когда эффект ограничителей перенапряжений ослаблен вследствие поддержания напряжения в точках их подключения отправной и приемной системами.

Дополнительная установка ограничителя в средней точке линии дает возможность снизить максимально возможные перенапряжения на линейной изоляции при неуправляемом включении, но оптимальной последовательности, до $1,5 U_{\phi m}$. Наличие ограничителей перенапряжений не приводит к изменению оптимальной последовательности включения выключателей по сравнению со случаем их отсутствия.

Расчеты перенапряжений в схеме с отходящими линиями (рис. 1, б) показывают, что установка нелинейных ограничителей на коммутируемой линии и шинах подстанций, питающих отходящие линии, слабо сказывается при управляемом включении и оказывает существенное влияние на максимально возможные перенапряжения при неуправляемом включении. При этом возрастает роль последовательности включения выключателей с точки зрения ограничения перенапряжений на отходящих линиях. Так, если при неоптимальном порядке включения выключателей максимальные перенапряжения на линейной изоляции отходящих линий достигают $1,71 U_{\phi m}$, то при оптимальном порядке они не превышают уровня ограничения ограничителей $1,3 U_{\phi m}$. Максимальные перенапряжения на линейной изоляции коммутируемой линии имеют в этом случае то же значение, что и при отсутствии отходящих линий — $1,5 U_{\phi m}$.

Отметим, что условия работы нелинейных ограничителей перенапряжений в рассматриваемом случае оказываются достаточно легкими, поскольку перенапряжения при отсутствии ограничителей в значительной степени снижаются действием предвключаемых сопротивлений выключателей. Так в наиболее тяжелом случае

неуправляемого включения при неоптимальной последовательности работы выключателей максимально возможный ток ограничителей не превосходит 50 % амплитуды натурального тока линии.

Перенапряжения, возникающие при отключении линии в случае неуспешного ОАПВ. При наличии устройств контроля за состоянием дуги подпитки отсутствием сигнала о ее погасании может явиться критерием возникновения устойчивого повреждения. В этом случае ликвидация аварии должна осуществляться путем отключения неповрежденных фаз без предварительного включения аварийной фазы.

Возникающие при отключении неповрежденных фаз перенапряжения рассматривались в предположении останова выключателей шунтирующими сопротивлениями и установки на линиях нелинейных ограничителей перенапряжений с уровнем ограничения $1,3 U_{\phi m}$. В расчетах принималось, что сигналы на отключение вспомогательных контактов выключателей неповрежденных фаз какого-либо конца линии подаются одновременно с отключением этих контактов происходит при ближайшем к моменту подачи сигнала прохождении тока в них через нуль. Задержка сигналов на отключение главных контактов относительно вспомогательных принималась величиной постоянной и равной 12 мс. Разброс в подаче сигналов на отключение вспомогательных контактов выключателей различных концов линии варьировался от 0 до ± 20 мс. Варьирование момента подачи сигнала на отключение вспомогательных контактов в интервал полупериода промышленной частоты приводит к различным последовательностям срабатывания вспомогательных и главных контактов выключателей и соответственно к различным величинам перенапряжений.

Расчеты показали, что при одновременной подаче сигналов на отключение вспомогательных контактов выключателей обоих концов линии перенапряжения практически не возникают — максимально возможные перенапряжения не превышают $1,1 U_{\phi m}$. По мере увеличения времени задержки между подачей сигнала на отключение вспомогательных контактов выключателей различных концов линии перенапряжения возрастают, но во всех случаях определяющие перенапряжения возникают при отключении первого по очереди срабатывания выключателя. При времени задержки, превышающем 10 мс, наибольшие перенапряжения отвечают одностороннему отключению неповрежденных фаз, поскольку определяющие перенапряжения возникают либо еще до отключения главных контактов, либо на первом максимуме после их отключения в зависимости от отключения в первую очередь выключателя приемной или отправной системы соответственно. Поэтому при определении ма

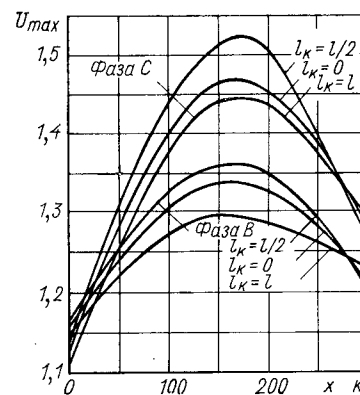
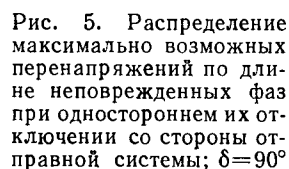


Рис. 4. Распределение максимально возможных перенапряжений по длине неповрежденных фаз при одностороннем их отключении со стороны приемной системы; $\delta=90^\circ$



2. Управление моментов повторного включения аварийной фазы по углу δ расхождения между эквивалентными э. д. с., питающих коммутируемую линию систем, при котором повторное включение осуществляется в режиме качаний роторов генераторов станций в момент, близкий к моменту достижения минимума угла δ , явля-

Управление отключением по углу δ приводит к дополнительному снижению перенапряжений, которые при этом не превышают $1,25 U_{\phi m}$ и $1,20 U_{\phi m}$ для линейной и подстанционной изоляции соответственно.

Расчет электродинамической стойкости гибких шин

КУДРЯВЦЕВ Е. П., канд. техн. наук

Московский энергетический институт

В связи с увеличением токов короткого замыкания (к. з.) в сетях вопросы расчета гибкой ошиновки приобретают все большее значение. В статье предлагается методика расчета, позволяющая приближенно определять величину отклонения гибкой ошиновки и тяжения в проводах при действии токов к. з.

Расчетная схема. Рассмотрим систему из n горизонтальных параллельных друг другу бесконечно длинных абсолютно жестких проводников, подвешенных на равноотстоящих друг от друга одинаковых нелинейно упругих пружинах. В отсутствие токов к. з. эта система находится под действием сил тяжести, она потенциальна. Внезапно приложенные токи к. з. вызовут в рассматриваемой схеме электродинамические силы. Наиболее важные для рассматриваемой задачи составляющие этих сил зависят только от расстояний между проводниками. Силы взаимодействия, зависящие только от расстояний, потенциальны [1]. В случаях, когда движение определяется не зависящей явно от времени составляющей электродинамической нагрузки, система упруго подвешенных параллельных проводов оказывается потенциальной и при к. з.

Полная механическая энергия системы проводов до начала к. з., когда провода находятся в состоянии покоя, определяется исключительно положением проводов по высоте и их деформацией. Токи короткого замыкания увеличивают полную механическую энергию системы на величину, равную потенциальной энергии взаимодействия токов к. з. в проводах системы. Полная механическая энергия участка системы длиной $2a$ (одного пролета) после начала к. з.

$$E = \sum_{i=1}^n m_i \frac{v_i^2}{2} + \sum_{i=1}^n U_i^{(1)} + \sum_{i=1}^n U_i^{(2)} + \sum_{i>j}^n U_{ij}, \quad (1)$$

где m_i — масса провода i в пролете, v_i — скорость поступательного движения i -го провода, n — число проводов линии.

Первая сумма в формуле для E представляет собой кинетическую энергию проводов, вторая — потенциальную энергию проводов в поле силы тяжести, третья — потенциальную энергию упругой деформации опор; четвертая сумма является потенциальной энергией взаимодействия токов к. з. Суммирование производится по всем n проводам линии.

В процессе движения после начала к. з. полная энергия не изменяется, меняется лишь распределение ее по слагаемым формулы (1). В ряде частных случаев максимальные отклонения проводов от равновесного положения до к. з., максимальные усилия в опорных связях можно оценивать, не решая уравнения движения, а просто рассматривая некоторые возможные характерные состояния системы с предельными значениями искомых параметров и энергий (1).

Описанная система из жестких параллельных длинных стержней на упругих опорах может служить расчетной схемой для гибких проводников с не слишком большой стрелой провеса (рис. 1). Частоты собственных колебаний гибких проводников распределительных устройств и линий электропередач, как правило, много меньше 50 Гц. При столь низких собственных частотах

периодические и быстро затухающие аperiodические составляющие электродинамических сил на движение провода при к. з. влиять практически не будут [2]. Определяют движение не зависящие от времени составляющие электродинамических нагрузок. Расчетные стержни потенциальной расчетной схемы гибкой шинной линии следует считать проходящими через центры масс проводов в пролетах.

Упругая характеристика гибкого провода в пролете может быть описана функцией

$$Q = Q(L_q), \quad (2)$$

где L_q — расстояние от линии, соединяющей опоры проводов до центров масс проводов в пролетах; Q — нагрузка на пролет в плоскости, проходящей через опоры и центр масс провода в пролете. При нагрузке, равной весу провода Q_q параметр L_q будем считать равным L_q (т. е. $Q_q = Q(L_q)$), при $Q=0$ $L_q=L_0$. Для пологой гибкой нити ($f/2a \leq 0,3$) потенциальная энергия деформации растяжения в пролете [3]

$$U^{(2)} = \frac{H^2 l_0}{2EF}, \quad (3)$$

где H — распор, т. е. горизонтальная составляющая усилия в нити, l_0 — длина недеформированного провода в пролете. Распор, равномерно распределенная по пролету нагрузка общей величиной Q и прогиб связаны соотношением $f = Q(2a)/(8H)$. Относительные прогибы $f/(2a)$ могут определяться по графику рис. 1. Параметр l может приниматься равным $2f/3$.

Отклонения проводников при двухфазном к. з. Рассмотрим сначала случай, когда максимальное вертикальное смещение центров масс проводов h (см. рис. 2) не больше L_0 , а упругие смещения ΔL малы $\Delta L \ll L_0$. Продолжим считать к. з. будем считать достаточно большой для того, чтобы максимальное отклонение могло бы иметь место до отключения тока к. з. Условие $h < L_0$ накладывает ограничение на токи к. з., подробнее это будет обсуждено ниже.

Предположим, что в момент, когда провода максимально отклонены от исходного положения, усилия тя

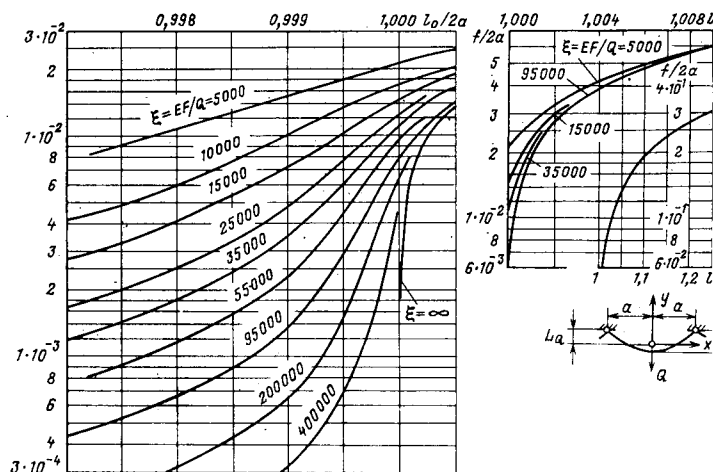


Рис. 1

Для мало деформирующихся проводов можно принять $h_1 \ll h$ и вычислять тяжение по формуле:

$$\left. \begin{aligned} \max H &= \sqrt{\frac{2EF [mgh + U^{(2)}(L_q)]}{l_0}}; \\ U^{(2)}(L_q) &= \frac{H_q^2 l_0}{2EF}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Полученные оценки могут быть завышенными. Точность оценок устанавливается сопоставлением их с оценками, которые находятся путем решения уравнений движения. Максимальное отклонение проводов типа АС-150 в середине пролета длиной $l=300$ м при стреле провеса $f=7,5$ м и токе к. з. $I_m=10000$ А определялось в [2] путем численного решения уравнений движения. Оно оказалось равным 4,75 м. Вычисление по формуле (12) дает 4,39 м. Совпадение достаточно близкое.

Случай «больших» электродинамических нагрузок. Перейдем к случаю, когда электродинамические силы и продолжительность к. з. достаточно велики для того, чтобы провода отклонились бы на углы, близкие к 90° . Для оценки максимальных горизонтальных смещений здесь достаточно рассмотреть состояние с вертикальным смещением центра масс провода в пролете величиной L_q и скоростью движения провода, равной нулю (см. рис. 2). Приращение полной потенциальной энергии одного пролета при перемещении системы проводов из исходного в состояние с максимальным горизонтальным смещением запишется следующим образом:

$$\begin{aligned} 2mgL_q + \frac{l_0}{EF} [H^2(L_0 + h_2) - H^2(L_q)] - \\ - \frac{\mu\mu_0(2a)I_{m2}^2}{4\pi} \ln \frac{r_0 + 2(L_0 + h_2)}{r_0} = 0. \end{aligned} \quad (13)$$

Слагаемые в левой части уравнения (13) представляют собой соответственно приращения потенциальной энергии сил тяжести, деформации материала проводов и взаимодействия токов к. з. Из уравнения (13) определяется (численным методом) h_2 . Для максимального горизонтального смещения получается формула:

$$s=1,5(L_0 + h_2). \quad (14)$$

Максимальное усилие тяжения (после отключения тока к. з. и падения провода) связано с потенциальной энергией упругой деформации соотношением (11). Потенциальная энергия упругой деформации $U^{(2)}$ в (11) определится из условия постоянства полной энергии после отключения тока к. з., аналогичного условию (10):

$$-mg(L_q + h_1) + [U^{(2)}(L_q + h_1) - U^{(2)}(L_0 + h_2)] = 0. \quad (15)$$

Для мало деформирующихся проводов $h_2 \ll f$. Формула (14) упрощается:

$$s \approx f = 1,5 L_0. \quad (16)$$

Максимальное тяжение можно искать по формуле (11), а входящее в (11) значение потенциальной энергии $U^{(2)}(L_q + h_1)$ можно определять как сумму потенциальной энергии деформации провода при действии только силы тяжести и работы электродинамических сил во время к. з.:

$$U^{(2)}(L_q + h_1) = \frac{H^2(L_q)l_0}{2EF} + \frac{\mu\mu_0(2a)I_{m2}^2}{8\pi} \ln \frac{r_0 + 2L_q}{r_0}.$$

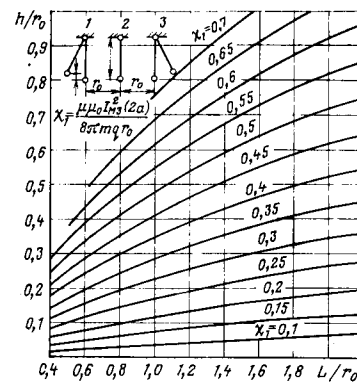


Рис. 4

Область применения формулы (16) может быть определена неравенством

$$\frac{\mu\mu_0(2a)I_{m2}^2}{4\pi} \ln \frac{r_0 + 2L_q}{r_0} \geq 2mgL_q. \quad (17)$$

Физический смысл неравенства (17) сводится к сопоставлению работы электродинамических сил при к. з. и энергии, необходимой для подъема проводов на высоту L_q . Это же неравенство можно использовать и для приближенного определения области применимости формул (14) и (15). Если условие (17) не выполняется, расчет проводов следует вести по формулам (6), (7) и (10).

Трехфазное короткое замыкание. Расчет отклонений и прочности проводов при трехфазном к. з. может быть проведен аналогично расчету при двухфазном к. з. В момент возникновения трехфазного к. з. (см. рис. 4) постоянная составляющая электродинамической нагрузки на средний провод равна нулю. В дальнейшем, когда крайние провода отклонены от равновесного положения, постоянная составляющая нагрузки на средний провод относительно невелика и действует в вертикальной плоскости. Поскольку периодические и затухающие аperiodические составляющие электродинамической нагрузки на движение провода при к. з. практически не влияют, можно считать, что средний провод в нужном для расчета интервале времени лежит в вертикальной плоскости. Крайние провода отклоняются симметрично относительно среднего провода. Ограничимся рассмотрением случая трехфазного к. з. при малодеформирующихся проводах и относительно низких электродинамических нагрузках.

За характерное состояние с максимальными отклонениями крайних проводов от положения равновесия примем состояние, при котором, как и в случае двухфазного к. з., в крайних проводах тяжения нет, но ось проводов сохраняет очертания нагруженной нити. Будем считать, что средний провод неподвижен, и положение его в характерном состоянии совпадает с равновесным положением до к. з.

Из условия равенства полной энергии всей системы в выбранном состоянии с максимальными отклонениями и в состоянии до к. з. получаем:

$$\begin{aligned} 2mgh - 2 \left(\frac{H_q^2 l_0}{2EF} \right) - 0,5 \frac{\mu\mu_0(2a)I_{m2}^2}{4\pi} \times \\ \times \left(2 \ln \frac{r_{21}}{r_0} + \ln \frac{r_{31}}{r_0} \right) = 0, \end{aligned} \quad (18)$$

где $r_{21} = \sqrt{(r_0 + \sqrt{L - (L - h)^2})^2 + h^2}$;

$$r_{31} = 2r_0 + 2\sqrt{2Lh - h^2};$$

I_{m3} — амплитуда периодической составляющей тока при трехфазном к. з.

После алгебраических преобразований, перехода к безразмерным параметрам и исключения второго слагаемого, малого при больших жесткостях EF , уравнение (18) приобретает вид:

$$2 \frac{h}{r_0} - \frac{\mu \mu_0 I_{m3}^2}{8\pi mg} \frac{(2a)}{r_0} \times \\ \times \left[2 \ln \sqrt{\left(1 + \sqrt{\left(\frac{L}{r_0}\right)^2 \left(\frac{L}{r_0} - \frac{h}{r_0}\right)^2} + \left(\frac{h}{r_0}\right)^2} + \right. \right. \\ \left. \left. + \ln \left(1 + \sqrt{2 \frac{L}{r_0} \frac{h}{r_0} - \left(\frac{h}{r_0}\right)^2}\right) \right] = 0. \quad (19)$$

Результаты вычислений корней уравнения (19) на ЦВМ приведены на рис. 4.

Сопоставим расчеты по методике, предлагаемой в настоящей статье, с опытными данными. Вычисленное отклонение алюминиевого провода сечением 910 мм² с пролетом 36 м, стрелой провеса 1,8 м и расстоянии между проводами 4 м равно 1,25 м (при двухфазном токе к. з., равном 20 кА). В опыте [4] максимальное отклонение такого провода было равно 1,1 м. Максимальное отклонение достигалось спустя 0,4 с после начала замыкания при еще продолжающемся к. з.

Подсчитывалось максимальное тяжение в алюминиевом проводе сечением 910 мм² с пролетом 70 м, стрелой провеса 4 м, расстоянием между проводами 4 м. Ток к. з. принимался равным 20 кА. Вычисления показали, что тяжение при падении провода, поднятого над положением равновесия при к. з., может увеличиваться по сравнению с тяжением до к. з. в 8,6 раза. В опытах [4] при токах к. з. от 20 до 50 кА отмечалось десятикратное увеличение нагрузки.

Пример расчета. Рассмотрим уже упоминавшийся случай двухфазного к. з. линии с проводами АС-150, длиной пролета в 300 м и стрелой провеса в 7,5 м. Длина провода в проле-

те $l_0 = 300,5$ м. Масса 300,5 м провода АС-150 $mg = 1220$ Н. Пусть амплитуда периодической составляющей тока к. з. равна 10000 А, а расстояние между проводами на опорах по горизонтали — $r_0 = 5$ м. Вычислим необходимые для пользования графиком рис. 3 параметры:

$$L = \frac{2}{3}f = 5 \text{ м}; \quad \frac{L}{r_0} = 1;$$

$$\chi = \frac{\mu \mu_0 a I_{m2}^2}{2\pi mgr_0} = 0,49.$$

По графику рис. 3 находим (при $\chi = 0,49$ и $L/r_0 = 1$) $\frac{h}{r_0} = 0,19$. Отсюда $h = 0,95$ м. По формуле (9) вычисляем смещение

$$S = f_0 \sqrt{2 \frac{h}{L} - \left(\frac{h}{L}\right)^2} = 4,39 \text{ м}.$$

По формуле (12) вычисляем максимальное тяжение. При жесткости $EF = 1,16 \cdot 10^7$ Н

$$\max H = \sqrt{\frac{2EF}{l_0} \left[mgh + H_q^2 \frac{l_0}{2EF} \right]} = 11850 \text{ Н}.$$

Изложенная методика расчета электродинамической стойкости гибких шин может быть рекомендована для использования в проектной практике. При использовании приведенных в статье расчетных графиков объем вычислений при получении оценок незначителен.

Методика может использоваться и при малой продолжительности к. з. для получения оценок «сверху», с запасом.

Список литературы

1. Арнольд В. И. Математические методы классической механики. — М.: Наука, 1974.
2. Кудрявцев Е. П. К расчету сближения проводов в пролетах линий электропередач при коротких замыканиях. — Изв. вузов. Энергетика, 1973, № 3.
3. Прочность. Устойчивость. Колебания/Под ред. И. А. Биргера и Я. Г. Пановко. — М.: Машиностроение, 1968.
4. Райгородский И. М. Механические воздействия тока короткого замыкания на гибкую ошиновку распределительных устройств. — Энергохозяйство за рубежом, 1976, № 6.

[20.01.82]

УДК 621.315.624.8

Электрофизические процессы в поверхностном слое при перекрытии загрязненных изоляторов

ШУМИЛОВ Ю. Н., АКСЕНОВ В. А.

Наиболее правильно изолирующую способность загрязненных изоляторов определять из опыта эксплуатации. Такой подход положен в основу принятых в СССР нормативов по проектированию изоляции в условиях загрязнения [1]. Однако в ряде случаев из опыта эксплуатации нельзя получить достаточно полную информацию о физических процессах, вызывающих перекрытие и разрушение изоляции, поскольку явления, сопровождающие отказ изоляции, не фиксируются. Вместе с тем глубокое понимание физических процессов при разрушении и перекрытии является основой для разработки, выбора и испытаний грязестойкой изоляции. В связи с этим актуальным вопросом остается разработка мате-

матической модели загрязненной изоляции и создание на ее основе расчетных методов для анализа физических процессов при перекрытии загрязненных изоляторов.

Разработанная в СибНИИЭ математическая модель загрязненной изоляции позволяет проводить оценку изменения электрофизических характеристик поверхностного слоя в процессе формирования условий для поверхностного перекрытия, а также производить расчет величины разрядного напряжения изолятора. В математической модели был принят режим работы, соответствующий включению напряжения толчком на изолятор с предварительно увлажненным до насыщения слоем загрязнения. В этом случае составление математической

модели упрощается, а физическая картина процессов в увлажненном слое не искажается, поскольку поверхностный слой претерпевает последовательно все стадии нагрева и подсушки. Разрядные напряжения в данном режиме соответствуют минимальным значениям, наблюдаемым при непрерывном увлажнении [2], а сам режим соответствует режиму испытания П. Т., рекомендованному ГОСТ 10390—71. Работа над математической моделью проводилась в два этапа.

На первом этапе работы была разработана математическая модель, которая, основываясь на учете основных процессов в поверхностном слое, описывала процесс формирования сухих зон и связанное с ним перераспределение потенциалов, удельных сопротивлений, температуры слоя загрязнения.

Как известно, после подачи напряжения на изолятор поверхностный слой разогревается протекающим током утечки. При этом происходит изменение удельного сопротивления ρ_s в двух направлениях. Во-первых, сопротивление слоя уменьшается за счет увеличения проводимости электролита (электролит имеет положительный температурный коэффициент проводимости) [4]. Во-вторых, происходит рост удельного сопротивления при испарении влаги с поверхности (при уменьшении влагосодержания слоя [5]).

Обе тенденции изменения ρ_s учитывались с помощью выражения

$$\rho_s = \rho_{s0} \frac{\left[1,06 \cdot 10^8 \left(100 - \frac{\sum_0^{\tau} W(T) \Delta\tau \cdot 100}{G_0} \right)^{-m} + D \right]}{1 + \beta T}, \quad (1)$$

где ρ_{s0} — удельное поверхностное сопротивление изолятора при насыщении влагой поверхностного слоя; β — температурный коэффициент проводимости электролита; W — интенсивность испарения влаги с поверхности; T — температура поверхностного слоя; G_0 — исходное влагосодержание поверхностного слоя; $\Delta\tau$ — интервал времени; m , D — параметры уравнения.

Числитель выражения (1) и параметры m и D получены в результате математической обработки зависимостей удельного сопротивления от влагосодержания, приводимых в [5]. Процесс испарения влаги из тонкого слоя цемента или другого твердого загрязнения подобен процессу сушки тонкого бумажного листа, для которого зависимость интенсивности испарения от температуры может быть описана уравнением экспоненциального типа [6]:

$$W(T) = A \exp\left(-\frac{B}{T}\right). \quad (2)$$

Для использования выражения (1) при расчетах ρ_s необходимо произвести оценку изменения температуры поверхностного слоя. Определение температуры слоя загрязнения производилось путем решения уравнения теплопроводности [7] в предположении, что температуры поверхности диэлектрика и слоя загрязнения совпадают:

$$\nabla^2 T = \frac{1}{a} \frac{dT}{d\tau}, \quad (3)$$

где a — коэффициент температуропроводности.

В качестве граничного условия на поверхности ис-

пользуется уравнение теплового баланса в поверхностном слое:

$$-\lambda \frac{dT}{dy} = \frac{I^2 R_i}{2\pi r_i h_i} - \alpha T_{i,j} - W(T)r - c\gamma \Delta \frac{dT}{d\tau}. \quad (4)$$

Составляющие уравнения (4) имеют следующий физический смысл: $\frac{I^2 R_i}{2\pi r_i h_i}$ — удельное тепловыделение в слое загрязнения, обусловленное протеканием тока утечки, Вт/м²; $\lambda \frac{dT}{dy}$ — плотность теплового потока, направленного вглубь диэлектрика, Вт/м²; $\alpha T_{i,j}$ — теплоотвод в окружающую среду за счет теплоотдачи, Вт/м²; $r W(T)$ — изменение теплового потока обусловленное испарением водяной пленки, Вт/м²; $c\gamma \Delta \frac{dT}{d\tau}$ — тепловой поток, связанный с нагревом слоя загрязнения теплоемкостью c , Вт/м².

Ориентировочные расчеты показали, что составляющая $c\gamma \Delta \frac{dT}{d\tau}$ ввиду малости толщины слоя загрязнения Δ в начальный момент времени не превышает 10 % суммарного тепловыделения и по мере высыхания поверхностного слоя уменьшается.

В связи с указанным окончательно уравнение теплового баланса записывается в виде:

$$-\lambda \frac{dT}{dy} = \frac{I^2 R_i}{2\pi r_i h_i} - \alpha T_{i,j} - W(T)r. \quad (5)$$

На торцевых поверхностях диэлектрика, соприкасающихся с арматурой, принимается

$$T = T_{\text{окр}}, \quad (6)$$

так как достаточно массивная металлическая арматура обладает большой теплоемкостью и практически не изменяет температуры за время формирования сухих зон. На оси изолятора используется условие симметрии

$$\frac{dT}{dy} = 0. \quad (7)$$

Из совместного решения уравнений (3), (5), (6), (7) определяется температура поверхности диэлектрика и все зависящие от нее величины.

В аналитическом виде нельзя найти решение уравнения (3) при заданных граничных условиях (5)—(7), поскольку тепловыделение на поверхности изолятора в различных точках является неравномерным; кроме того, поверхностное сопротивление отдельных участков изолятора и теплоотвод с поверхности описываются сложными функциями температуры. В связи с указанным температура поверхности изолятора и тепловое поле диэлектрика определялись методом сеток с использованием быстродействующей ЭВМ БЭСМ-6. Все расчетные соотношения (3), (5), (6), (7) в этом случае представляются в виде конечных разностей. Расчет в разработанной программе осуществляется следующим образом. Путь утечки изолятора разбивается на M шагов. Задаются начальное распределение удельного сопротивления $\rho_{s0} = f(l)$ (исходная неравномерность), зависимость $d_i = f(l)$ (l — координата вдоль пути утечки; d_i — диаметр изолятора; i — номер участка поверхности), толщина слоя загрязнения Δ , значение приложенного напряжения U , а также теплофизические характеристики материала изолятора. В начале расчета, исходя из начального распределения ρ_{s0} , находят сопротивления участков поверхности R_i , а затем определяются значение общего сопротивления поверхностного слоя R и величина ток

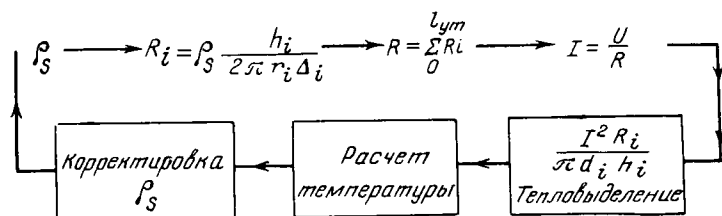


Рис. 1. Схема расчета

утечки $I = U/R$, оцениваются тепловыделение и температура поверхности диэлектрика. По известному распределению температуры вдоль пути утечки производится корректировка значений ρ_s . Скорректированные вдоль пути утечки значения ρ_s в следующий момент времени заменяют исходное распределение и расчет повторяется по схеме, представленной на рис. 1. Расчет заканчивается при условии формирования сухой зоны с большим поверхностным сопротивлением, напряженность электрического поля E_i , вдоль которой достаточна для возникновения поверхностной частичной дужки.

Приведенное на рис. 2 сопоставление основных расчетных и экспериментальных зависимостей свидетельствует об их хорошем совпадении.

Таким образом, с помощью программы расчета, разработанной на первом этапе, можно оценить изменение ρ_s на протяжении всего процесса формирования условий для поверхностного перекрытия и определить предразрядное распределение удельного поверхностного сопротивления.

Исходя из того, что скорость распространения дуги по увлажненной поверхности очень велика [2], можно считать, что состояние поверхностного слоя практически не изменяется за короткое время распространения дуги при перекрытии. Следовательно, значение влагоразрядного напряжения будет определяться именно предразрядным распределением $\rho_s = f(I)$, определить которое можно с использованием программы, разработанной на первом этапе.

Основное расчетное соотношение, использованное при определении u_p , получено из анализа устойчивости поверхностного дугового разряда системы «дужка — слой загрязнения» [9]:

$$u_{min} = k \sum_x^{l_{yT}} R_i \left(\frac{Anx}{k \sum_x^{l_{yT}} R_i} \right)^{\frac{1}{n+1}} + \left(\frac{Anx}{k \sum_x^{l_{yT}} R_i} \right)^{-\frac{n}{n+1}} Ax, \quad (8)$$

где u_{min} — минимальное напряжение, приложенное к системе «дужка — поверхностный слой» и необходимое для поддержания дуги длиной x ; A , n — параметры вольт-амперной характеристики дуги; k — коэффициент, учитывающий эффект возрастания сопротивления из-за растекания тока от опорной точки дуги; $\sum_x^{l_{yT}} R_i$ — сопротивление неперекрытой части слоя загрязнения без учета явления растекания.

В общем виде зависимость $u_{min} = f(x)$ приведена на рис. 3, б. Коэффициент k равен отношению сопротивления неперекрытой части поверхностного слоя, полу-

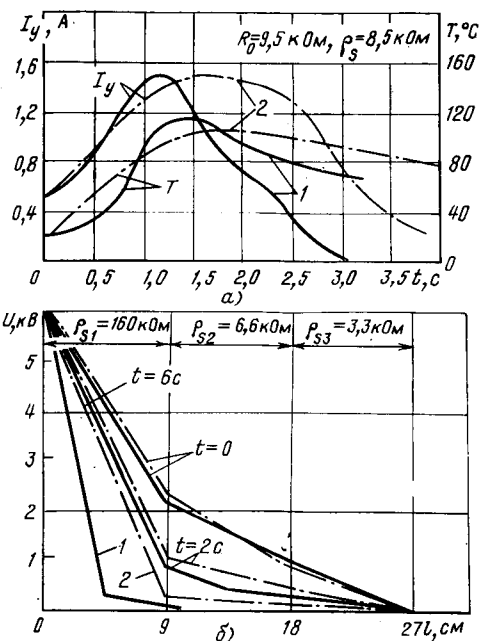


Рис. 2. Экспериментальные (1) и расчетные (2) зависимости: а — тока утечки $I_y = f(t)$ и температуры $T = f(t)$ при равномерном загрязнении цилиндрического изолятора; б — распределения потенциала вдоль пути утечки для неравномерно загрязненного цилиндрического изолятора

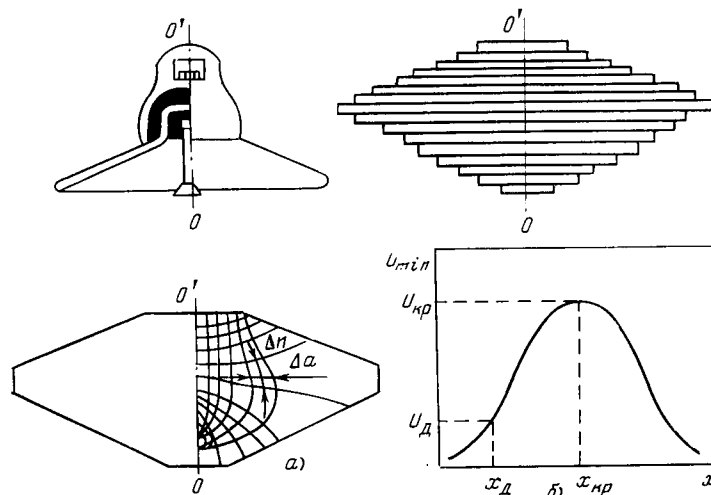


Рис. 3. Исходные данные к расчету u_p : а — модель поверхностного слоя изолятора; б — зависимость $u_{min} = f(x)$

ченного с учетом растекания тока в зоне опорной точки, к величине сопротивления, определяемого без учета растекания:

$$k = \frac{R_{раст}}{R_{неп}} = \frac{R_{раст}}{\sum_x R_i}$$

Для оценки $R_{неп}$ использован метод численного расчета электрического поля в поверхностном слое с последующим графическим определением сопротивления растекания из картины поля. В расчетах картины поля рассматривалась модель поверхности тарельчатого изолятора, отражающая развертку изолятора (рис. 3, а). С помощью комплекса программ КСИ—БЭСМ, разработанного в ВЦ СО АН СССР, были рассчитаны карти-

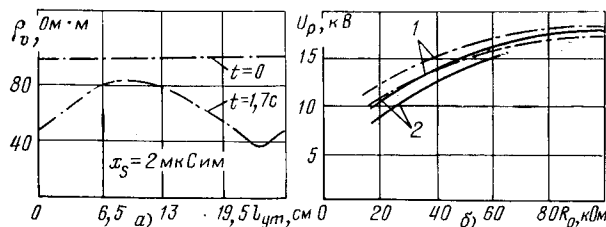


Рис. 4. Расчетные и экспериментальные зависимости ρ_s и u_p для изолятора ПМ-4,5: а — расчетные зависимости исходного и предразрядного распределения удельного сопротивления при равномерном загрязнении; б — расчетные (—) и экспериментальные (—) зависимости разрядного напряжения от общего исходного сопротивления поверхностного слоя.

1 — равномерное загрязнение $\left(\frac{\rho_{sv}}{\rho_{sh}}\right)_{t=0} = 1$; 2 — неравномерное загрязнение $\left(\frac{\rho_{sv}}{\rho_{sh}}\right)_{t=0} = 1/2$.

ны электрического поля тока в проводящем слое для различного положения опорной точки, различной неравномерности загрязнения типа «верх — низ» при учете изменения размера опорной точки дуги r_d . Отдельно рассматривались случаи распространения дужки от пестики и от шапки изолятора.

Результаты расчета коэффициента растекания для всех описанных выше вариантов были введены в программу расчета разрядного напряжения. Порядок расчета разрядного напряжения следующий: считается, что первоначально дуга возникает на одном из элементарных участков h_i , на которые разбит весь путь утечки, т. е. $x=h_i$. Условие возникновения дуги при этом следующее:

$$E_{i\max} \geq E_d, \text{ где } E_d = u_{\text{эл}}/h_i + AI^{-n}.$$

Использование E_d при определении момента возникновения разряда t_p вместо величины $E_{\text{возн}}$ (напряженности возникновения разряда), как показал анализ, не приводит к заметным погрешностям при определении t_p . Для данного значения $x=h_i$ определяется величина минимального напряжения $u_{\min}$, необходимого для поддержания дуги длиной x . Если величина приложенного напряжения $u \geq u_{\min}$, то разряд может удлиняться. Значение длины дуги x увеличивается на длину h_i , и расчет повторяется по прежней схеме. Если с увеличением дуги оказывается, что при некотором значении x_d $u < u_{\min}$ (рис. 3, б), то дальнейшее увеличение дуги не происходит, а x_d является максимальной длиной дуги, которая может определенное время существовать на поверхности изолятора в виде частичного разряда при напряжении u .

Если значение приложенного напряжения u при любой длине дуги на поверхности будет больше соответствующих значений $u_{\min}$, то происходит увеличение размеров дуги до полного перекрытия. Поскольку зависимость $u_{\min} = f(x)$ имеет максимум $u_{\min} = u_{kr}$, то расчет целесообразно проводить лишь до $x = x_{kr}$ (длина дуги, соответствующая u_{kr}), так как при дальнейшем удлинении дуги ($x > x_{kr}$) значение $u_{\min} < u_{kr}$ и перекрытие будет иметь место всегда.

Таким образом, за величину разрядного напряжения при расчетах принимают минимальное значение приложенного напряжения, при котором происходит перекрытие изолятора $u = u_{kr}$.

Программа расчета разрядного напряжения, как и предыдущая, составлена на алгоритмических языках

Альфа и Фортран. С целью экспериментальной проверки расчетных зависимостей на высоковольтном комплексе СибНИИЭ были проведены специальные исследования разрядных характеристик изоляторов ПМ-4,5 и ПФ6-1 при неравномерном загрязнении. Проведенное сопоставление расчетных и экспериментальных данных показывает их хорошее совпадение (рис. 4, б), что позволяет сделать вывод о надежности разработанного расчетного метода.

При разработке вопросов практического применения разработанного расчетного метода большое внимание было уделено изучению характеристик слоя загрязнения и динамике развития предразрядных электротепловых процессов, играющих важную роль при исследовании загрязненной изоляции. С помощью математической модели изучались, например, следующие закономерности: влияние на u_p исходного влагосодержания в слое загрязнения; взаимосвязь между исходным и предразрядным распределением удельного поверхностного сопротивления; зависимость u_p от характеристик слоя загрязнения.

Рассмотрим основные результаты этих исследований.

Для оценки исходного влагосодержания G_0 были проведены расчеты u_p при изменении G_0 в широком диапазоне (0,02—0,5 кг/м²). Рассматривались различные случаи неравномерного и равномерного загрязнений. В расчетах принималось, что при изменении G_0 исходная величина ρ_{s0} не изменяется, что аналогично случаю различного содержания инертного наполнителя в слое при одинаковом значении удельной поверхностной проводимости загрязнения. Расчеты показали, что значительное увеличение G_0 приводит лишь к незначительному снижению u_p (не более 6 %), связанному с увеличением продолжительности предшествующих перекрытию электротепловых процессов при увеличении G_0 . Рост времени формирования сухой зоны приводит к большему нагреву поверхности остальной части изолятора и, следовательно, большему росту поверхностной проводимости.

В связи с тем, что количественные изменения u_p для различных величин G_0 невелики, можно считать, что влагоразрядное напряжение изолятора при равномерном загрязнении практически не зависит от толщины слоя загрязнения и однозначно определяется величиной удельной поверхностной проводимости.

При неравномерном загрязнении степень неравномерности загрязнения и интенсивность загрязнения не могут характеризоваться только одним значением удельной поверхностной проводимости, поскольку она будет различной на разных участках поверхности изолятора. Кроме того, определение характеристик неравномерного загрязнения, связанных функционально с u_p , осложнено также тем, что оценку параметров слоя загрязнения при обследовании изоляторов производят при отключенном напряжении, т. е. без учета происходящих в слое к моменту начала перекрытия процессов разогрева и подсушки, с другой стороны величина u_p определяется в основном характером и видом предразрядного распределения $\rho_{s0} = f(l)_{t=t_p}$.

Таким образом, определение связи u_p с характеристиками слоя загрязнения — это, прежде всего, определение связи между исходным и предразрядным распределением удельного поверхностного сопротивления. С использованием разработанных программ был проведен цикл расчетов по определению u_p и предразрядных характеристик поверхностного слоя для раз-

личных значений исходной степени неравномерности $\left(\frac{\rho_{св}}{\rho_{сн}}\right)_{t=0} = \frac{10}{1} \div \frac{1}{10}$. Для оценки влияния интенсивности загрязнения при изучении каждого вида неравномерности производились расчеты, в которых величины $\rho_{св}$, $\rho_{сн}$ изменялись таким образом, чтобы отношение $\rho_{св}/\rho_{сн}$ оставалось неизменным. Для каждой степени исходной неравномерности загрязнения расчет u_p проводился не менее чем при четырех разных значениях интенсивности загрязнения R_0 . Было установлено, что для изоляторов с одинаковой степенью исходной неравномерности $\left(\frac{\rho_{св}}{\rho_{сн}}\right)_{t=0}$, но с разными значениями начального общего сопротивления R_0 , величина отношения $\left(\frac{\rho_{св}}{\rho_{сн}}\right)_{t=t_p}$ в предразрядный момент времени будет тоже одинаковой, хотя и отличной от исходного соотношения.

Таким образом, величина начального общего сопротивления R_0 слоя характеризует общую загрязненность изолятора, но не оказывает влияния на вид предразрядного распределения, определяя в основном интенсивность электротепловых процессов. Степень неравномерности распределения ρ_s в предразрядный момент времени будет полностью определяться значением исходного отношения $\left(\frac{\rho_{св}}{\rho_{сн}}\right)_{t=0}$. Следовательно, для определения u_p

косвенным методом достаточно иметь для рассматриваемого изолятора семейство кривых $u_p = f(R_0)$ для различных значений $\left(\frac{\rho_{св}}{\rho_{сн}}\right)_{t=0}$ (семейство кривых может быть вычислено или определено экспериментально), а также измеренные при обследовании значения $R_0, \left(\frac{\rho_{св}}{\rho_{сн}}\right)_{t=0}$. По этим значениям можно оценить значение u_p неравномерно загрязненного изолятора.

Установление фактора независимости предразрядного распределения $\rho_s = f(t)$ от R_0 и наличие функциональной связи $\rho_s = f(t)_{t=0}$ и $\rho_s = f(t)_{t=t_p}$ является по существу достаточным обоснованием применения косвенного метода оценки по исходным характеристикам слоя загрязнения, которыми являются R_0 и $\left(\frac{\rho_{св}}{\rho_{сн}}\right)_{t=0}$; связь при этом между u_p и совокупностью $R_0, \left(\frac{\rho_{св}}{\rho_{сн}}\right)_{t=0}$ является однозначной.

Выводы. 1. На основе теоретического анализа физических явлений в поверхностном слое загрязненного изолятора разработана математическая модель перекрытия, учитывающая неравномерность загрязнения, разог

рев и подсушку поверхностного слоя, а также изменение сопротивления неперекрываемого участком поверхностного слоя вследствие продвижения дуги и растекания тока у ее опорной точки.

2. Исследования, выполненные с помощью разработанной математической модели, позволили обосновать возможность косвенной оценки влагоразрядных напряжений загрязненных изоляторов по характеристикам слоя загрязнения, оптимальными из которых являются полное поверхностное сопротивление изолятора и отношение удельных поверхностных сопротивлений верхней и нижней части изолятора.

3. Показано, что величина исходного влагосодержания в слое загрязнения G_0 при одинаковых значениях удельных поверхностных проводимостей практически не влияет на влагоразрядное напряжение, однако приводит к росту токов поверхностных частичных разрядов и особенно длительности их горения, что резко увеличивает разрушающую способность ПЧР.

4. Комплекс программ, разработанный на базе математической модели, является эффективным инструментом исследования загрязненной изоляции и хорошо дополняет экспериментальные методы исследования.

Список литературы

1. Руководящие указания по выбору и эксплуатации изоляции в районах с загрязненной атмосферой. — М.: СЦНТИ ОРГРЭС, 1975. — 96 с.
2. Александров Г. Н., Иванов В. Л., Кизеветтер В. И. Электрическая прочность наружной высоковольтной изоляции. — М.: Энергия, 1969. — 240 с.
3. ГОСТ 10390/71. Электрооборудование высокого напряжения. Методы испытаний электрической прочности внешней изоляции в условиях загрязнения.
4. Wilkins R. Flashover voltage of high-voltage insulators with uniform surface-pollution films. — Proc. IEEE, 1969, vol. 116, № 3.
5. Майкопар А. С., Морозов К. П. Влагоразрядные характеристики изоляторов при неравномерном загрязнении. — Электричество, 1968, № 9, с. 17—20.
6. Лыков А. В. Теория сушки. — М.: Энергия, 1968. — 471 с.
7. Лыков А. В. Теория теплопроводности. — М.: Высшая школа, 1967. — 599 с.
8. Оценка разрядных напряжений естественно загрязненных изоляторов по параметрам поверхностного слоя загрязнения/С. Д. Мерхалев, Е. А. Соломоник, Б. Н. Рейн, А. М. Ментюкова. — Исследование, изучение, выбор и эксплуатация изоляции ВЛ и подстанции в районах с промышленными загрязнениями. Тезисы докладов научно-технической конференции в г. Ташкенте, 7—8 июля 1979 г. — Ташкент: УзНИИЭ, 1979.
9. Alston L. L., Zoledziowski S. Growth of discharges on polluted insulation. — Proc. IEEE, 1963, vol. 110, № 7.

[16.05.80]

◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆

Применение одной модификации метода коммутационных функций для анализа ключевых схем преобразовательной техники

КОБЗЕВ А. В., канд. техн. наук, ЛЕБЕДЕВ Ю. М., СИДОНСКИЙ И. Б., инженеры

НИИ автоматики и электромеханики при Томском институте автоматизированных систем управления и радиоэлектроники

Метод коммутационных (коммутирующих, переключающих) функций (КФ) находит все большее применение для исследования устройств преобразовательной техники на полностью управляемых ключевых элементах. Возможности, преимущества и недостатки каждой из многочисленных модификаций этого метода подробно проанализированы в [1]. Здесь также предложена новая модификация, основанная на применении математического аппарата теории обобщенных функций и устраняющая некоторые недостатки и противоречия ранее известных вариантов. Целью настоящей статьи является подробное рассмотрение сущности и применения такого подхода для решения задач анализа ключевых схем преобразовательной техники.

Методологической основой рассматриваемой модификации метода КФ является теория цепей с переменными во времени параметрами, а ее главной отличительной особенностью — использование мгновенных значений исследуемых величин и функций времени на всех этапах анализа. Это достигается тем, что при описании схем, преобразовании и решении уравнений разрывный характер коммутационных функций сохраняется. Исследования проводятся с применением аппарата теории обобщенных функций [2]. Расчет необходимых интегральных характеристик производится путем прямого или численного интегрирования полученной кривой мгновенных значений.

В качестве основы для формирования требуемой коммутационной функции используется так называемый прямоугольный «синус» [3]:

$$f_a(t - \tau) = (-1)^{E_1\left(\frac{t - \tau}{a}\right)}, \quad (1)$$

где a — полупериод прямоугольного синуса; τ — его временной сдвиг относительно начала отсчета; $E_1\left(\frac{t - \tau}{a}\right)$ — функция «антье» [3 и 4], т. е. ближайшее целое, не превышающее значение аргумента.

Формула (1) представляет собой наиболее удобную для аналитических выкладок [3 и 4] формализованную запись последовательности разнополярных прямоугольных импульсов, которая содержит в себе полную информацию о длительности периода $2a$ и временном сдвиге τ . Требуемая коммутационная функция ветви с ключом выражается комбинацией функций (1) заданных периодов и сдвигов τ (см. примеры).

Для описания преобразовательных схем и составления их математических моделей в зависимости от типа исследуемого устройства удобно пользоваться тремя способами:

1. Ветвь с ключом заменяется активным сопротивлением $R(t)$, характер изменения во времени которого задается произведением сопротивления ключа в разомкнутом состоянии (большого по величине, но конечного) на коммутационную функцию, изменяющуюся от нуля до единицы в моменты коммутации ключа.

2. Ветвь с ключом представляется коэффициентом передачи по потенциалу. Связь потенциалов и напряже-

ний также устанавливается коммутационными функциями.

3. Ветвь с ключом представляется коэффициентом передачи по току. Реальная нагрузка заменяется генератором тока с варьируемыми параметрами [1], а связь между токами описывается коммутационными функциями.

Описание схем с ключевыми элементами в общем случае приводит к системе дифференциальных уравнений вида

$$\sum_{j=1}^n b_{ij} \frac{dy_j}{dt} = c_{ij} + \sum_{l=1}^m s_{il} \delta_l, \quad i = (1, n), \quad (2)$$

где b_{ij} , c_{ij} , s_{il} — кусочно-непрерывные функции; δ_l — дельта-функция, порождаемая l -м ключевым элементом; m — количество независимых ключевых элементов в модели.

Решение системы (2) может быть проведено аналитически или численно. Применение аналитического подхода ограничено, с одной стороны, классом решаемых задач (как правило, это задачи регулирования с фиксированными значениями τ), а с другой, — порядком системы (не выше второго-третьего). При аналитическом подходе дифференциальные уравнения, составленные на основе схемы замещения преобразователя с учетом разрывной природы электрических величин, удобнее свести к одному уравнению. Наиболее простым результатом такого сведения является линейное дифференциальное уравнение с постоянными коэффициентами в левой части и кусочно-непрерывной или сингулярной (содержащей δ -функции) правой частью, имеющее, например, для системы второго порядка вид

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + K_1 \frac{dy(t)}{dt} + K_2 y(t) = K_3 \varphi(t) \Psi(t), \quad (3)$$

где K_1 , K_2 , K_3 — постоянные коэффициенты; $\varphi(t)$ — непрерывная функция; $\Psi(t)$ — кусочно-непрерывная или сингулярная функция.

Общее решение уравнения (3) находится как сумма решения однородного уравнения и частного решения. Первое из них находится известными способами. Отыскание частного решения существенно зависит от вида правой части и в каждом случае представляет собой конкретную задачу. Для наиболее часто встречающихся вариантов функции $\Psi(t)$ и ее сочетания с $\varphi(t) = e^{j\omega t}$ частные решения (3) приведены в табл. 1, в которой A_k , B_k , C_k — коэффициенты, определяемые из условия непрерывности решений и их производных или их конечного скачка (порядок нахождения A_k , B_k , C_k подробно рассмотрен в примерах, приведенных ниже); r_k — корни характеристического уравнения, соответствующего (3); D — комплексный коэффициент решения уравнения

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + K_1 \frac{dy(t)}{dt} + K_2 y(t) = K_3 e^{j\omega t},$$

Таблица 1

№	$K_3 \Phi(t) \Psi(t)$	$y(t)$
1	$K_3 e^{j\omega t} f_a(t)$	$D \left[e^{j\omega t} + e^{j\omega E_a(t)} \sum_{k=1}^2 \frac{A_k e^{r_k \theta_a(t)}}{1} \right] f_a(t)$
2	$K_3 e^{j\omega t} f_a(t - \tau_1) f_a(t - \tau_2)$	$D \left\{ e^{j\omega t} f_a(t - \tau_1) f_a(t - \tau_2) + e^{j\omega [E_a(t - \tau_1) + \tau_1]} \sum_{k=1}^2 A_k e^{r_k \theta_a(t - \tau_1)} + \right. \\ \left. + 2e^{j\omega [E_a(t - \tau_2) + \tau_2]} \sum_{k=1}^2 B_k e^{r_k \theta_a(t - \tau_2)} \right\}$
3	$K_3 e^{j\omega t} f_a(t) f_A(t) (A > a)$	$D \left\{ \left[e^{j\omega t} + e^{j\omega E_a(t)} \sum_{k=1}^2 A_k e^{r_k \theta_a(t)} \right] f_a(t) + e^{j\omega E_A(t)} \times \right. \\ \left. \times \sum_{k=1}^2 B_k e^{r_k \theta_A(t)} \right\} f_A(t)$
4	$K_3 e^{j\omega t} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - na)$	$K_3 e^{j\omega E_a(t)} \sum_{k=1}^2 A_k e^{r_k \theta_a(t)}$
5	$K_3 e^{j\omega t} f_a(t) f_A(t - \tau) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - na) (A > a)$	$K_3 \left\{ e^{j\omega E_a(t)} \sum_{k=1}^2 A_k e^{r_k \theta_a(t - \tau)} f_a(t) + e^{j\omega [E_a(\tau) + E_A(t - \tau)]} f_a(\tau) \times \right. \\ \left. \times \sum_{k=1}^2 B_k e^{r_k \theta_A(t - \tau)} \right\} f_A(t - \tau)$
6	$K_3 e^{j\omega t} f_a(t - \tau) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - na - \tau)$	$K_3 e^{j\omega [E_a(t - \tau) + \tau]} \sum_{k=1}^2 A_k e^{r_k \theta_a(t - \tau)} f_a(t - \tau)$
7	$K_3 e^{j\omega t} f_a(t) f_A(t - \tau_1) f_A(t - \tau_2) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - na) \\ (A > a, \tau_2 > \tau_1)$	$K_3 \left\{ e^{j\omega E_a(t)} \sum_{k=1}^2 A_k e^{r_k \theta_a(t)} f_a(t) f_A(t - \tau_1) f_A(t - \tau_2) + \right. \\ + e^{j\omega [E_a(\tau_1) + E_A(t - \tau_1)]} f_a(\tau_1) \sum_{k=1}^2 B_k e^{r_k \theta_A(t - \tau_1)} + \\ \left. + e^{j\omega [E_a(\tau_2) + E_A(t - \tau_2)]} f_a(\tau_2) \sum_{k=1}^2 C_k e^{r_k \theta_A(t - \tau_2)} \right\}$

в соответствии с которым

$$y(t) = D e^{j\omega t}; \quad y'(t) = j\omega D e^{j\omega t}; \quad y''(t) = -\omega^2 D e^{j\omega t};$$

$$D = \frac{K_3}{K_2 - \omega^2 + j\omega K_1}.$$

В состав выражений, приведенных в табл. 1, также входит дробная функция $\theta_a(t)$ или $\theta_a(t - \tau)$, синхронная с $f_a(t)$ или $f_a(t - \tau)$ и рассчитываемая по формуле [3, 4]:

$$\theta_a(t - \tau) = t - E_a(t - \tau).$$

Следует отметить, что приведенные в табл. 1 формулы применимы и для решения дифференциальных уравнений первого порядка, для чего необходимо положить $k=1$. При исследовании систем преобразования постоянного напряжения (тока) в формулах достаточно положить $\omega=0$, а для систем переменного тока необходимо выделить в решениях мнимую (при синусоидальной форме напряжения источника питания) или действительную (при косинусоидальной форме питающего напряжения) часть. В случае комплексного характера корней r_k и синусоидальном напряжении питания первоначально производится выделение мнимой части при неизвестных r_k , затем в результате подставляется истинное значение r_k и производятся математические выкладки.

Наиболее полно возможности рассматриваемой модификации реализуются при решении системы (2) численными методами на ЭВМ. В зависимости от режимов работы ключевых элементов при моделировании можно выделить три варианта:

а) алгоритм работы ключей стационарен ($\tau_i = \text{const}$);
б) алгоритм коммутации периодически изменяется во времени $[\tau_i(t) = \tau_i(t + T)]$, где T — период повторяемости;

в) моменты переключения определяются в процессе решения системы (2), что характерно для динамических режимов систем регулирования (стабилизации) и систем воспроизведения сигналов с обратными связями.

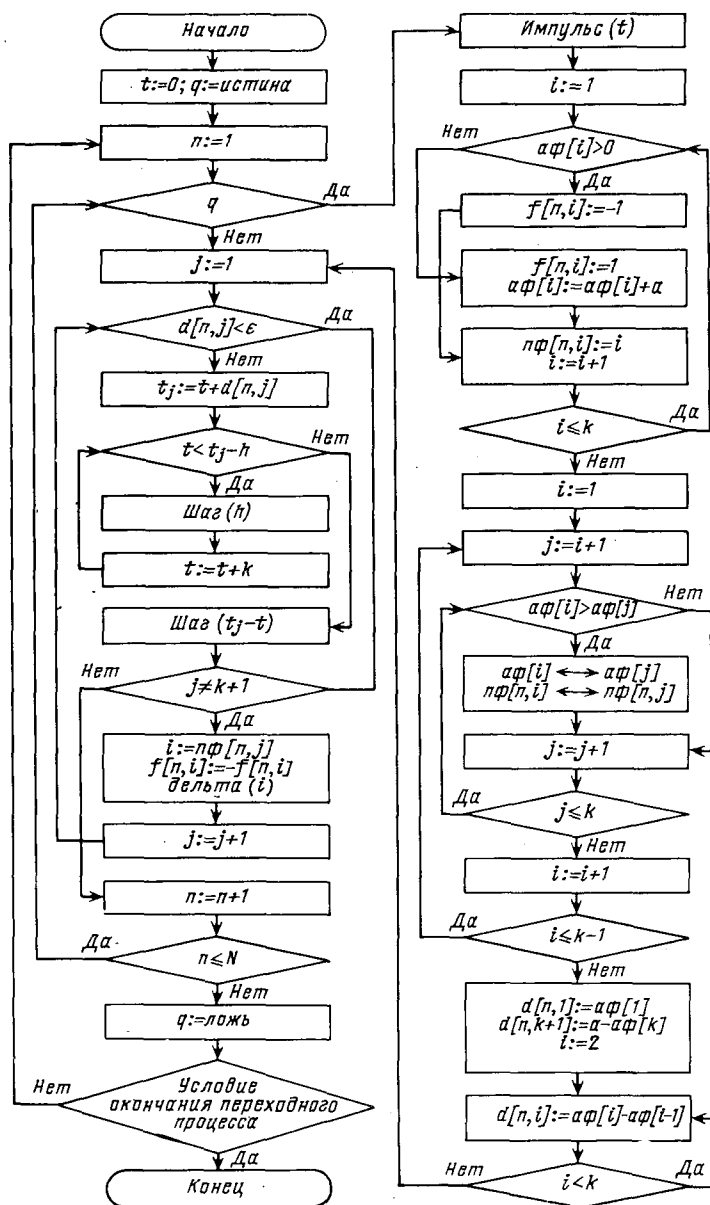


Рис. 1

Структурная схема процедуры численного интегрирования системы (2), отвечающая вариантам а) и б), представлена на рис. 1. Для упрощения структурной схемы предполагается, что периоды повторяемости алгоритма работы всех ключевых элементов равны между собой и кратны периоду входного сигнала T_c ; кратность задается числом N . При начальных нулевых условиях система интегрируется до выполнения условия окончания переходного процесса. На интервале $(0, T_c)$ параллельно с интегрированием происходит формирование матриц алгоритма работы ключевых элементов. Здесь $f[n, i]$ — матрица исходных состояний ключевых элементов в начале n -го интервала; i — номер коммутатора $i = (1, k)$; $d[n, i]$ — матрица длин упорядоченных по времени отрезков n -го интервала, где коммутационные функции непрерывны; $n\phi[n, i]$ — массив целых чисел, синхронный с $d[n, i]$ и задающий номер ключа, который вызвал разрыв непрерывности коммутационных функций.

Исходной информацией для формирования матриц служит вектор фазовых сдвигов $a\phi[i]$, задающий алго-

ритм работы коммутаторов для каждого n -го интервала. Этот вектор, в свою очередь, определяется в зависимости от варианта решаемой задачи для каждого последующего интервала, где $a\phi[i] = \text{const}$ и на рис. 1 обозначен элементом «импульс (t)». Процедура «импульс (t)» согласно заданному закону модуляции и входному сигналу «строит» на каждом интервале импульс сложной структуры (особенно в случае введения нерегулируемой паузы и многосонной модуляции), параметры которого и определяют фазовые сдвиги коммутационных функций относительно начала интервала.

Таким образом, период входного сигнала разбивается на целое число интервалов, на каждом из которых определяются отрезки непрерывности всех коммутационных функций. Интегрирование ведется в цикле последовательного перебора этих отрезков, где используется метод Рунге — Кутты четвертого порядка, обозначенный в структурной схеме элементом «шаг (h)». В моменты перехода от отрезка к отрезку из массива $d[n, i]$ происходит переформирование правых частей системы дифференциальных уравнений согласно номеру ключа из массива $n\phi[n, i]$, вызвавшего изменение структуры цепи. Процедура Дельта- i [5] «выбирает» соответствующий сингулярный член (если эти члены присутствуют) и «подбрасывает» отвечающую ему функцию на величину коэффициента при выбранном сингулярном члене.

При некрatных соотношениях длины интервалов и периода входного сигнала и в замкнутых системах модуляции формирование матриц для всего периода теряет смысл, так как импульсная последовательность становится непериодической. В этом случае правая ветвь структурной схемы на рис. 1 всегда включена в вычислительный процесс. Процедура, представленная структурной схемой рис. 1, позволяет в процессе интегрирования «отслеживать» на каждом шаге только один параметр, оптимально переформировывать структуру правых частей, вычислять коммутационные функции только в момент их изменения, что существенно сокращает затраты машинного времени.

Определение мгновенных значений искомых величин позволяет перейти к расчету интегральных характеристик преобразовательных схем. Для этого в первую очередь должны быть решены задачи отыскания первсобразных для кусочно-непрерывных функций, а также нахождения их производных с точки зрения теории обобщенных функций [2]. Для упрощения практических расчетов по изложенной методике приведена таблица первообразных (табл. 2).

Общая методика анализа ключевых схем с использованием описываемой модификации метода коммутационных функций иллюстрируется ниже приведенным примерами.

Пример 1. На рис. 2 приведена схема двухключевого регулятора напряжения с RL -нагрузкой на выходе. Ключи K_1 , K_2 замыкаются в противофазе и заменяются активными сопротивлениями

$$R_1(t) = K\Phi_1 R; R_2(t) = K\Phi_2 R,$$

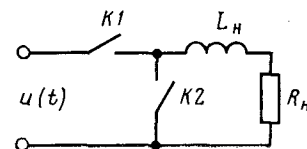


Рис. 2

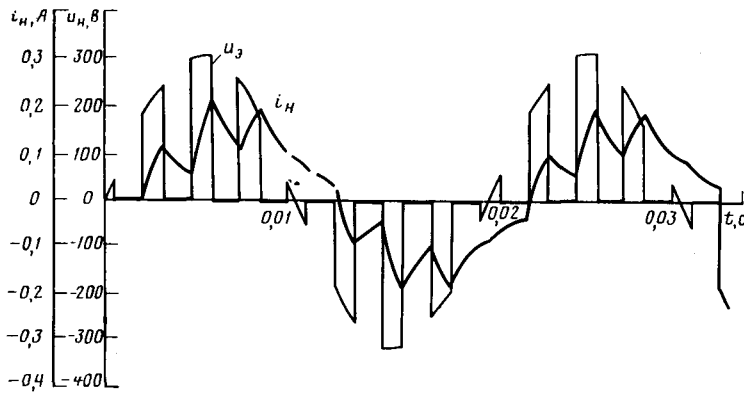


Рис. 3

где R — сопротивление ключа в разомкнутом состоянии; $K\Phi_1$, $K\Phi_2$ — коммутационные функции, описывающие алгоритм работы ключей;

$$K\Phi_1 = \frac{1}{2} [1 - f_a(t - \tau_1) f_a(t - \tau_2)];$$

$$K\Phi_2 = \frac{1}{2} [1 + f_a(t - \tau_1) f_a(t - \tau_2)];$$

$$\tau_1 = \frac{a}{2} \gamma, \quad \tau_2 = a - \tau_1 = \frac{1 - \gamma}{2} a;$$

a — период коммутации ключей K_1, K_2 ; γ — относительная длительность замкнутого состояния ключа K_1 .

Найдем эквивалентное сопротивление $R_3(t)$ и э. д. с. $u_3(t)$:

$$R_3(t) = \frac{R_1(t) R_2(t)}{R_1(t) + R_2(t)} = \frac{\frac{R_2}{4} [1 - f_a^2(t - \tau_1) f_a^2(t - \tau_2)]}{R/2} = 0;$$

$$u_3(t) = \frac{u(t) R_1(t) R_2(t)}{[R_2(t) + R_3(t)] R_1(t)} =$$

$$= u(t) \frac{1}{2} [1 + f_a(t - \tau_1) f_a(t - \tau_2)].$$

При синусоидальном питающем напряжении дифференциальное уравнение имеет вид

$$\frac{di_n(t)}{dt} + K_1 i_n(t) = K_2 [1 + f_a(t - \tau_1) f_a(t - \tau_2)] \sin \omega t, \quad (4)$$

где

$$K_1 = \frac{R_H}{L_H}; \quad K_2 = \frac{U_m}{2L_H}.$$

Первая составляющая частного решения $i_{H1}(t)$ находится в виде

$$i_{H1}(t) = \text{Im}(De^{j\omega t}), \quad (5)$$

где

$$D = \frac{K_2}{j\omega + K_1}. \quad (6)$$

Для нахождения второй составляющей частного решения $i_{H2}(t)$ воспользуемся второй формулой табл. 1 при $k=1$, взяв от приведенного выражения мнимую часть, т. е.:

$$i_{H2}(t) = \text{Im} De^{j\omega t} f_a(t - \tau_1) f_a(t - \tau_2) +$$

$$+ e^{j\omega [E_a(t - \tau_1) + \tau_1]} A e^{-K_1 \theta_a(t - \tau_1)} +$$

$$+ e^{j\omega [E_a(t - \tau_2) + \tau_2]} B e^{-K_1 \theta_a(t - \tau_2)}. \quad (7)$$

В точках $t = na + \tau_1 \pm 0$ и $t = na + \tau_2 \pm 0$ имеем соответ-венно:

$$e^{j\omega (na + \tau_1)} + e^{j\omega [(n-1)a + \tau_1]} A e^{-K_1 a} = -e^{j\omega (na + \tau_1)} +$$

$$+ e^{j\omega (na + \tau_1)} A;$$

$$- e^{j\omega (na + \tau_2)} - e^{j\omega [(n-1)a + \tau_2]} B e^{-K_1 a} =$$

$$= e^{j\omega (na + \tau_2)} + e^{j\omega (na + \tau_2)} B,$$

откуда

$$A = -B = \frac{2}{1 - e^{-(j\omega + K_1)a}}. \quad (8)$$

Свободная составляющая здесь обычна:

$$i_{H, \text{св}}(t) = C e^{-K_1 t}. \quad (9)$$

С учетом (5) — (9) окончательное выражение для тока нагрузки после выделения мнимой части примет вид

$$i_n(t) = \frac{K_2}{K_1^2 + \omega^2} (K_1 \sin \omega t - \omega \cos \omega t) [1 + f_a(t - \tau_1) \times$$

$$\times f_a(t - \tau_2)] + \frac{2}{1 + (e^{-K_1 a} - 2 \cos \omega a) e^{-K_1 a}} \times$$

$$\times [F_1(t) e^{-K_1 \theta_a(t - \tau_1)} - F_2(t) e^{-K_1 \theta_a(t - \tau_2)}] + C e^{-K_1 t}, \quad (10)$$

где

$$F_i(t) = K_1 \{ \sin \omega [E_a(t - \tau_i) + \tau_i] - e^{-K_1 a} \sin \omega [E_a(t - \tau_i) +$$

$$+ a + \tau_i] \} - \omega \{ \cos \omega [E_a(t - \tau_i) + \tau_i] -$$

$$- e^{-K_1 a} \cos \omega [E_a(t - \tau_i) + \tau_i + a] \}, \quad i = (1, 2).$$

При нулевых начальных условиях (включении регулятора) постоянная интегрирования C рассчитывается по формуле

$$C = \frac{2K_2}{K_1^2 + \omega^2} \left\{ \omega - \frac{1}{1 + (e^{-K_1 a} - 2 \cos \omega a) e^{-K_1 a}} \times \right.$$

$$\times [F_1(0) e^{-K_1(a - \tau_1)} - F_2(0) e^{-K_1(a - \tau_2)}] \left. \right\}.$$

На рис. 3 приведены временные диаграммы изменения тока нагрузки $i_n(t)$ и напряжения $u_n(t)$ при $U_m = 1$ В,

$$Z_H = \sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H} = 1 \text{ Ом}, \quad \cos \varphi_H = \frac{\omega L_H}{R_H} = 0,8,$$

$\omega = 1 \text{ с}^{-1}$, $a = 0,0025 \text{ с}$, $\gamma = 0,2$. Из диаграмм видно, что время переходного процесса при включении не превышает периода питающего напряжения. При известных мгновенных значениях токов и напряжений расчет их интегральных величин производится обычным образом с использованием интегралов табл. 2.

Пример 2. На рис. 4 приведена вольтодобавочная схема регулятора напряжения с многозонной импульсной модуляцией, на выходе которого установлены LC-фильтр и активная нагрузка. Регулятор содержит два регулируемых мостовых инвертора $И1, И2$ и нерегулируемый мостовой демодулятор $Д$. Инверторы и демодулятор связаны между собой высокочастотными трансформаторами $T1, T2$, выполненными с коэффициентами трансформации k_{T1}, k_{T2} . В каждой зоне работы инверторов $И1, И2$ осуществляется широтно-импульсная модуляция. Это достигается путем задания определенного режима работы ключей инверторов $И1, И2$ и демодулятора $Д$, этот режим

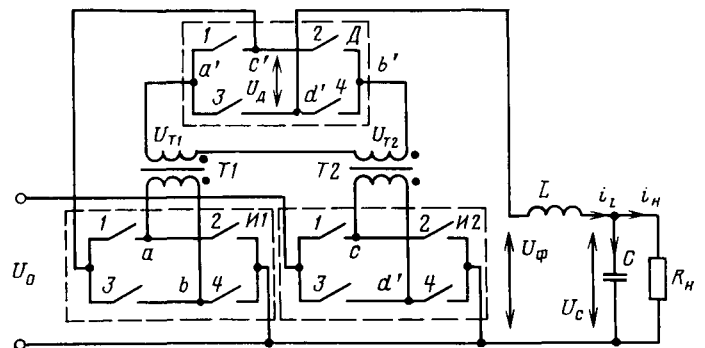


Рис. 4

Таблица 2

1	$f_a(t)$	$f_a(t) [2\theta_a(t) - \theta_{2a}(t)]$
2	$f_a(t - \tau) f_a(t)$	$f_a(t) f_a(t - \tau) \left[\theta_a(t) - \frac{a}{2} \right] - 2f_a(\tau) \left[\theta_a(\tau) - \frac{a}{2} \right] E_1\left(\frac{t}{a}\right)$
3	$\{f_a(t) \sin \omega t$	$-\frac{1}{\omega} f_a(t) \left[\cos \omega t - \cos \omega \frac{2E_a(t) + a}{2} \right]$
4	$f_a(t - \tau_1) f_a(t - \tau_2) \sin \omega t$	$-\frac{1}{\omega} \left\{ f_a(t - \tau_1) \cdot f_a(t - \tau_2) \cos \omega t + 2 \frac{\sin \omega \frac{E_a(t - \tau_1)}{2} \cdot \cos \omega \left[\frac{E_a(t - \tau_1) + a}{2} + \tau_1 \right]}{\sin \frac{\omega a}{2}} \right.$ $\left. - 2 \frac{\sin \omega \frac{E_a(t - \tau_2)}{2} \cdot \cos \omega \left[\frac{E_a(t - \tau_2) + a}{2} + \tau_2 \right]}{\sin \frac{\omega a}{2}} \right\}$
5	$e^{k\theta_a(t)}$	$\frac{1}{K} \left[e^{k\theta_a(t)} - (1 - e^{ka}) E_1\left(\frac{t}{a}\right) \right]$
6	$\sin \beta \theta_a(t)$	$-\frac{1}{\beta} \left[\cos \beta \theta_a(t) - (1 - \cos \beta a) E_1\left(\frac{t}{a}\right) \right]$
7	$e^{k\theta_a(t)} \sin \beta \theta_a(t)$	$\frac{1}{k^2 + \beta^2} \left\{ e^{k\theta_a(t)} [k \sin \beta \theta_a(t) - \beta \cos \beta \theta_a(t)] + [\beta (1 - e^{ka} \cos \beta a) + \right.$ $\left. + k e^{ka} \sin \beta a] E_1\left(\frac{t}{a}\right) \right\}$
8	$e^{k\theta_a(t)} \sin \omega t$	$\frac{1}{k^2 + \omega^2} \left\{ e^{k\theta_a(t)} (k \sin \omega t - \omega \cos \omega t) - \right.$ $\left. - (1 - e^{ka}) \frac{\sin \omega \frac{E_a(t)}{2} \left[k \sin \omega \frac{E_a(t) + a}{2} - \omega \cos \omega \frac{E_a(t) + a}{2} \right]}{\sin \frac{\omega a}{2}} \right\}$
9	$e^{k\theta_a(t)} \sin \omega E_a(t)$	$\frac{1}{k} \left\{ e^{k\theta_a(t)} \sin \omega E_a(t) - \frac{\sin \omega \frac{E_a(t)}{2} \left[\cos \omega \frac{E_a(t) + a}{2} - e^{ka} \sin \omega \frac{E_a(t) - a}{2} \right]}{\sin \frac{\omega a}{2}} \right\}$

может быть описан следующими коммутационными функциями:

а) для инвертора И1

$$K\Phi_{11} = \frac{1}{2} [1 + f_a(t - \tau_{11})];$$

$$K\Phi_{21} = \frac{1}{2} [1 - f_a(t - \tau_{21})];$$

$$K\Phi_{31} = \frac{1}{2} [1 + f_a(t - \tau_{21})];$$

$$K\Phi_{41} = \frac{1}{2} [1 - f_a(t - \tau_{11})];$$

б) для инвертора И2

$$K\Phi_{12} = \frac{1}{2} [1 + f_a(t - \tau_{12})];$$

$$K\Phi_{22} = \frac{1}{2} [1 - f_a(t - \tau_{22})];$$

$$K\Phi_{32} = \frac{1}{2} [1 + f_a(t - \tau_{22})];$$

$$K\Phi_{42} = \frac{1}{2} [1 - f_a(t - \tau_{12})];$$

в) для демодулятора Д

$$K\Phi_{13} = K\Phi_{43} = \frac{1}{2} [1 + f_a(t)];$$

$$K\Phi_{23} = K\Phi_{33} = \frac{1}{2} [1 - f_a(t)].$$

Здесь первая цифра индекса коммутационной функции означает порядковый номер ключа, а вторая — номер инвертора (для демодулятора присвоен индекс 3).

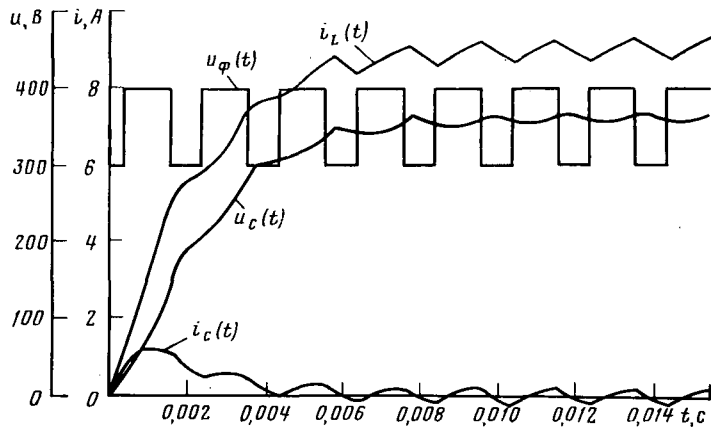


Рис. 5

Для определения напряжения U_{Φ} , действующего на входе фильтра, воспользуемся представлением коммутационной функции ветви с ключом коэффициентом передачи по потенциалу, для чего определим потенциалы $\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c, \Phi_d$ и соответствующие им напряжения:

$$\Phi_a = U_0 K\Phi_{11} + 0 \cdot K\Phi_{21} = \frac{U_0}{2} [1 + f_a(t - \tau_{11})];$$

$$\Phi_b = U_0 K\Phi_{31} + 0 \cdot K\Phi_{41} = \frac{U_0}{2} [1 + f_a(t - \tau_{21})];$$

$$U_{ab} = \Phi_a - \Phi_b = \frac{U_0}{2} [f_a(t - \tau_{11}) - f_a(t - \tau_{21})].$$

Аналогично имеем

$$\Phi_c = U_0 K\Phi_{12} = \frac{U_0}{2} [1 + f_a(t - \tau_{12})];$$

$$\Phi_d = U_0 K\Phi_{32} = \frac{U_0}{2} [1 + f_a(t - \tau_{22})];$$

$$U_{cd} = \Phi_c - \Phi_d = \frac{U_0}{2} [f_a(t - \tau_{12}) - f_a(t - \tau_{22})].$$

Напряжение на входе демодулятора Д

$$U_{a'b'} = U_{T1} + U_{T2} = \frac{U_{ab}}{k_{T1}} + \frac{U_{cd}}{k_{T2}} = \frac{U_0}{2} \left\{ \frac{1}{k_{T1}} [f_a(t - \tau_{11}) - f_a(t - \tau_{21})] + \frac{1}{k_{T2}} [f_a(t - \tau_{12}) - f_a(t - \tau_{22})] \right\}.$$

Выходное напряжение демодулятора Д

$$U_{\Phi} = \Phi_c - \Phi_d = U_{a'b'} (K\Phi_{13} \cdot K\Phi_{33}) = U_{a'b'} f_a(t),$$

а на входе фильтра напряжение

$$U_{\Phi} = U_0 + U_{\Phi} = U_0 + \frac{U_0}{2} f_a(t) \left\{ \frac{1}{k_{T1}} [f_a(t - \tau_{11}) - f_a(t - \tau_{21})] + \frac{1}{k_{T2}} [f_a(t - \tau_{12}) - f_a(t - \tau_{22})] \right\}.$$

Дифференциальное уравнение, описывающее процесс изменения напряжения на конденсаторе фильтра (на нагрузке), будет иметь вид

$$\frac{d^2 u_C}{dt^2} + K_1 \frac{du_C}{dt} + K_2 u_C = K_3 f_a(t) \{ K_4 [f_a(t - \tau_{11}) - f_a(t - \tau_{21})] + K_5 [f_a(t - \tau_{12}) - f_a(t - \tau_{22})] \}, \quad (11)$$

где

$$K_1 = \frac{1}{RC}; \quad K_2 = \frac{1}{LC}; \quad K_3 = \frac{U_0}{LC}; \quad K_4 = \frac{U_0}{2LCk_{T1}}; \\ K_5 = \frac{U_0}{2LCk_{T2}}.$$

Пусть в схеме рис. 4 регулирование напряжения осуществляется вторым инвертором. При этом фазовые сдвиги ключей первого инвертора соответственно равны $\tau_{11} = 0$ и $\tau_{21} = a$, тогда

$$f_a(t - \tau_{11}) - f_a(t - \tau_{21}) = f_a(t) - f_a(t - a) = 2f_a(t),$$

а уравнение (11) преобразуется к виду

$$\frac{d^2 u_C}{dt^2} + K_1 \frac{du_C}{dt} + K_2 u_C = K_3 + 2K_4 + K_5 f_a(t) \times \\ \times [f_a(t - \tau_{12}) - f_a(t - \tau_{22})], \quad (12)$$

где $\tau_{12} = \gamma a$; $\tau_{22} = a - \tau_{12} = (1 - \gamma)a$; γ — относительная длительность импульса в регулируемом инверторе.

При действительных корнях характеристического уравнения, соответствующего (12), свободная составляющая определится по формуле

$$u_{CВ}(t) = C_1 e^{r_1 t} + C_2 e^{r_2 t}, \quad (13)$$

где C_1, C_2 — постоянные интегрирования, определяемые из начальных условий; r_1, r_2 — корни характеристического уравнения.

Первая составляющая частного решения $u_{C1}(t)$ имеет вид

$$u_{C1}(t) = \frac{K_3 + 2K_4}{K_2}, \quad (14)$$

а для нахождения второй и третьей составляющих $u_{C2}(t)$ и $u_{C3}(t)$ воспользуемся вторым решением табл. 1 при $\omega = 0$ и $\tau_1 = 0$:

$$u_{C2}(t) = D \left[f_a(t - \tau_{12}) f_a(t) + \sum_{k=1}^2 A_k e^{r_k \theta_a(t)} + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^2 B_k e^{r_k \theta_a(t - \tau_{12})} \right]; \quad (15)$$

$$u_{C3}(t) = D \left[f_a(t - \tau_{22}) f_a(t) + \sum_{k=1}^2 A_k e^{r_k \theta_a(t)} + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^2 B_k e^{r_k \theta_a(t - \tau_{22})} \right], \quad (16)$$

где $D = \frac{K_5}{K_2}$, а A_k, B_k определяются из условия непрерывности $u_{C2}(t), u_{C3}(t)$, и их производных в точках $t = na, t = na + \tau_{12}, t = na + \tau_{22}$;

$$\left. \begin{aligned} \sum_{k=1}^2 A_k &= - \sum_{k=1}^2 B_k = \frac{2}{1 - e^{r_k a}}; \\ \sum_{k=1}^2 A_k r_k &= - \sum_{k=1}^2 B_k r_k = 0. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

С учетом (13)–(17) окончательное выражение для $u_C(t)$ имеет вид

$$u_C(t) = C_1 e^{r_1 t} + C_2 e^{r_2 t} + \frac{K_3 + 2K_4}{K_2} + \frac{K_5}{K_2} [f_a(t - \tau_{12}) - f_a(t - \tau_{22})] f_a(t) - \frac{2K_5}{K_2(r_2 - r_1)} \left\{ [e^{r_1 \theta_a(t - \tau_{12})} - e^{r_1 \theta_a(t - \tau_{22})}] \times \right. \\ \left. \times \frac{r_2}{1 - e^{r_1 a}} - [e^{r_2 \theta_a(t - \tau_{12})} - e^{r_2 \theta_a(t - \tau_{22})}] \frac{r_1}{1 - e^{r_2 a}} \right\}. \quad (18)$$

Выражение для тока через конденсатор $i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt}$ получается путем дифференцирования (18). Поскольку в LC-фильтре все токи имеют непрерывный характер, в выражении произ-

водной $\frac{du_C(t)}{dt}$ необходимо исключить сингулярные члены. Тогда

$$i_C(t) = \left[C_1 r_1 e^{r_1 t} + C_2 e^{r_2 t} - \frac{2K_5 r_1 r_2}{K_2(r_2 - r_1)} \left\{ [e^{r_1 \theta_a(t - \tau_{12})} - e^{r_1 \theta_a(t - \tau_{22})}] \frac{1}{1 - e^{r_1 a}} - [e^{r_2 \theta_a(t - \tau_{12})} - e^{r_2 \theta_a(t - \tau_{22})}] \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \frac{1}{e^{r_2 a}} \right\} \right] C. \quad (19)$$

На рис. 5 приведены временные диаграммы токов $i_L(t) = i_C(t) + i_H(t)$, $i_C(t)$ и напряжения $u_C(t)$, $u_\Phi(t)$ при $u_C = 200$ В, $C = 10^{-5}$ Ф, $L = 0,2$ Гн, $R_H = 40$ Ом, $\gamma = 0,3$, $k_{T1} = k_{T2} = 2$, $a = 0,002$ с. Хорошо видно, что слагаемые в (18), (19) также соответствуют формулам табл. 2, по которой могут быть рассчитаны все необходимые интегральные характеристики. Изложенное показывает, что в предложенной модификации метод мгновенных значений приобретает необходимую формализацию, позволяет существенно ускорить процедуру вычислений и может быть рекомендован для широкого применения при анализе систем преобразовательной техники.

Список литературы

1. Кобзев А. В. Возможности методов коммутационных и разрывных функций при исследовании процессов преобразования в цепях с ключевыми элементами. — В кн.: Магнитно-вентильные преобразователи напряжения и тока. — Томск: Изд. ТГУ, 1977, с. 93—103.
2. Кеч В., Теодореску П. Введение в теорию обобщенных функций с приложениями в технике. — М.: Мир, 1978.—518 с.
3. Иванов Л. Л. Начала аналитической теории разрывных функций и расчет нелинейных электрических цепей. — Электричество, 1960, № 9, с. 24—29.
4. Беркович Е. А. Анализ электромагнитных процессов в инверторных схемах с помощью разрывных функций. — ЭП. Преобразовательная техника, вып. 7, 1979, с. 6—10.
5. Кобзев А. В., Сидонский И. Б. Моделирование на ЭВМ преобразовательных схем с ключевыми элементами на основе дифференциальных уравнений с сингулярными членами. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. — Киев: Наукова думка, 1978, вып. 67, с. 14—18.

[16.02.82]

УДК [621.313.322+621.314.632].018.782.3.001.24

Уравнения нестационарных процессов синхронного генератора, питающего нагрузку через выпрямитель

КИСЕЛЕВ П. В., инж., ХОДЖАЕВ К. Ш., доктор физ.-мат. наук
Ленинград

Постановка задачи. Для питания ряда физических и технологических установок технически перспективно использование синхронных генераторов, нагруженных через выпрямитель на активно-индуктивную нагрузку. При этом интересен случай, когда угловая скорость машины в ходе рабочего процесса существенно изменяется. В статье приведены результаты исследования нестационарных процессов в таких установках.

Предполагается, что активное сопротивление нагрузки примерно равно индуктивному сопротивлению статора машины, а индуктивность нагрузки — любая в пределах от нуля до значения индуктивности статора. Другой возможный случай: нагрузка — почти «чистая» индуктивность существенно большего значения (например, индуктивный накопитель [1]). Но этот случай принципиально отличается от данного и в дальнейшем не анализируется. Проводится асимптотическое преобразование уравнений машины и записываются уравнения медленных нестационарных процессов, существенно более простые, чем исходные.

С помощью полученных уравнений изучается динамика генератора, работающего за счет кинетической энергии предварительно раскрученного маховика, механически связанного с ротором. Определяется закон регулирования возбуждения, обеспечивающий заданный ток в нагрузке при переменной угловой скорости.

Безразмерные переменные. Введение малых параметров. Рассмотрим синхронный генератор, нагруженный через выпрямитель на активно-индуктивную нагрузку. Чтобы описать используемый далее частный выбор безразмерных переменных, будем исходить из уравнений в системе « x_{ad} ». Уравнения роторных контуров вместе

с уравнениями вращения запишем в виде

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_B}{d\tau} + r_B i_B &= u_B; \quad \frac{d\psi_{\partial d}}{d\tau} + r_{\partial} i_{\partial d} = 0; \\ \frac{d\psi_{\partial q}}{d\tau} + r_{\partial} i_{\partial q} &= 0; \\ H_j \frac{d\omega}{d\tau} &= \frac{3}{2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) + M; \quad \frac{d\theta}{d\tau} = \omega. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь θ — угол поворота ротора относительно оси фазы a ; τ — синхронное время;

$$\left. \begin{aligned} \psi_d &= x_{ad} i_d + x_{avd} i_B + x_{\partial ad} i_{\partial d}; \\ \psi_q &= x_{aq} i_q + x_{\partial aq} i_{\partial q}; \\ \psi_B &= x_{avd} i_d + x_B i_B + x_{\partial B} i_{\partial d}; \\ \psi_{\partial d} &= x_{\partial ad} i_d + x_{B, \partial d} i_B + x_{\partial d} i_{\partial d}; \\ \psi_{\partial q} &= x_{\partial aq} i_q + x_{\partial q} i_{\partial q}; \\ i_d &= \frac{2}{3} \left[i_a \cos \theta + i_b \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \cos \times \right. \\ &\quad \left. \times \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right]; \\ i_q &= -\frac{2}{3} \left[i_a \sin \theta + i_b \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \sin \times \right. \\ &\quad \left. \times \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Обозначения в (1) и (2) — общепринятые [2]. Запишем также выражения для фазных напряжений якоря, опуская при этом из-за их малости члены, соответствующие падению напряжения на активном сопротивлении:

тивлении статорных обмоток:

$$-u_a = \frac{d}{dt} (\psi_d \cos \vartheta - \psi_q \sin \vartheta). \quad (3)$$

Выражения для u_b , u_c получаются из (3) заменой ϑ на $\vartheta - 2\pi/3$ и $\vartheta + 2\pi/3$ соответственно.

Далее для удобства записи уравнений с малыми параметрами и применения асимптотических методов перейдем от системы « x_{ad} » к другой системе безразмерных переменных, близкой по существу к системе равных взаимных индуктивностей [2]. Это обеспечивается специальным выбором базисных роторных токов. По той же причине вводится новое относительное время $t = \tau/t_*$, где t_* примерно равно $x_{\partial q}/r_{\partial q}$.

Относительные статорные токи, а также угловую скорость оставим теми же, что и в системе « x_{ad} ». Новые относительные роторные токи определим соотношениями

$$\left. \begin{aligned} i_f &= (x_{b, \partial d}/x_{a \partial d}) i_b; & i_t &= (x_{b, \partial d}/x_{a \partial d}) i_{\partial d}; \\ i_k &= (x_{\partial q}/x_{a \partial q}) i_{\partial q}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Преобразуя (1) с помощью (4) к новому безразмерному виду (см. также 3), получим:

$$\left. \begin{aligned} [i_d + (1 + \varepsilon_r \sigma_f) i_f + i_t] \cdot + \varepsilon_f i_f &= \varepsilon_f e_f; \\ [i_d + i_f + (1 + \varepsilon_r \sigma_t) i_t] \cdot + v_t i_t &= 0; \\ (i_q + i_k) \cdot + v_k i_k &= 0; \\ \omega \cdot &= \varepsilon_\omega [(i_f + i_t) i_q - (L_{\partial q}/L_{ad}) i_k i_d] + \varepsilon_\omega m; \\ \vartheta \cdot &= \omega/\varepsilon. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Здесь точкой обозначено дифференцирование по новому безразмерному времени t и

$$\left. \begin{aligned} L_{ad} &= \frac{x_{a \partial d} x_{a \partial d}}{x_{b, \partial d}}; & L_{aq} &= \frac{x_{a \partial q}^2}{x_{\partial q}}; & L_{af} &= \frac{x_{a \partial d} x_{b, \partial d}}{x_{a \partial d}}; \\ L_{at} &= \frac{x_{a \partial d} x_{b, \partial d}}{x_{a \partial d}}; & 1 + \varepsilon_r \sigma_f &= \frac{x_b}{L_{af}}; & 1 + \varepsilon_r \sigma_t &= \frac{x_{\partial d}}{L_{at}}; \\ \varepsilon_f &= \frac{t_* r_b}{L_{af}}; & \varepsilon_f e_f &= \frac{t_* u_b}{L_{af}}; & v_t &= \frac{t_* r_{\partial d}}{L_{at}}; & v_k &= \frac{t_* r_{\partial q}}{L_{aq}}; \\ \varepsilon_\omega &= \frac{3L_{ad} t_*}{2H_j}; & \varepsilon_\omega m &= \frac{M t_*}{H_j}; & \varepsilon &= 1/t_*. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Соотношения (3) в новых переменных примут вид

$$-e_a = \left\{ [(1 + \sigma_d) i_d + i_f + i_t] \cos \vartheta - \frac{L_{aq}}{L_{ad}} \times \right. \\ \left. \times [(1 + \sigma_d) i_q + i_k] \sin \vartheta \right\}. \quad (7)$$

Здесь $e_a = u_a t_*/L_{ad}$ (аналогично определяются e_b , e_c); $1 + \sigma_d = x_d/L_{ad}$; $1 + \sigma_q = x_q/L_{aq}$. (8)

Далее предполагаем, что $x_d = x_q$, $\sigma_d = \sigma_q = \sigma$ (это с достаточной точностью выполняется для большинства неявнополюсных машин). Уравнения в виде (5) удобны тем, что в них большинство безразмерных индуктивностей равно 1, а в коэффициентах уравнений выделяются малые параметры ε_r , ε .

Малость параметра ε_r следует из соответствующих равенств (6) и известных [2] соотношений $x_{a \partial d} \approx x_{a \partial d} \approx x_{b \partial d}$; $x_{a \partial d} \approx x_b \approx x_{\partial d}$. Последнее из них является следствием малости рассеяния между контуром возбуждения и демпферным контуром по продольной оси; о малости параметра ε_r см. также [3].

Малое значение ε обусловлено тем, что постоянная времени демпферного контура по поперечной оси $T_{\partial q}$

велика по сравнению с синхронным периодом вращения T_c . Это видно из выражения:

$$\varepsilon \approx r_{\partial q}/x_{\partial q} = T_c/(2\pi T_{\partial q}).$$

Как и в [3], перейдем от переменных i_f , i_t , i_k к новым переменным Ψ_f , Ψ_k , Ψ_r , имеющим смысл потокоцеплений контуров f и k , а также потокоцепления рассеяния между контурами f и t :

$$\left. \begin{aligned} \Psi_f &= i_d + (1 + \varepsilon_r \sigma_f) i_f + i_t; \\ \Psi_k &= i_q + i_k; & \Psi_r &= i_f - (\sigma_t/\sigma_f) i_t. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Выразим токи i_f , i_t , i_k через новые переменные, пренебрегая членами порядка ε_r :

$$\left. \begin{aligned} i_f &= \frac{\sigma_f}{\sigma_t + \sigma_f} \left[\Psi_r + \frac{\sigma_t}{\sigma_f} (\Psi_f - i_d) \right]; \\ i_t &= \frac{\sigma_f}{\sigma_t + \sigma_f} (\Psi_f - \Psi_r - i_d); & i_k &= \Psi_k - i_q. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Подставляя (10) в (5) и вычитая из уравнения контура f уравнение контура t , получим:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_r \sigma_f \Psi_r \cdot &= -\frac{\sigma_f (\varepsilon_f + v_t)}{\sigma_f + \sigma_t} \Psi_r + \frac{v_t \sigma_f - \sigma_t \varepsilon_f}{\sigma_f + \sigma_t} (\Psi_f - i_d) + \\ &+ \varepsilon_f e_f; \\ \vartheta \cdot &= \omega/\varepsilon; \\ \Psi_f \cdot &= -\frac{\varepsilon_f \sigma_t}{\sigma_f + \sigma_t} (\Psi_f - i_d + \frac{\sigma_f}{\sigma_t} \Psi_r) + \varepsilon_f e_f; \\ \Psi_k \cdot &= -v_k \Psi_k + v_k i_q; \\ \omega \cdot &= \varepsilon_\omega (\Psi_f i_q - \Psi_k i_d) + \varepsilon_\omega m. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Безразмерные напряжения на статоре выразятся теперь в виде:

$$\left. \begin{aligned} -e_a &= [\sigma i_a - \Psi_m \sin(\vartheta - \varphi)] \cdot; \\ -e_b &= [\sigma i_b - \Psi_m \sin(\vartheta - \varphi - 2\pi/3)] \cdot; \\ -e_c &= [\sigma i_c - \Psi_m \sin(\vartheta - \varphi + 2\pi/3)] \cdot; \\ \Psi_m &= \sqrt{\Psi_f^2 + \Psi_k^2}; & \varphi &= \arctg(\Psi_f/\Psi_k). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Асимптотическое преобразование и уравнения медленных нестационарных процессов. Произведем асимптотическое разделение процессов в системе, основываясь на малости параметров ε_r , ε . В большинстве случаев параметры ε_f и ε_ω также оказываются малыми, однако в данном разделе это обстоятельство не учитывается.

Приведенные ранее уравнения не составляют замкнутую систему. Чтобы такую систему получить, нужно ввести в рассмотрение токи в цепях выпрямителя и записать уравнения, связывающие эти токи с напряжениями e_a , e_b , e_c . Поскольку сами величины e_a , e_b , e_c выражаются соотношениями (12), то указанные уравнения свяжут токи в цепях выпрямителя и в нагрузке с токами i_a , i_b , i_c и потокоцеплениями Ψ_f , Ψ_k , Ψ_r . Вместе с уравнениями (11) они составят полную систему уравнений машины с выпрямителем. Заметим еще, что в (11) переменные Парка i_d , i_q являются промежуточными переменными и должны рассматриваться как функции i_a , i_b , i_c , v , определяемые согласно (2).

Однако указанная полная система уравнений в явном виде далее не потребуется. Вместо невыписанных уравнений при асимптотическом преобразовании можно использовать известные соотношения, связывающие напряжение на входе выпрямителя с током нагрузки и фазными токами i_a , i_b , i_c .

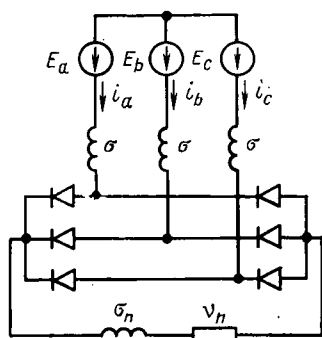


Рис. 1. Схема замещения синхронного генератора, включенного на активно-индуктивную нагрузку через выпрямитель

Из (11) видно, что переменные Ψ_r и θ имеют производные порядка $1/\varepsilon_r$, $1/\varepsilon$ соответственно и являются более быстрыми по сравнению с Ψ_f , Ψ_h , ω . Быстрыми переменными являются также фазные токи i_a , i_b , i_c , токи в цепях выпрямителя и ток в нагрузке.

Согласно асимптотическому методу разделения движений [4] в первом приближении, т. е. без учета величин порядка ε , ε_r , быстрые переменные можно находить из расчета соответствующих цепей, считая медленные переменные Ψ_f , Ψ_h , ω постоянными. Затем быстрые переменные, найденные как функции «быстрого времени» t/ε , угла θ и медленных переменных, нужно внести в «медленные» уравнения и осреднить по t/ε_r и θ .

Начнем с вычисления i_a , i_b , i_c и тока в нагрузке i_n . Будем рассматривать широко распространенную схему выпрямления Ларионова (рис. 1), однако задача с небольшим отличием может быть решена и для любой другой схемы выпрямления. Сопротивлениями и индуктивностями соединительных проводов и шин, а также активным сопротивлением обмоток статора пренебрегаем. Вентили считаем идеальными.

На рис. 1 э. д. с. E_a , E_b , E_c определяются из выражений (12) после отбрасывания членов σi_a , σi_b , σi_c и производных от медленных переменных. Учитывая, что $\dot{\theta} = \omega/\varepsilon$, получаем

$$E_a = \frac{\omega \Psi_m}{\varepsilon} \cos(\theta - \varphi), \quad (13)$$

а выражения для E_b , E_c получаются из (13) заменой θ на $\theta \pm 2\pi/3$.

Токи в схеме рис. 1, как указывалось, следует определять при Ψ_f , Ψ_h , $\omega = \text{const}$, т. е. считая систему э. д. с. E_a , E_b , E_c заданной.

Введем безразмерные величины v_n , σ_n :

$$v_n = \frac{R_n}{\omega_c L}; \quad \sigma_n = \frac{L_n}{L},$$

где L — индуктивность статора; L_n — активное сопротивление, а R_n — индуктивность нагрузки.

В дальнейшем будут рассматриваться такие типы нагрузок, для которых v_n примерно равно единице; σ_n может иметь любое значение от нуля до единицы. При этом безразмерная постоянная времени T_n цепи нагрузки есть величина порядка ε :

$$T_n = \frac{L_n \omega_c}{R_n t_*} = \frac{\varepsilon \sigma_n}{v_n}.$$

Процессы в схеме Ларионова при синусоидальном трехфазном питающем напряжении изучены при всех возможных режимах работы вентилей [5, 6]. Рассмотрим установившийся режим, при котором угол переключения γ меньше $\pi/3$. Этот режим определяется соотно-

шением параметров $\sigma \omega < \pi v_n / 9$, которое выполняется для большинства рассматриваемых установок.

В установившемся режиме фазные токи являются 2π -периодическими функциями θ . На промежутке $\varphi - \pi/3 \leq \theta \leq 2\pi + \varphi - \pi/3$ имеем

$$i_a(\theta) = \begin{cases} i_1(\theta), & \varphi - \pi/3 \leq \theta < \varphi + \pi/3; \\ i_n(\theta), & \varphi + \pi/3 \leq \theta < \varphi + \pi; \\ i_2(\theta), & \varphi + \pi \leq \theta < \varphi + \pi + \pi/3; \\ 0, & \varphi + \pi + \pi/3 \leq \theta < \varphi + 2\pi; \\ -i_a(\theta - \pi), & \varphi + 2\pi \leq \theta < \varphi + 2\pi + \pi/3. \end{cases} \quad (14)$$

Соотношения для токов i_b , i_c получаются из (14) заменой θ соответственно на $\theta - 2\pi/3$ и $\theta + 2\pi/3$; выражения для i_1 , i_2 рассматриваются ниже.

Ток нагрузки i_n при установившемся режиме является $\pi/3$ -периодической функцией θ . Далее воспользуемся тем, что для данной схемы пульсации выпрямленного напряжения весьма малы при любых γ , меньших $\pi/3$ (около 7%; см., например, [5 — с. 49, 6 — с. 117]). Пренебрегая этими пульсациями, будем иметь для i_1 , i_2 , i_n известные выражения [5 — с. 44, 6 — с. 128]. Применим их к рассматриваемому случаю неуправляемых вентилей. В принятых выше обозначениях получим соотношения:

$$\left. \begin{aligned} i_1(\theta) &= i_n + \frac{\sqrt{3} \Psi_m}{2\sigma} [\cos(\theta - \varphi + \pi/3) - 1]; \\ i_2(\theta) &= \frac{\sqrt{3} \Psi_m}{2\sigma} [1 - \cos(\theta - \varphi + \pi/3)]; \\ i_n &= \frac{3\sqrt{3} \omega \Psi_m}{2\pi v_n} (1 + \cos \gamma); \quad \cos \gamma = 1 - \frac{2i_n \sigma}{\sqrt{3} \Psi_m}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Последние два соотношения (15) можно рассматривать как уравнения относительно i_n и $\cos \gamma$. Разрешая их, получим

$$\cos \gamma = \frac{1 - 3\sigma \omega / v_n \pi}{1 + 3\sigma \omega / v_n \pi}; \quad i_n = \frac{3\sqrt{3} \omega \Psi_m}{\pi v_n} \left(\frac{1}{1 + 3\sigma \omega / v_n \pi} \right). \quad (16)$$

Таким образом, фазные токи в установившемся режиме полностью определены как функции медленных переменных и угла θ .

Значения токов i_a , i_b , i_c , i_n будут близки к их значениям в (14) и в (16) с точностью порядка ε , ε_r на больших промежутках времени, исключая, может быть, малый интервал после включения выпрямителя. В течение этого интервала заканчивается быстрый переходный процесс в цепи нагрузки и устанавливается соответствующий рассматриваемому режиму порядок переключения вентилей. При последующем осреднении вклад этого интервала мал и в рассматриваемом приближении может не учитываться.

В данной задаче ток i_n формально является быстрой переменной, как и токи i_a , i_b , i_c , i_d , i_q . Однако i_n отличается от i_a , i_b , i_c тем, что «быстрая» часть тока i_n представляет собой малые пульсации, которыми можно пренебречь; это позволяет использовать соотношения (15), которые фактически дают медленную составляющую тока i_n . У токов же i_d , i_q зависимость от быстрой переменной θ значительна, и их медленные составляющие надо находить осреднением.

Из быстрых переменных осталось найти Ψ_r . Обратимся к первому уравнению (11). Теперь i_d в нем — известная функция v и медленных переменных, определяемая соотношениями (2), поэтому указанное уравнение буде-

линейным уравнением относительно Ψ_r . Его решение представляет собой сумму экспоненциального члена, быстро затухающего со временем как $\exp(-t/\varepsilon_r)$, быстрых гармоник типа $\sin \vartheta$ и медленной составляющей; последнюю обозначим Ψ_{rs} . Ограничим нашу последующую задачу составлением уравнений для медленных переменных и не будем выписывать громоздких полных выражений для быстрых переменных (при желании это нетрудно сделать). Тогда в выражении для Ψ_r достаточно найти только медленную составляющую Ψ_{rs} . Для этого в рассматриваемом уравнении левую часть приравняем нулю, а в выражении для i_d берем только постоянную составляющую $\langle i_d \rangle$, т. е. среднее значение i_d по ϑ . Это даст алгебраическое уравнение относительно Ψ_{rs} :

$$\Psi_{rs} = \frac{\nu_i \sigma_f - \sigma_i \varepsilon_f}{\sigma_f (\varepsilon_f + \nu_i)} (\Psi_f - i_d) + \frac{\varepsilon_f (\sigma_f + \sigma_i)}{\sigma_f (\varepsilon_f + \nu_i)} \varepsilon_f. \quad (17)$$

Из (2), (14)–(16) имеем

$$\langle i_d \rangle = S_1(\omega) \Psi_h + S_2(\omega) \Psi_f. \quad (18)$$

Здесь

$$S_1(\omega) = \frac{3\omega}{\pi \nu_n} \left[\frac{\nu_n}{2\omega\sigma} (1 - \cos \gamma)^2 + \frac{3}{\pi} (1 + \cos \gamma) \cos \gamma \right];$$

$$S_2(\omega) = \frac{3\omega}{\pi \nu_n} \left[\frac{\nu_n}{2\omega\sigma} \left(2 \sin \gamma - \gamma - \frac{1}{2} \sin 2\gamma \right) - \frac{3}{\pi} (1 + \cos \gamma) \sin \gamma \right].$$

Теперь можно выписать уравнения относительно медленных переменных. Как указывалось выше, для этого нужно подставить найденные быстрые переменные в последние три уравнения (11) и осреднить по «быстрому времени» и ν . Осреднение i_d , i_q эквивалентно неучету в их выражениях всех гармоник по ν (оставляется только постоянная составляющая $\langle i_d \rangle$, $\langle i_q \rangle$). Осреднение по Ψ_r сводится к отбрасыванию в его полном выражении экспоненциального члена и гармоник, т. е. остается только Ψ_{rs} . Остается определить $\langle i_q \rangle$:

$$\langle i_q \rangle = -S_1(\omega) \Psi_f + S_2(\omega) \Psi_h. \quad (19)$$

Подставляя в «медленные» уравнения (11) вместо быстрых переменных их средние значения, получим уравнения медленных нестационарных процессов в первом приближении:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\Psi}_f &= -\frac{\varepsilon_f \nu_i}{\varepsilon_f + \nu_i} [1 - S_2(\omega)] \Psi_f + \frac{\varepsilon_f \nu_i}{\varepsilon_f + \nu_i} \times \\ &\times S_1(\omega) \Psi_h + \frac{\varepsilon_f \nu_i}{\varepsilon_f + \nu_i} \varepsilon_f; \\ \dot{\Psi}_h &= -\nu_h [1 - S_2(\omega)] \Psi_h - \nu_h S_1(\omega) \Psi_f; \\ \dot{\omega} &= -\varepsilon_\omega S_1(\omega) (\Psi_f^2 + \Psi_h^2) + \varepsilon_\omega m. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Далее наиболее интересен случай, когда постоянная времени контура возбуждения примерно равна механической постоянной времени: $\varepsilon_f \approx \varepsilon_\omega$. При этом можно показать, что решения уравнений (20) близки к точным значениям искомых переменных с точностью до порядка величин ε и ε_r на промежутках безразмерного времени $1/\varepsilon_f$ или $1/\varepsilon_\omega$, независимо от того, равна ли величина ε_f единице или весьма мала. Это следует не из общих свойств асимптотического метода [4], а из свойств типа асимптотической устойчивости уравнений для быстрых переменных и того факта, что второе уравнение в (20), содержащее Ψ_h , линейно по Ψ_h и коэффициент при Ψ_h в правой части этого уравнения отрицателен.

Дальнейшие асимптотические преобразования уравнений медленных нестационарных движений. Рассмотрим типичный для турбогенераторов случай, при котором ε_f , ε_ω — малые величины. Их малость объясняется следующим. Выражение для ε_f можно записать в виде $\varepsilon_f = T_{\text{в}}/T_{\text{вк}}$, где $T_{\text{в}}$, $T_{\text{вк}}$ — соответственно постоянные времени контура возбуждения и демпферного контура в поперечной оси. Для большинства турбогенераторов $T_{\text{в}} \gg T_{\text{вк}}$ и ε_f можно считать малым параметром. Аналогично $\varepsilon_\omega = T_{\text{м}}/T_{\text{вк}}$, где $T_{\text{м}}$ — механическая постоянная времени; $\varepsilon_\omega \ll 1$.

Как видно из (20), в этом случае Ψ_f и ω являются более медленными функциями времени, чем Ψ_h . Система (20) при этом является квазилинейной с быстрой переменной Ψ_h , и к ней можно снова применить асимптотический метод разделения движений [4, 7]. Отметим, однако, что система (20) остается справедливой и в рассматриваемом случае малых ε_f , ε_ω , представляя собой результат так называемого «частичного осреднения» [8].

Запишем согласно [4 и 7] уравнения, получающиеся после дальнейшего преобразования системы (20) в первом приближении относительно ε_f , ε_ω , при этом следует считать $\nu_i/(\varepsilon_f + \nu_i) \approx 1$. Выразим из второго уравнения (20) быструю переменную Ψ_h через медленные переменные Ψ_f , ω и время (при этом следует считать Ψ_f , $\omega = \text{const}$):

$$\Psi_h = C_h \exp \{ -\nu_h [1 - S_2(\omega)] (t - t_0) \} - \frac{S_1(\omega)}{1 - S_2(\omega)} \Psi_f. \quad (21)$$

Здесь C_h — произвольная постоянная, определяемая из начальных условий.

Осреднение Ψ_h , Ψ_h^2 в первом и третьем уравнениях (20) равносильно отбрасыванию экспонент в (21). Тогда в (20) следует внести вместо Ψ_h только медленную составляющую $\langle \Psi_h \rangle$:

$$\langle \Psi_h \rangle = -\frac{S_1(\omega)}{1 - S_2(\omega)} \Psi_f. \quad (22)$$

Подставив (22) в (20), получим уравнения медленных процессов в данном случае:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\Psi}_f &= -\varepsilon_f S_3(\omega) \Psi_f + \varepsilon_f \varepsilon_f; \\ \dot{\omega} &= -\varepsilon_\omega \frac{S_3(\omega) S_1(\omega)}{1 - S_2(\omega)} \Psi_f^2 + \varepsilon_\omega m. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Здесь

$$S_3(\omega) = \frac{1}{1 - S_2(\omega)} [1 - 2S_2(\omega) + S_2^2(\omega) + S_1^2(\omega)].$$

Таким образом, получены еще более простые уравнения медленных нестационарных процессов в синхронном генераторе, работающем через выпрямитель на активно-индуктивную нагрузку. Как и решения уравнений (20), решения уравнений (23) приближают точные решения на большом промежутке времени порядка $1/\varepsilon_\omega$. Погрешности в этом случае имеют значения порядка ε_ω или ε_f .

Поддержание заданного тока в нагрузке. Рассмотрим генератор кратковременного действия, работающий за счет кинетической энергии предварительно раскрученного маховика, механически связанного с ротором. Эта машина работает следующим образом. Ротор генератора и маховик раскручиваются с помощью вспомогательного двигателя до угловой скорости, близкой к номинальной

скорости машины. Затем включается напряжение возбуждения, и по истечении переходного процесса в обмотке возбуждения подключаются выпрямитель и нагрузка. Вследствие потребления нагрузкой мощности кинетическая энергия системы уменьшается и угловая скорость падает.

При постоянном напряжении возбуждения ток в нагрузке существенно изменяется (см., например рис. 2) как за счет переходных электромагнитных процессов, так и за счет уменьшения угловой скорости. В ряде случаев такое «самопроизвольное» изменение тока недопустимо. Тогда возникает задача о регулировании напряжения возбуждения для поддержания тока в нагрузке или изменения его по заданному закону.

Для решения этой задачи используем полученные уравнения медленных нестационарных процессов (20). Эти уравнения получены асимптотическим отделением быстрых переходных процессов от медленных и, следовательно, справедливы, если управление $e_f(t)$ изменяется во времени с той же скоростью, что и Ψ_f, Ψ_k, ω . Тому же условию должен удовлетворять и заданный закон изменения тока в нагрузке. Это условие, однако, не ограничивает применимость получаемых далее результатов, поскольку быстрое изменение тока практически не требуется.

Возникающие при работе выпрямителя пульсации выпрямленного тока не учитываются, поскольку, как указывалось выше, эти пульсации малы.

После включения нагрузки в течение малого (порядка ϵ) интервала времени ток нагрузки быстро меняется во времени и существенно отличается от заданного значения; в частности, в момент включения он равен нулю. Поэтому никаким, даже весьма быстрым, изменением e_f нельзя вообще устранить интервал времени, где ток i_n отличен от заданного. Но по истечении этого интервала обеспечить заданное значение i_n или его требуемое медленное изменение можно при сравнительно медленном изменении e_f . Таким образом, рассмотрение и практическое использование быстрых управлений нецелесообразно.

Пусть $I_n(t)$ — требуемый закон изменения тока в нагрузке. Для определения требуемого закона управления $e_f(t)$ выразим Ψ_f из (16) через $\Psi_k, \omega, I_n(t)$ и подставим в (20):

$$\Psi_f = \sqrt{\frac{I_n^2(t)}{S_4(\omega)} - \Psi_k^2}. \quad (24)$$

Здесь

$$S_4(\omega) = \frac{27\omega^2}{\pi^2 v_n^2} \left(\frac{1}{1 + 3\sigma\omega/\pi v_n} \right)^2 = \frac{3\omega}{2v_n} S_1(\omega).$$

Тогда искомая функция $e_f(t)$ найдется из уравнения для Ψ_f :

$$e_f(t) = \frac{\epsilon_f + v_t}{\epsilon_f v_t} \left(\sqrt{\frac{I_n^2(t)}{S_4(\omega)} - \Psi_k^2} \right) + [1 - S_2(\omega)] \sqrt{\frac{I_n^2(t)}{S_4(\omega)} - \Psi_k^2} - S_1(\omega) \Psi_k. \quad (25)$$

При этом для Ψ_k, ω можно записать следующие уравнения, которые получаются после подстановки соотношения (24) в (20) и при $\epsilon_\omega m = 0$ в уравнении для ω :

$$\dot{\Psi}_k = -v_k [1 - S_2(\omega)] \Psi_k - v_k \times$$

$$\left. \begin{aligned} & \times \sqrt{\frac{2v_n}{3\omega} I_n^2(t) S_1(\omega) - \Psi_k^2}; \\ & \dot{\omega} = -\epsilon_\omega \frac{2v_n}{3\omega} I_n^2(t). \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Таким образом, имеем уравнение для ω . Разделив это уравнение на $2\epsilon_\omega/3$, умножим на ω и проинтегрируем. В результате получим выражение для баланса энергии в системе, записанное с точностью до потерь

$$T - T_0 = - \int_{t_0}^t v_n I_n^2(t) dt. \quad (27)$$

Здесь $T = 3\omega^2/4\epsilon_\omega$ — безразмерная кинетическая энергия ротора; T_0 — ее начальное значение; интеграл в правой части определяет безразмерную энергию, выделяющуюся в нагрузке.

Безразмерная энергия магнитного поля, запасенная индуктивностью нагрузки, имеет порядок ϵ и в данном соотношении не учитывается.

Напряжение возбуждения e_{f0} , которое должно быть подано до включения нагрузки, определяется из соотношения $e_{f0} = \Psi_{f0}$, характеризующего установившийся режим работы машины на холостом ходу. Значение потока сцепления Ψ_{f0} , устанавливаемое до включения нагрузки, может быть найдено из соотношения (24). Для этого в данное соотношение надо подставить заданные начальные значения тока в нагрузке $I_n(t_0)$ и угловой скорости ω_0 , а также значение потокосцепления $\Psi_{k0} = C$. Окончательно для e_{f0} получится следующее выражение:

$$e_{f0} = I_n(t_0) / \sqrt{S_4(\omega_0)}. \quad (28)$$

Найденное таким образом значение e_{f0} может отличаться от значения $e(t_0)$, найденного из (25) для $t=t_0$. Это означает, что в момент включения нагрузки напряжение возбуждения должно изменяться скачком от значения e_{f0} до значения $e(t_0)$.

В случае, когда $\epsilon_f, \epsilon_\omega$ — малые величины, а заданный закон изменения i_n есть функция «медленного времени» $\tau_1 = \epsilon_\omega t$, полученный из (25) закон регулирования $e_f(t)$ является излишне «быстрым». Такая задача может быть решена с помощью «медленных» управлений $e_f(\tau_1)$, которые при технической реализации более выгодны, чем управления вида $e_f(t)$. При этом появляется еще один «неуправляемый» интервал времени в течение переходного процесса в демпферном контуре. Длительность этого интервала равна примерно v_k , и доля его во все время рабочего процесса мала (около ϵ_ω/v_k). Во многих практических случаях отклонения тока в нагрузке от заданного на таком интервале допустимы.

Для того чтобы получить выражения «медленных» управлений и потокосцепления Ψ_f , в выражения (24) (25) вместо Ψ_k нужно подставить его медленную составляющую $\langle \Psi_k \rangle$, определяемую соотношением (22)

$$\left. \begin{aligned} \Psi_f &= \sqrt{\frac{I_n^2(\tau_1) [1 - S_2(\omega)]}{S_3(\omega) S_4(\omega)}}; \\ e_f(\tau_1) &= \frac{d}{d\tau_1} \sqrt{\frac{I_n^2(\tau_1) [1 - S_2(\omega)]}{S_3(\omega) S_4(\omega)}} + \\ &+ \sqrt{\frac{S_3(\omega)}{S_4(\omega)}} I_n(\tau_1) [1 - S_2(\omega)]. \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

В этом случае для Ψ_k справедливо выражение (2) уравнение для ω не меняется,

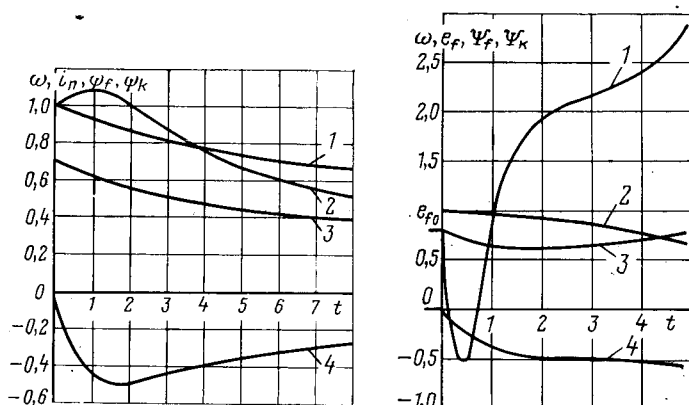


Рис. 2. Зависимость угловой скорости, тока в нагрузке и потокоцеплений Ψ_f , Ψ_k , рассчитанные при $e_f = \text{const} = 0,7$: 1 — $\omega(t)$; 2 — $i_n(t)$; 3 — $\Psi_f(t)$; 4 — $\Psi_k(t)$

Рис. 3. Закон управления возбуждения, обеспечивающий $i_n = \text{const} = 1$ и рассчитанные при этом зависимости угловой скорости и потокоцеплений Ψ_f , Ψ_k : 1 — $e_f(t)$; 2 — $\omega(t)$; 3 — $\Psi_f(t)$; 4 — $\Psi_k(t)$

Пример расчета рабочего процесса. По полученным формулам был проведен численный расчет рабочих процессов для серийного турбогенератора в двух технически наиболее интересных случаях: при $e_f = \text{const}$ и при условии, что ток в нагрузке требуется поддерживать постоянным. Параметры в (20) и в (23) для этой машины: $e_f = 0,071$; $v_t = v_h = 1$; $e_\omega = 0,07$; $\sigma = 0,15$; $i_n = 150$.

На рис. 2 приведены полученные в результате расчета зависимости потокоцеплений Ψ_f , Ψ_k , угловой скорости ω , тока в нагрузке i_n от безразмерного времени t при $e_f = \text{const} = 0,7$. На рис. 3 приведена зависимость $e_f(t)$, обеспечивающая постоянный ток в нагрузке, равный 1. Здесь же приведены рассчитанные в этом случае зависимости $\Psi_f(t)$, $\Psi_k(t)$, $\omega(t)$.

Из рис. 2 видно, что в течение рабочего процесса ток нагрузки при $e_f = \text{const}$ существенно меняется, как и указывалось выше. В начале рабочего процесса ток i_n увеличивается. Это объясняется тем, что в течение времени переходного процесса в демпферном контуре $|\Psi_k|$ растет быстрее, чем уменьшается Ψ_f , и в результате напряжение на статоре увеличивается. После затухания этого переходного процесса напряжение и, следовательно, i_n уменьшается со скоростью, равной примерно Ψ_f .

Соответственно вначале зависимость $e_f(t)$ на рис. 3 имеет «провал», который компенсирует увеличение напряжения на статоре и «уничтожает» таким образом возможный подъем i_n . По истечении переходного процесса в демпферном контуре и до конца рабочего процесса e_f непрерывно повышается со скоростью Ψ_f , обеспечивая тем самым дальнейшее постоянство тока в нагрузке при уменьшении угловой скорости.

Список литературы

1. Власов Е. Н., Ходжаев К. Ш. Нестационарные процессы синхронного генератора, питающего индуктивный накопитель энергии. — Электричество, 1982, № 11.
2. Важнов А. И. Переходные процессы в машинах переменного тока. — Л.: Энергия, 1980.
3. Власов Е. Н., Саблин А. Д., Ходжаев К. Ш. Уравнения медленных переходных процессов синхронной машины. — Электричество, 1980, № 9.
4. Волосов В. М., Моргунов Б. И. Метод осреднения в теории нелинейных колебательных систем. — М.: Изд МГУ, 1971.
5. Справочник по преобразовательной технике/Под ред. И. М. Чиженко. — Киев: Техника, 1978.
6. Глебов И. А. Системы возбуждения мощных синхронных машин. — Л.: Наука, 1979.
7. Реймерс Н. А., Ходжаев К. Ш. Осреднение квазилинейных систем со многими быстрыми переменными. — Дифференциальные уравнения, 1978, т. XIV, № 8.
8. Филатов А. Н. Асимптотические методы в теории дифференциальных и интегро-дифференциальных уравнений. — Ташкент: Фан, 1974.

[07.07.82]

УДК 621.372.011.71

Колебательный процесс в цепи, состоящей из конденсатора и двух отрезков линий

ГЕНЕРАЛОВ А. П.

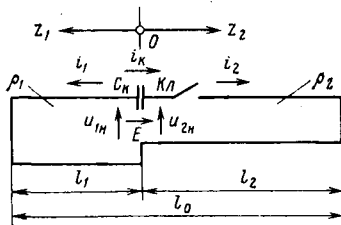
В ряде областей техники в электрофизических установках, высокочастотных ламповых и полупроводниковых генераторах для промышленного нагрева токами высокой частоты, генераторах, усилителях и умножителях в радиотехнических цепях и цепях связи приходится иметь дело с резонансными системами, состоящими из конденсатора и последовательно (с одной и с другой стороны) соединенных с ним двух отрезков длинных линий. Роль конденсатора при этом зачастую выполняет емкость активного вакуумного или полупроводникового элемента схемы.

При расчете любой из таких резонансных систем используются решения разряда конденсатора на одиночный короткозамкнутый на конце отрезок длинной линии [1], выражения для комплексных сопротивлений отрезков длинных линий, а также качественные соображения. Однако в результате приближенного подхода не удается охарактеризовать с достаточной полнотой особенности колебательных процессов резонансной системы. В частности из-за отсутствия аналитических выражений остаются невыясненными соотношения меж-

ду длинами и волновыми сопротивлениями одного и другого отрезков линий, которые могли бы быть предпочтительными с точки зрения получения возможно больших амплитуд рабочих колебаний и возможно большего их постоянства в режиме перестройки при минимальном возбуждении колебаний нежелательных видов и необходимым удалении частот нежелательных видов, близких к частоте рабочих колебаний. Нуждается в более строгом рассмотрении, например, и то, что относится к колебаниям, синфазным по отношению к конденсатору, так как обычно используемая замена резонансной системы эквивалентной схемой из двух контуров с сосредоточенными постоянными, связанными последовательно включенной между ними емкостью, не дает возможности до конца определить место синфазных колебаний в системе с бесконечным числом степеней свободы и проследить переход к ним.

В связи с этим необходимо аналитическое рассмотрение колебательного процесса в электрической схеме из конденсатора с двумя отрезками длинных линий, такое рассмотрение проводится в настоящей работе

Рис. 1



по методике исследования свободных колебаний в два этапа. На первом исследуется разряд конденсатора на два отрезка длинных линий и определяются значения частот и амплитуд возбуждаемых при этом колебаний. Но ввиду того, что не все составляющие спектра собственных колебаний возбуждаются при разряде конденсатора, на втором этапе проводится исследование воздействия на схему дельта-импульса тока. Исследования осуществляются с помощью преобразования Лапласа. Изображения напряжений (токов) представляются в виде отношений мероморфных функций, оригиналы которых находятся по формуле разложения. При исследованиях принимается, что каждый из отрезков длинных линий замкнут накоротко на конце, обладает произвольной длиной и произвольными, но не меняющимися поперечными параметрами.

Разряд конденсатора. Конденсатор емкостью C_K , предварительно заряженный до напряжения E , начинает разряжаться в момент включения схемы рис. 1 (в момент замыкания ключа $Kл$) при $t=0$. Связь между током через конденсатор i_K и напряжениями на входах отрезков l_1 и l_2 u_{1n} , u_{2n} при обозначениях рис. 1 выражается соотношением, которое после перехода к преобразованным по Лапласу величинам, обозначаемым ниже черточкой сверху, представляется в виде

$$i_K = C_K p u_{1n} - C_K u_{1n}(0) - C_K \bar{p} u_{2n} + C_K u_{2n}(0), \quad (1)$$

где согласно начальным условиям

$$u_{2n}(0) - u_{1n}(0) = E. \quad (2)$$

Используя зависимости [1] между преобразованными по Лапласу токами и напряжениями по длине и в начале каждого отрезка и током через конденсатор, можно получить следующее выражение для преобразованного по Лапласу напряжения вдоль отрезка l_1 :

$$\bar{u}_1 = \frac{G(p)}{U(p)}, \quad (3)$$

где числитель $G(p)$ и знаменатель $U(p)$ — мероморфные функции;

$$G(p) = C_K R_1 E \operatorname{sh} \gamma_1 (l_1 - z_1) \operatorname{ch} \gamma_2 l_2; \quad (4)$$

$$U(p) = \operatorname{ch} \gamma_1 l_1 \operatorname{ch} \gamma_2 l_2 + p C_K R_1 \operatorname{sh} \gamma_1 l_1 \operatorname{ch} \gamma_2 l_2 + p C_K R_2 \operatorname{sh} \gamma_2 l_2 \operatorname{ch} \gamma_1 l_1; \quad (5)$$

$$\gamma_{1,2} = \sqrt{(p L_{1,2} + R_{1,2})(p C_{1,2} + G_{1,2})};$$

$$\rho_{1,2} = \sqrt{\frac{p L_{1,2} + R_{1,2}}{p C_{1,2} + G_{1,2}}}; \quad (6)$$

$L_{1,2}$; $R_{1,2}$; $C_{1,2}$; $G_{1,2}$ — погонные индуктивность, сопротивление, емкость и проводимость отрезков линий l_1 и l_2 .

Согласно [1] при мероморфных функциях рассматриваемого вида

$$u_1(t) = \sum_n \frac{G(p_n)}{U'(p_n)} e^{p_n t}, \quad (7)$$

где p_n — корни $U(p)$.

Ограничивая последующий анализ случаем отрезков l_1 и l_2 без потерь, можно показать (см. приложение) что корни в этом случае будут мнимые, т. е.

$$p_n = j\omega_n, \quad (8)$$

где ω_n — значения угловых частот собственных колебаний, возникающих в схеме рис. 1 в результате разряда конденсатора, индекс n при этом будет обозначать порядковый номер собственного колебания.

Мнимым корням согласно (6) должны соответствовать мнимые значения $\gamma_{(1,2)n}$, т. е.

$$\gamma_{(1,2)n} = j\beta_{(1,2)n}, \quad (9)$$

где $\beta_{(1,2)n}$ — значения постоянных передачи на участках l_1 и l_2 :

$$\beta_{(1,2)n} = \omega_n \sqrt{L_{1,2} C_{1,2}}. \quad (10)$$

Для последующего изложения удобно $\beta_{(1,2)n}$ записать в виде

$$\beta_{(1,2)n} = 2\pi/\lambda_{(1,2)n} = 2\pi k_{(1,2)n}/\lambda_n, \quad (11)$$

где λ_n и $\lambda_{(1,2)n}$ — длины волн соответственно в свободном пространстве и на участках l_1 и l_2 при $\omega = \omega_n$; $k_{(1,2)n} = \lambda_n/\lambda_{(1,2)n}$ — относительный коэффициент.

При отсутствии потерь уравнение, определяющее значения корней, т. е. значения угловых частот ω , в соответствии с (5) представится в виде

$$\cos \beta_{1n} l_1 \cos \beta_{2n} l_2 - \omega_n C_K R_1 \sin \beta_{1n} l_1 \cos \beta_{2n} l_2 - \omega_n C_K R_2 \sin \beta_{2n} l_2 \cos \beta_{1n} l_1 = 0. \quad (12)$$

При условиях

$$\cos \beta_{1n} l_1 = \cos \beta_{2n} l_2 = 0 \quad (13)$$

корни уравнения (11) будут тривиальными, определяемыми из равенств

$$\beta_{1n} l_1 = \pi/2 + \pi s; \quad \beta_{2n} l_2 = \pi/2 + \pi (n-2-s), \quad (14)$$

где $s=0, 1, 2, \dots, (n-2)$.

При условиях

$$\cos \beta_{1n} l_1 \neq 0; \quad \cos \beta_{2n} l_2 \neq 0 \quad (15)$$

корни уравнения (11) будут нетривиальными.

При условиях (14) уравнение (11) может быть сведено к уравнению

$$\frac{1}{\omega_n C_K} - \rho_1 \operatorname{tg} \beta_{1n} l_1 - \rho_2 \operatorname{tg} \beta_{2n} l_2 = 0. \quad (16)$$

При изменении l_1 или l_2 в пределах от 0 до l_0 значения первого ($n=1$) нетривиального корня, определяющего наименьшее значение частоты ω , графически функции от l_1 или l_2 могут быть представлены непрерывной кривой. В то же время значения нетривиальных корней более высоких номеров ($n=2, 3, \dots$) могут быть представлены только кусочно-непрерывными корнями, точечными на отдельных участках которых оказываются тривиальными корнями. Сочетание кусочно-непрерывных кривых значений нетривиальных корней точками тривиальных корней приводит и для более высоких номеров n к непрерывным итоговым кривым, одна из которых в выражение (7) компоненты, соответствующие тривиальным корням, входить не будут. Для последних в рассматриваемом случае разряда конденсатора величина $G(p)=0$, что непосредственно видно из (4). Это означает, что компоненты, соответствующие корням, определяемым из (12), возбуждаться при разряде конденсатора не будут и что величины напряжений $u_1(t)$, а также и $u_2(t)$ будут состоять исключительно из компонент, определяемых

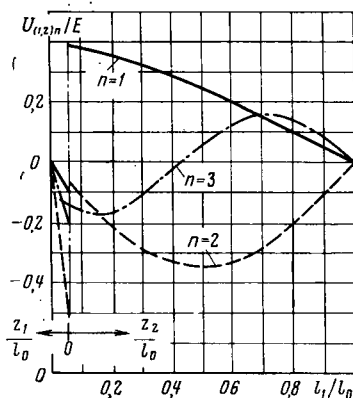


Рис. 2

мых (14). Общая запись для $u_1(t)$ и $u_2(t)$ представится следующим образом:

$$u_{1,2}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} u_{(1,2)n}(t) = \mp \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{Y_n} \frac{\rho_{1,2}}{\rho_2} \times \\ \times \cos \theta_{(2,1)n} \sin[\theta_{(1,2)n} (1 - z_{1,2}/l_{1,2})] \cos \omega_n t, \quad (15)$$

где

$$Y_n = -\sin \theta_{1n} \sin \theta_{2n} \left(\theta_{1n} + \theta_{2n} \frac{\rho_1}{\rho_2} \right) + \\ + \theta_{1n} \sin \theta_{1n} \cos \theta_{2n} + (\theta_{2n} \sin \theta_{2n} \cos \theta_{1n}) \frac{|x_n|}{\rho_2} + \\ + \cos \theta_{1n} \cos \theta_{2n} \theta_{1n} \frac{\rho_1}{\rho_2} + \theta_{2n} + |x_n|/\rho_2; \quad (16)$$

$$\theta_{1n} = \beta_{1n} l_1; \quad \theta_{2n} = \beta_{2n} l_2; \quad |x_n| = \frac{1}{\omega_n C_K}. \quad (17)$$

На основе (15) для случая, когда отрезки l_1 и l_2 не имеют потерь, можно, используя [1], записать выражение для оригиналов токов:

$$i_{1,2}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{u_{(1,2)n}(t) \cos[\theta_{(1,2)n} (1 - z_{1,2}/l_{1,2})] \sin \omega_n t}{\rho_{1,2} \sin[\theta_{(1,2)n} (1 - z_{1,2}/l_{1,2})] \cos \omega_n t}, \quad (18)$$

где $u_{(1,2)n}(t)$ определяются из (15).

Примеры зависимостей $U_{1n}/E = F(z_1/l_0)$ и $U_{2n}/E = F(z_2/l_0)^*$, рассчитанных по формуле (15) для $n=1, 2, 3$, построены на рис. 2 и 3. Масштаб подвижных осей z_1/l_0 и z_2/l_0 на обоих рисунках совпадает с масштабом неподвижной оси l_1/l_0 , нуль на подвижных осях соответствует месту нахождения емкости C_K на неподвижной оси l_1/l_0 . Зависимости построены для значений $\rho_1/\rho_2=8$, $C_K \rho_2/l_0 = 8 \cdot 10^{-12}$, где l_0 — в сантиметрах, C_K — в фарадах, ρ_1 и ρ_2 — в омах, и справедливы для любых значений l_0 , если сохраняются неизменными l_1/l_0 , ρ_1/ρ_2 , $C_K \rho_2/l_0$ и на участках l_1 и l_2 коэффициент $k_{(1,2)n}$, определяемый в (10 а), равен 1.

Из анализа полученных выражений можно увидеть, что при приближении к точкам тривиальных корней амплитуды соответствующих колебаний стремятся к нулю. Сопоставление кривых на рис. 2 и 3 дает представление об уменьшении амплитуд при $l_1/l_2 \rightarrow 0,5$ для $n=2$. Указанное уменьшение объясняет, например, причину наблюдаемого на практике и не получившего истолкования в литературе снижения до нуля амплитуды генерируемых колебаний в высокочастотном генераторе, в резонансном контуре (работающем на первом обертоне,

* U_{1n} и U_{2n} — амплитуды величин $u_{1n}(t)$ и $u_{2n}(t)$.

т. е. при $n=2$) которого отношение $l_1/l_0 \rightarrow 0,5$. В заключение следует указать, что результаты настоящего анализа в случае $l_1=0$ или $l_2=0$ совпадают с данными, приведенными в [1].

Воздействие дельта-импульса тока. Как было показано в предыдущем разделе, спектр колебаний, возбуждаемых в рассматриваемой схеме при разряде конденсатора, не является полным. В частности, в этом спектре отсутствуют колебания, отвечающие условиям (12). Для возбуждения полного спектра собственных колебаний целесообразно воздействовать на схему дельта-импульсом тока [2]. При таком воздействии процесс возбуждения колебаний в некоторой степени будет подобен процессу возбуждения колебаний в механической колебательной системе из двух связанных упругой пружиной маятников, где посредством начального отклонения одного из маятников, как известно [3], всегда, в том числе и при одинаковых маятниках, возбуждаются оба главных колебания.

Рассматриваемая схема с воздействием дельта-импульса тока приведена на рис. 4. Для нее на основе соотношений, связывающих в схеме токи i_K , i_{1n} , i_{2n} , $I_0 \delta(t)^{**}$ и напряжение u_{1n} , u_{2n} , после перехода к преобразованным по Лапласу величинам получается следующее уравнение:

$$p C_K \bar{u}_{1n} - C_K u_{1n}(0) - p C_K \bar{u}_{2n} + C_K u_{2n}(0) - \bar{I}_0 + \bar{i}_{1n} - \\ - i_{1n}(0) = 0 \quad (19)$$

при начальных условиях

$$u_{1n}(0) - u_{2n}(0) = 0; \quad i_{1n}(0) = 0. \quad (20)$$

Решение уравнения (19) с учетом (20), а также с учетом зависимостей [1] и соотношений, связывающих между собой преобразованные по Лапласу токи в рассмотренной схеме, дает:

$$\bar{u}_1 = \frac{J(p)}{U(p)}, \quad (21)$$

где $U(p)$ определяется по (5);

$$J(p) = I_0 \rho_1 (\operatorname{ch} \gamma_2 l_2 + p C_K \rho_2 \operatorname{sh} \gamma_2 l_2) \operatorname{sh} \gamma_1 (l_1 - z_1). \quad (22)$$

В связи с тем, что знаменатели в (21) и (3) одинаковы, для нахождения оригинала напряжения $u_1(t)$, соответствующего $\bar{u}_1$ в (21), необходимо проводить сум-

** Размерность $\delta(t)$ — [1/с], размерность I_0 — [А·с].

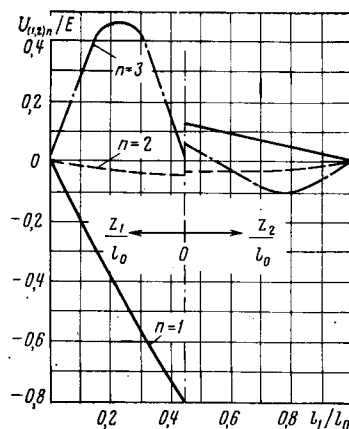


Рис. 3

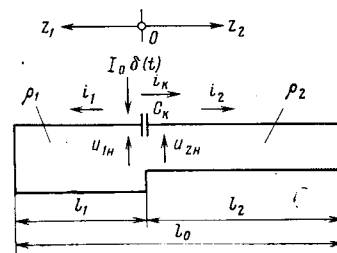


Рис. 4

мирование по тем же самым корням p_n , по которым это осуществляется в (7), так что

$$u_1(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J(p_n)}{U'(p_n)} e^{p_n t}. \quad (23)$$

При отсутствии потерь в отрезках l_1 и l_2 корни, как и в случае разряда конденсатора, будут мнимыми $p_n = j\omega_n$, где ω_n — значения угловых частот собственных колебаний, возникающих при отсутствии потерь в схеме рис. 4 в результате воздействия дельта-импульса тока и определяющихся уравнением (11).

В сумме (23) в отличие от суммы (7) все компоненты, относящиеся как к нетривиальным, так и к тривиальным корням, будут отличаться от нуля; это означает, что при воздействии на схему дельта-импульса тока будут возбуждаться колебания, соответствующие всем собственным частотам схемы. Подстановка в (23) конкретных выражений $J(p_n)$ и $U'(p_n)$ дает следующее выражение для $u_1(t)$:

$$u_1(t) = \sum_{n=1}^{\infty} u_{1n}(t) = I_0 \sum_{n=1}^{\infty} 2\rho_1 \frac{\omega_n}{Y_n} \left(\cos \theta_{2n} \frac{|x_n|}{\rho_2} - \sin \theta_{2n} \right) \sin \left[\theta_{1n} \left(1 - \frac{z_1}{l_1} \right) \right] \cos \omega_n t, \quad (24)$$

где Y_n определяется из (16).

По аналогии с (24) может быть найдено выражение для $u_2(t)$:

$$u_2(t) = \sum_{n=1}^{\infty} u_{2n}(t) = -I_0 \sum_{n=1}^{\infty} 2\rho_1 \frac{\omega_n}{Y_n} \sin \theta_{1n} \times \sin \left[\theta_{2n} \left(1 - \frac{z_2}{l_2} \right) \right] \cos \omega_n t. \quad (25)$$

Токи $i_1(t)$ и $i_2(t)$, как и в случае разряда конденсатора, будут определяться по (18), но значения $u_{1n}(t)$ и $u_{2n}(t)$, необходимые для подстановки в (18), здесь следует брать из (24), (25).

Выражения (24) и (25) и получающиеся на их основе выражения для токов остаются справедливыми и при отсутствии конденсатора в схеме рис. 4, т. е. когда конденсатор для всех частот заменяется короткозамыкающей перемычкой. При этом выражения (24), (25) за счет предельного перехода в них $x_n \rightarrow 0$ упрощаются и сводятся к единой формуле:

$$u_{1,2}(t)|_{x_n \rightarrow 0} = \sum_{n=1}^{\infty} u_{(1,2)n}(t) = -I_0 \sum_{n=1}^{\infty} 2\rho_1 \frac{\omega_n}{Y_n} \times \sin \theta_{(2,1)n} \sin \left[\theta_{(1,2)n} \left(1 - \frac{z_{1,2}}{l_{1,2}} \right) \right] \cos \omega_n t. \quad (26)$$

Выражения (24), (25), а также и (26) могут быть записаны еще и следующим образом:

$$u_{1,2}(t) = I_0 h_{1,2}(t), \quad (27)$$

где $h_{1,2}(t)$ — реакция рассматриваемой схемы на воздействие дельта-импульса тока, определяемая множителем при I_0 в (24), (25) и (26) соответственно.

Знание $h_{1,2}(t)$ позволяет с помощью интеграла Дюамеля определять величины напряжений; обозначим их через $u_{1,2}^*(t)$. При воздействии на схему тока, изменяющегося по произвольному закону $I(t)$:

$$u_{1,2}^*(t) = \int_0^t I(\tau) h_{1,2}(t-\tau) d\tau, \quad (28)$$

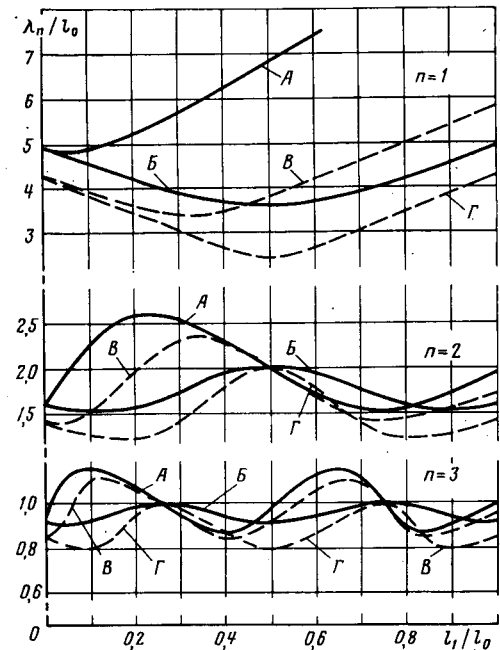


Рис. 5

Аналогично могут быть определены и величины токов $i_1^*(t)$, $i_2^*(t)$, появляющихся в результате воздействия по произвольному закону тока $I(t)$.

Уравнение (11), определяющее значения частот и длин волн собственных колебаний в схеме в рассмотренных задачах, является трансцендентным, и с целью упрощения нахождения решений этого уравнения целесообразно в случаях, когда определяемый из (10а) коэффициент $k_{1,2}=1$, представить это уравнение в виде

$$\frac{\Lambda_n}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^{10} \psi} \cos \frac{2\pi L_1}{\Lambda_n} \cos \frac{2\pi L_2}{\Lambda_n} - \chi \sin \frac{2\pi L_1}{\Lambda_n} \times \times \cos \frac{2\pi L_2}{\Lambda_n} - \sin \frac{2\pi L_2}{\Lambda_n} \cos \frac{2\pi L_1}{\Lambda_n} = 0, \quad (29)$$

где

$$\Lambda_n = \lambda_n/l_0;$$

$$L_1 = l_1/l_0; L_2 = l_2/l_0 = 1 - L_1; \chi = \rho_1/\rho_2; \psi = C_K \frac{\rho_2}{l_0}. \quad (30)$$

В уравнении (29) все величины, а именно Λ_n , L_1 , L_2 , χ и ψ являются безразмерными, поэтому решение такого уравнения не зависит от диапазона длин волн, что для практики оказывается удобным. На рис. 5 1 решения уравнения (29), соответствующие номерам собственных колебаний $n=1, 2, 3$ изображены зависимостями $\frac{\lambda_n}{l_0} = F\left(\frac{l_1}{l_0}\right)$ для ряда значений параметров χ и

при задании которых ρ_1 и ρ_2 выражены в омах, l_0 — см, C_K — в фарадах. Звездочками на рис. 5 обозначены точки, в которых нетривиальные корни не определены и которых уравнение (29), а также и (11) характеризует тривиальными корнями.

На каждой кривой, что справедливо и для больших значений n , число тривиальных корней равняется числу максимумов этой кривой и составляет $(n-1)$, соответственно число четвертей длин волн, укладывающихся на длине l_0 при выполнении условий (12) равняется $2(n-1)$. Можно добавить, что превышение числа четвертей длин волн с одной стороны от емкости C_K над чис

четвертей длин волн с другой стороны от емкости C_k в зависимости от номера s в (13) составляет 2, 6, 10, ... $2(n-2)$, если n — нечетные и $n \geq 3$ и 0, 4, 8, ..., $2(n-2)$, если n — четные.

На всем интервале $0 \leq l_1/l_0 \leq 1$, за исключением точек тривиальных корней, напряжения на входах отрезков l_1 и l_2 согласно (15), (24) и (25) различаются между собой, и как следствие, токовые компоненты через емкость C_k отличны от нуля. В точках тривиальных корней напряжения на входах l_1 и l_2 равны друг другу по величине и синфазны, и токовые компоненты через емкость C_k отсутствуют.

В дополнение остановимся на некоторых примерах использования полученных результатов в прикладных задачах.

Пример 1. Анодно-сеточный контур лампового высокочастотного генератора с независимым возбуждением, представляющийся эквивалентной схемой рис. 1 (при замкнутом положении ключа K_1), где роль емкости $C_k = 5$ пФ выполняет емкость между сеткой и анодом лампы, должен работать на первом обертоном ($n=2$) и, отслеживая изменения частоты входного сигнала в пределах 10 %, перестраиваться путем изменения длины l_2 в пределах $l_2 = (0,62 \div 0,585) l_0$ при $l_1 = 15$ см, $\rho_2 = 25$ Ом, $\rho_1/\rho_2 = 2$. Требуется определить, во сколько раз будут изменяться величины напряжений на входах отрезков l_1 и l_2 в диапазоне перестройки, вызываемой указанным изменением длины l_2 с тем, чтобы решить, к какому, например, из отрезков целесообразнее подсоединить элемент связи с нагрузкой.

Для получения ответа воспользуемся результатами первого раздела. Если принять, что E — величина напряжения, до которой заряжается емкость сетка — анод в результате пролета в промежутке сетка — анод слоя электронов [4], то определяемые из (15) амплитуды величин $u_{12}(t)$ и $u_{22}(t)$, обозначим их U_1 и U_2 , будут амплитудами напряжений, возбуждаемых в контуре разрядом этой емкости. Предполагая при постоянстве амплитуды напряжения на входе генератора постоянное постоянство величины E в диапазоне перестройки, можно принять, что для получения ответа необходимо найти, во сколько раз изменятся величины U_1/E и U_2/E . Подстановка с этой целью в (15) исходных данных для $n=2$, $z_1=0$ и $z_2=0$ позволяет получить, что при изменении l_2 от 0,62 l_0 до 0,585 l_0 отношение U_1/E изменяется в 1,6 раза (от 254 до 0,156), а отношение U_2/E — в 1,26 раза (от 0,14 до 0,11).

Таким образом, подсоединение, например, элемента связи с нагрузкой ко входу отрезка l_2 обеспечит большее постоянство выделяемой в нагрузке мощности, если другие причины, влияющие на это постоянство, малы.

Пример 2. Анодно-сеточный контур высокочастотного генератора с самовозбуждением аналогичен контуру, рассмотренному в примере 1. Предварительно найдено, что 10 %-ное повышение резонансной частоты в контуре может быть осуществлено в варианте 1 уменьшением l_2 от 0,62 l_0 до 0,585 l_0 при $l_1 = 15$ см, $\rho_1 = 25$ Ом, $\rho_1/\rho_2 = 2$, т. е. как в примере 1, а в варианте 2 уменьшением l_2 от 0,55 l_0 до 0,51 l_0 при $l_1 = 18,8$ см, $\rho_1 = 25$ Ом, $\rho_1/\rho_2 = 4$. Требуется определить, в каком из вариантов может быть обеспечено большее постоянство амплитуд генерируемых колебаний в диапазоне перестройки.

Как и в примере 1, для получения ответа можно воспользоваться результатами анализа первого раздела, сделав те же предположения о возбуждении колебаний с амплитудами U_1 и U_2 разрядом емкости сетка — анод, заряженной до напряжения E . Ограничиваясь конструкцией генератора, в которой элемент, связывающий анодно-сеточный контур с анодно-сеточным, располагается на участке l_2 в непосредственной близости от емкости сетка — анод, и предполагая пренебрежимо малое влияние других факторов на коэффициент обратной связи в генераторе, можно считать, что изменения амплитуды генерируемых колебаний в диапазоне перестройки будут пропорциональны изменению в этом диапазоне отношения U_2/E , определяемого из (15).

Конкретные вычисления согласно (15) показывают, что при заданном 10 %-ном повышении частоты за счет укорочения l_2 в варианте 1 отношение U_2/E уменьшается в 1,26 раза (с 0,14 до 0,11), а в варианте 2 — в 5,5 раза (с 0,078 до 0,014), т. е. для варианта 1 должно быть характерно большее постоянство амплитуды генерируемых колебаний в диапазоне перестройки. Можно также убедиться, что при дальнейшем повыше-

нии частоты за счет укорочения l_2 в варианте 2 отношение U_2/E обращается в нуль значительно раньше, чем в варианте 1, т. е. раньше приближается к нулю амплитуда генерируемых колебаний. Последнее обстоятельство экспериментально обнаружилось и прежде, однако, объяснения в литературе не находило.

Пример 3. В резонансной системе циклотрона, образованной двумя отрезками длинных линий с эквивалентными длинами l_1 и l_2 и волновыми сопротивлениями ρ_1 и ρ_2 , соединенными между собой C_k — емкостью между дуантами, из-за механических неточностей не удается обеспечить полной электрической симметрии. В связи с этим напряжения на дуантах различаются между собой. Покажем, как с помощью полученных выше выражений можно определить различие между напряжениями на одном и другом дуанте на основном тоне ($n=1$), колебания которого используются в качестве рабочих, и на первом обертоном ($n=2$), являющемся в данной резонансной системе паразитным [5].

В рассматриваемом случае целесообразно воспользоваться выражениями последнего раздела, так как при воздействии на схему дельта-импульса тока возбуждаются колебания и основного тона и первого обертона при всех соотношениях между длинами l_1 и l_2 , в том числе и при равенстве $l_1 = l_2$. Сопоставление (24) и (25) при $z_1=0$ и $z_2=0$ дает

$$\frac{u_{1n}(t)}{u_{2n}(t)} = 1 - \frac{|x_n|}{\rho_2 \operatorname{tg} \theta_{2n}}, \quad (31)$$

где значения θ_{2n} и x_n при заданных l_1 ; l_2 ; ρ_1 ; ρ_2 находятся из (11) соответственно при $n=1$ и $n=2$, ориентация u_1 и u_2 определена рис. 4. В частном случае, соответствующем точке тривиального корня при $n=2$, т. е. где $\theta_{2n} = \pi/2$, второй член в правой части (31) обращается в нуль, и отношение напряжений равняется единице.

Пример 4. Для целей связи по проводам ЛЭП, а также по грозозащитным тросам [6] соответствующую аппаратуру связи подключают, в частности, к ЛЭП с помощью разделительного конденсатора, на некотором расстоянии от низковольтной обкладки которого для защиты от воздействия грозовых разрядов устанавливают разрядник. Пользуясь выражениями второго раздела, определим величину напряжения в низковольтной цепи, возникающего от попадания, например, молнии в провод ЛЭП в непосредственной близости от конденсатора.

Рассматриваемая схема в предположении, что сопротивление разрядника равно нулю, может быть изображена схемой рис. 4, где воздействие дельта-импульса тока заменено воздействием тока грозового разряда. Представив в первом приближении ток грозового разряда прямоугольным импульсом величиной I_p и длительностью t_p , на основе (28) можем написать выражение для напряжения в низковольтной цепи конденсатора;

$$u_2(t) = \int_0^{t_p} I_p h_2(t - \tau) d\tau, \quad (32)$$

где $h_2(t)$ определяется из (25) и (27).

Подстановка $h_2(t)$ в (32) позволяет получить

$$u_2(t) = I_p t_p \sum_{n=1}^{\infty} 2\rho_1 \frac{\omega_n}{Y_n} \sin \theta_{1n} \sin \left[\theta_{2n} \left(1 - \frac{z_2}{l_2} \right) \right] \times \\ \times \cos \omega_n \left(t - \frac{t_p}{2} \right) \frac{\sin \frac{\omega_n t_p}{2}}{\frac{\omega_n t_p}{2}}.$$

Из приведенного выражения можно также видеть, что при малых θ_2 величина $u_2(t) \approx \theta_2$, т. е. для уменьшения $|u_2(t)|$ необходимо $l_2 \rightarrow 0$.

Аналогично результат от воздействия тока грозового разряда может быть получен и для цепей, не содержащих конденсатора, например, для грозозащитных тросов. В последнем случае при пользовании формулой (28) величину $h_2(t)$ удобнее брать из (26) и (27).

Приведенные примеры являются лишь отдельными иллюстрациями использования материалов настоящей работы и наряду с другими применениями показывают, что результаты найденных решений дают возможность находить ответы для широкого круга практических задач. В одних случаях получен-

ные соотношения позволяют проводить оптимизацию параметров устройств, в других — оценивать критичность тех или иных размеров, в третьих — обеспечивают лучшее понимание происходящих процессов. Результаты аналитических решений не находятся в противоречии с экспериментальными данными и были использованы (при участии автора) при разработке и создании резонансных систем ряда высокочастотных приборов.

Выводы. 1. В результате анализа схемы, состоящей из конденсатора и двух отрезков длинных линий, получены выражения амплитуд и частот собственных колебаний, возбуждаемых разрядом конденсатора и воздействием на схему дельта-импульса тока. Найденные выражения дают возможность аналитически определять характеристики в устройствах, содержащих цепи с распределенными параметрами, эквивалентно представляемые схемой рис. 1 или 4; в частности, определять соотношения между длинами и между волновыми сопротивлениями одного и другого отрезков линий, необходимые для обеспечения соотношений между амплитудами колебаний в диапазоне перестройки и между частотами колебаний с различными собственными номерами.

2. Найденные выражения, будучи справедливыми для любых значений параметров схемы, дают решения и в точках, названных точками тривиальных корней, где колебания по отношению к конденсатору синфазны с равными амплитудами.

3. В результате решения задачи с воздействием на схему дельта-импульса тока получена возможность находить решения для рассматриваемой схемы и при воздействии тока, изменяющегося по произвольному закону, а также находить решения для схем, не содержащих конденсатора, где отрезки длинных линий соединены друг с другом непосредственно.

Приложение. Доказательство того, что в случае, когда отрезки линий l_1 и l_2 не имеют потерь, корни полинома $U(p)$, т. е. корни выражения

$$\begin{aligned} & \operatorname{ch} \gamma_{1n} l_1 \operatorname{ch} \gamma_{2n} l_2 + p_n C_k \rho_2 \operatorname{sh} \gamma_{1n} l_1 \operatorname{ch} \gamma_{2n} l_2 + \\ & + p_n C_k \rho_2 \operatorname{sh} \gamma_{2n} l_2 \operatorname{ch} \gamma_{1n} l_1 = 0, \end{aligned} \quad (\text{П-1})$$

где

$$\gamma_{1n} = p_n \sqrt{L_1 C_1}; \quad \gamma_{2n} = p_n \sqrt{L_2 C_2},$$

могут быть только мнимыми, проведем от обратного. Предположим, что корни комплексные, т. е. что

$$p_n = s_n + j\omega_n; \quad (\text{П-2})$$

и соответственно

$$\gamma_{1n} l_1 = a_{1n} + j\theta_{1n}; \quad \gamma_{2n} l_2 = a_{2n} + j\theta_{2n}, \quad (\text{П-3})$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_{1n} &= s_n \sqrt{L_1 C_1 l_1}; & \theta_{1n} &= \omega_n \sqrt{L_1 C_1 l_1}; \\ a_{2n} &= s_n \sqrt{L_2 C_2 l_2}; & \theta_{2n} &= \omega_n \sqrt{L_2 C_2 l_2}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-4})$$

Разделив (П-1) почленно на $(\operatorname{ch} \gamma_{1n} l_1 \operatorname{ch} \gamma_{2n} l_2)$, что можно сделать, так как $a_{1n} \neq 0$, $a_{2n} \neq 0$ — в предположении (П-3) нетрудно получить два выражения, одно для вещественной части, другое для мнимой части, приравненные нулю порознь. Совместное их решение дает

$$\begin{aligned} & s_n + \left[\frac{C_k \rho_1 \operatorname{th} a_{1n} (1 + \operatorname{tg}^2 \theta_{1n})}{1 + \operatorname{th}^2 a_{1n} \operatorname{tg}^2 \theta_{1n}} + \right. \\ & \left. + \frac{C_k \rho_2 \operatorname{th} a_{2n} (1 + \operatorname{tg}^2 \theta_{2n})}{1 + \operatorname{th}^2 a_{2n} \operatorname{tg}^2 \theta_{2n}} \right] (s_n^2 + \omega_n^2) = 0. \end{aligned} \quad (\text{П-5})$$

На основании (П-4) и положительности $\operatorname{th} a_{(1,2)n} \operatorname{tg}^2 \theta_{(1,2)n}$ можно заключить, что (П-5) выполняется только при $s_n = 0$ соответственно $a_{1n} = 0$; $a_{2n} = 0$; т. е. предположение о комплексности корней согласно (П-2) несправедливо. Иными словами корни p_n , определяемые из (П-1), могут быть не иначе, как мнимыми.

Список литературы

1. Конторович М. И. Операционное исчисление и процессы в электрических цепях. — М.: Сов. радио, 1975.
2. Розенфельд А. С., Яхинсон Б. И. Переходные процессы и обобщенные функции. — М.: Наука, 1966.
3. Бутенин Н. В. Теория колебаний. — М.: Высшая школа, 1963.
4. Нейман М. С. Триодные и тетродные генераторы сверхвысоких частот. — М.: Сов. радио, 1950.
5. Ливингстон М., Розе М., Намиас М. Циклотрон/Передача на англ. — М.-Л.: Гостехиздат, 1948.
6. Быховский Я. Л., Кафиева К. Я. Высокочастотная связь в энергосистемах. — М.: Энергия, 1974.

[28.04.8]

УДК 621.313.1/.3:621.318.2

Гармонический анализ активных зон генераторов с редкоземельными постоянными магнитами

ЗЕЧИХИН В. С., СТАРОВОЙТОВА Н. П., кандидаты техн. наук

Московский авиационный институт

Решение проблемы создания перспективных высоконадежных автономных энергосистем для летательных аппаратов с полупроводниковыми преобразователями частоты ставит задачу разработки специальных бесконтактных синхронных генераторов с непосредственным приводом от маршевых двигателей. Одним из путей решения этой задачи является применение генераторов с возбуждением от высококоэрцитивных редкоземельных постоянных магнитов, что позволяет улучшить энергетические и массообъемные показатели генераторов и энергосистемы в целом, повысить их надежность.

В статье приведен анализ магнитных полей возбуждения и реакции якоря генераторов с радиальными тангенциальными редкоземельными постоянными магнитами, основанный на методе Фурье, обобщенном в области сложной конфигурации периодической структуры, содержащие намагниченные среды [1, 3]. Исследование электромагнитных процессов в активных зонах генераторов проведено на основе модели редкоземельных постоянных магнитов с постоянными изотропной магнитной проницаемостью и анизотропной намагниченностью [2].

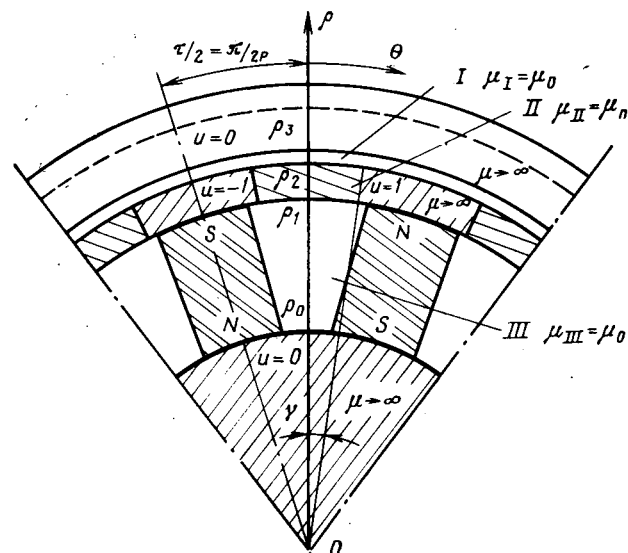
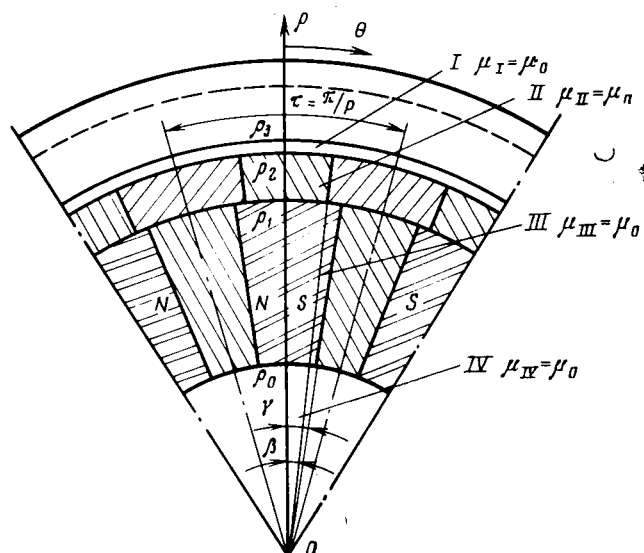


Рис. 1. Конфигурация активной зоны генератора с тангенциальными (а) и с радиальными (б) редкоземельными магнитами

Конфигурации активных зон генераторов с тангенциальными и радиальными редкоземельными постоянными магнитами в полярной системе координат представлены на рис. 1. Для удобства анализа сложные области активных зон представлены суммой однородных частичных простых областей: I—IV — на рис. 1, а и I—III — на рис. 1, б.

При исследовании электромагнитных полей и процессов приняты следующие допущения:

магнитная цепь машины не насыщена, имеет магнитную проницаемость $\mu \rightarrow \infty$, кроме области II, где $\mu_{II} = \mu_n = \text{const} \geq \mu_0$; области I, III и IV на рис. 1, а и области I и III на рис. 1, б имеют $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Г/м;

магниты анизотропны, имеют магнитную проницаемость $\mu_{III}(\rho, \theta) \approx \mu_0$ и намагничены таким образом, что $I_0 = I = \text{const}$,

$I_\rho = \theta$ — для генератора на рис. 1, а и $I_\rho = I = \text{const}$, $I_\theta = 0$ — для генератора на рис. 1, б;

реальная зубчатая поверхность якоря заменена гладкой с приведенным воздушным зазором;

поле в активной зоне — плоское;

действие токов якоря, распределенных по пазам, сведено к гармоническим магнитным потенциалам на поверхности якоря по осям d и q , неподвижным относительно индуктора.

Допущение о ненасыщенности магнитной цепи позволяет на основе метода наложения отдельно рассматривать электромагнитные процессы возбуждения и реакции якоря на базе теории классических синхронных машин.

Поле в активной зоне можно характеризовать скалярным магнитным потенциалом U , удовлетворяющим для намагниченных сред уравнению Пуассона [3]:

$$\Delta U(\rho, \theta) = -\text{div } \vec{T}, \quad (1)$$

и определяемым уравнением:

$$H = -\text{grad } U. \quad (2)$$

Так как всюду в области магнитов вплоть до границ составляющие вектора намагниченности постоянны, то $\text{div } \vec{T} = 0$ и неоднородное уравнение (1) в областях маг-

нитов преобразуется в однородное уравнение Лапласа

$$\Delta U = \frac{\partial^2 U}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial U}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 U}{\partial \theta^2} = 0. \quad (3)$$

Таким образом, магнитное поле во всех частичных областях активных зон, включая области постоянных магнитов, характеризуется скалярным магнитным потенциалом U , удовлетворяющим уравнению (3).

Генератор с тангенциальными РЗМ постоянными магнитами. Исходя из принятых допущений, магнитное поле возбуждения в исследуемой зоне (рис. 1) определяется уравнением (3) и следующими граничными условиями:

$$\left. \begin{aligned} U_I(\rho_3, \theta) &= 0 \quad \text{при } -\frac{\pi}{2p} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2p}; \\ U_I(\rho_2, \theta) &= \begin{cases} -1 & \text{при } -\frac{\pi}{2p} \leq \theta \leq -\gamma; \\ +1 & \text{при } \gamma \leq \theta \leq \frac{\pi}{2p}; \end{cases} \\ U_I(\rho_2, \theta) &= U_{II}(\rho_2, \theta) = \frac{1}{\gamma} \theta + \varphi_1(\theta) \quad \text{при } -\gamma \leq \theta \leq \gamma; \\ U_{II}(\rho_1, \theta) &= U_{III}(\rho_1, \theta) = \frac{1}{\gamma} \theta + \varphi_2(\theta) \quad \text{при } -\gamma \leq \theta \leq \gamma; \\ U_{III}(\rho_0, \theta) &= U_{IV}(\rho_0, \theta) = \frac{1}{\beta} \theta + \varphi_3(\theta) \quad \text{при } -\beta \leq \theta \leq \beta, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где p — число пар полюсов генератора; $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ — неизвестные функции на линиях раздела областей.

Кроме того, решения в частичных однородных областях $U_I, U_{II}, U_{III}, U_{IV}$ должны удовлетворять условиям непрерывности на линиях раздела областей:

$$\left. \begin{aligned} U_I(\rho_2, \theta) &= U_{II}(\rho_2, \theta) \quad \text{и} \\ \mu_0 \frac{\partial U_I}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_2} &= \mu_n \frac{\partial U_{II}}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_2}; \\ U_{II}(\rho_1, \theta) &= U_{III}(\rho_1, \theta) \quad \text{и} \\ \mu_n \frac{\partial U_{II}}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_1} &= \mu_0 \frac{\partial U_{III}}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_1}; \end{aligned} \right\}$$

$$U_{III}(\rho_0, \theta) = U_{IV}(\rho_0, \theta) \text{ и } \left| \mu_0 \frac{\partial U_{III}}{\partial \rho} \right|_{\rho=\rho_0} = \mu_0 \frac{\partial U_{IV}}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_0}. \quad (5)$$

Для получения решений в отн. ед. за базовый потенциал принято абсолютное значение потенциала полюсного наконечника, т. е. $|U_{II}|=1$, а за базовый геометрический размер — полюсное деление τ . Абсолютное значение потенциала наконечника определяется значением намагниченности магнитов и геометрическими размерами активной зоны в соответствии с теоремой Гаусса в интегральной форме [2, 3].

В исследуемой области (рис. 1):

$$\int_0^{\pi/2p} \frac{\partial U_I(\rho, \theta)}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_3} d\theta + \int_{\rho_2}^{\rho_3} \frac{1}{\rho} \frac{\partial U_I(\rho, \theta)}{\partial \theta} \Big|_{\theta=0} d\rho + \int_{\rho_2}^{\rho_3} \frac{1}{\rho} \times \\ \times \frac{\partial U_{II}(\rho, \theta)}{\partial \theta} \Big|_{\theta=0} d\rho + \int_0^{\rho_2} \frac{1}{\rho} \frac{\partial U_{IV}(\rho, \theta)}{\partial \theta} \Big|_{\theta=0} d\rho = \\ = I(\rho_1 - \rho_0).$$

По методу Фурье [4] в соответствии с (4) решения в областях имеют следующий вид:

$$U_I(\rho, \theta) = \sum_{\substack{m=1 \\ m=1, 3, 5, \dots}}^{\infty} \frac{\rho_3^{-mp} \rho^{mp} - \rho_2^{-mp} \rho^{mp}}{\rho_3^{-mp} \rho_2^{-mp} - \rho_3^{-mp} \rho_2^{-mp}} \left[\frac{4 \sin(m\rho\gamma)}{\pi \gamma \rho m^2} + \right. \\ \left. + \frac{4p}{\pi} \int_0^{\gamma} \varphi_1(\theta) \sin(m\rho\theta) d\theta \right] \sin(m\rho\theta); \quad (6)$$

$$U_{II}(\rho, \theta) = \sum_{n=1, 2, 3, \dots}^{\infty} \left[\frac{\frac{-n\pi}{\rho_2} \frac{n\pi}{\rho} \frac{n\pi}{\rho} - \frac{n\pi}{\rho_2} \frac{n\pi}{\rho} \frac{n\pi}{\rho}}{\frac{-n\pi}{\rho_2} \frac{n\pi}{\rho_1} \frac{n\pi}{\rho} - \frac{n\pi}{\rho_2} \frac{n\pi}{\rho_1} \frac{n\pi}{\rho}} \times \right. \\ \times \frac{2}{\gamma} \int_0^{\gamma} \varphi_2(\theta) \sin\left(\frac{n\pi}{\gamma} \theta\right) d\theta - \frac{\frac{-n\pi}{\rho_1} \frac{n\pi}{\rho} \frac{n\pi}{\rho} - \frac{n\pi}{\rho_1} \frac{n\pi}{\rho} \frac{n\pi}{\rho}}{\frac{n\pi}{\rho_1} \frac{n\pi}{\rho_2} \frac{n\pi}{\rho} - \frac{n\pi}{\rho_1} \frac{n\pi}{\rho_2} \frac{n\pi}{\rho}} \times \\ \left. \times \frac{2}{\gamma} \int_0^{\gamma} \varphi_1(\theta) \sin\left(\frac{n\pi}{\gamma} \theta\right) d\theta \right] \sin\left(\frac{n\pi}{\gamma} \theta\right) + \frac{1}{\gamma} \theta; \quad (7)$$

$$U_{III}(\rho, \theta) = \frac{1}{\beta} \theta + \sum_{k=1, 2, 3, \dots}^{\infty} \left\{ \frac{\frac{-k\pi}{\rho_1} \frac{k\pi}{\rho} \frac{k\pi}{\rho} - \frac{k\pi}{\rho_1} \frac{k\pi}{\rho} \frac{k\pi}{\rho}}{\frac{-k\pi}{\rho_1} \frac{k\pi}{\rho_0} \frac{k\pi}{\rho} - \frac{k\pi}{\rho_1} \frac{k\pi}{\rho_0} \frac{k\pi}{\rho}} \times \right. \\ \times \frac{2}{\beta} \int_0^{\beta} \varphi_3(\theta) \sin\left(\frac{k\pi}{\beta} \theta\right) d\theta - \frac{\frac{-k\pi}{\rho_0} \frac{k\pi}{\rho} \frac{k\pi}{\rho} - \frac{k\pi}{\rho_0} \frac{k\pi}{\rho} \frac{k\pi}{\rho}}{\frac{-k\pi}{\rho_1} \frac{k\pi}{\rho_0} \frac{k\pi}{\rho} - \frac{k\pi}{\rho_1} \frac{k\pi}{\rho_0} \frac{k\pi}{\rho}} \times \\ \left. \times \left[\frac{2}{\beta} \int_0^{\gamma} \varphi_2(\theta) \sin\left(\frac{k\pi}{\beta} \theta\right) d\theta + \frac{2\beta}{\gamma(k\pi)^2} \sin\left(\frac{k\pi}{\beta} \gamma\right) \right] \right\} \sin\left(\frac{k\pi}{\beta} \theta\right); \quad (8)$$

$$U_{IV}(\rho, \theta) = \sum_{i=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\rho_0} \right)^{ip} \left[\frac{4 \sin(ip\beta)}{\pi \beta p i^2} + \right. \\ \left. + \frac{4p}{\pi} \int_0^{\beta} \varphi_3(\theta) \sin(ip\theta) d\theta \right] \sin(ip\theta). \quad (9)$$

Подстановкой легко проверить, что $U_I, U_{II}, U_{III}, U_{IV}$ удовлетворяют уравнению Лапласа и соответствующим граничным условиям. Неизвестные функции φ_1, φ_2 и φ_3 определяются из условий непрерывности нормальных составляющих индукций B_ρ на границах раздела областей, представляющих собой систему интегральных уравнений. Для решения этой системы уравнений по методу Галеркина функции $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ могут быть приближенно представлены следующими последовательностями:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1(\theta) &\approx \varphi_{1v}(\theta) = \sum_{v=1}^N a_v \sin\left(\frac{v\pi}{\gamma} \theta\right); \\ \varphi_2(\theta) &\approx \varphi_{2w}(\theta) = \sum_{w=1}^N b_w \sin\left(\frac{w\pi}{\gamma} \theta\right); \\ \varphi_3(\theta) &\approx \varphi_{3\omega}(\theta) = \sum_{\omega=1}^W c_\omega \sin\left(\frac{\omega\pi}{\beta} \theta\right), \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где $v=1, 2, 3, \dots, N, \quad w=1, 2, 3, \dots, W$

Подставляя (10) в уравнения (5) и при условиях ортогональности получим систему линейных алгебраических уравнений для определения неизвестных коэффициентов a_v, b_w, c_ω и, следовательно, функций φ_1, φ_2 и φ_3 .

По выражениям (6) — (9) находим скалярные магнитные потенциалы в областях I—IV. Скалярные магнитные потенциалы позволяют определить индукцию напряженности магнитного поля возбуждения в произвольной точке активной зоны генератора. Магнитная индукция в зазоре на поверхности якоря при $\rho=\rho_0$ равна:

$$B_{I\rho}(\theta) = -\mu_0 \frac{\partial U_I(\rho, \theta)}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_0} = \\ = -\mu_0 \sum_{m=1}^M \frac{2mp \sin(m\rho\theta)}{\rho_3 (\rho_3^{-mp} \rho_2^{mp} - \rho_3^{-mp} \rho_2^{-mp})} \left\{ \frac{4 \sin(m\rho\gamma)}{\pi \gamma \rho m^2} + \right. \\ \left. + \frac{4p}{\pi} \sum_{v=1}^N a_v \frac{v\pi \cos(v\pi) \sin(m\rho\gamma)}{\gamma [(m\rho^2) - (\frac{v\pi}{\gamma})^2]} \right\}. \quad (11)$$

Первая гармоническая индукции $B_{I\rho(1)}(\theta)$ имеет вид

$$B_{I\rho(1)}(\theta) = B_{I\rho}(\theta) \text{ при } m=1. \quad (12)$$

Магнитное поле поперечной реакции якоря характеризуется скалярным магнитным потенциалом $U_q(\rho, \theta)$, удовлетворяющим уравнению Лапласа

$$\Delta U_q(\rho, \theta) = 0 \quad (13)$$

и граничным условиям, имеющим вид

$$\left. \begin{aligned} U_{qI}(\rho_3, \theta) &= U_0 \cos(p\theta) \text{ при } -\frac{\pi}{2p} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2p}; \\ U_{qI}(\rho_2, \theta) &= U_{qII}(\rho_2, \theta) = \varphi_{q1}(\theta) \text{ при } -\gamma \leq \theta \leq \gamma; \\ U_{qII}(\rho_1, \theta) &= U_{qIII}(\rho_1, \theta) = \varphi_{q2}(\theta) \text{ при } -\gamma \leq \theta \leq \gamma; \\ U_{qIII}(\rho_0, \theta) &= U_{qIV}(\rho_0, \theta) = \varphi_{q3}(\theta) \text{ при } -\beta \leq \theta \leq \beta. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Остальные границы частичных областей I, II, III и IV эквипотенциальны и имеют потенциал $U_q(\rho, \theta) = 0$.

Для получения решения в отн. ед. за базовый потенциал принята амплитуда гармонического магнитного потенциала U_0 на поверхности якоря, т. е. $U_0 = 1$.

По методу Фурье решениями уравнения (13) в областях I, II, III и IV, удовлетворяющими условиям (14), являются следующие выражения:

для области I

$$U_{qI}(\rho, \theta) = \frac{\rho_2^p \rho^{-p} - \rho_2^{-p} \rho^p}{\rho_2^p \rho_3^{-p} - \rho_2^{-p} \rho_3^p} \cos(p\theta) + \\ + \sum_{m=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{\rho_3^{-mp} \rho^{mp} - \rho_3^{mp} \rho^{-mp}}{\rho_2^{mp} \rho_3^{-mp} - \rho_2^{-mp} \rho_3^{mp}} \frac{4p}{\pi} \int_0^{\gamma} \varphi_{q1}(\theta) \cos(m\rho\theta) d\theta \times \\ \times \cos(m\rho\theta); \quad (15)$$

для области II

$$U_{qII}(\rho, \theta) = \sum_{n=1, 2, 3, \dots}^{\infty} \left[\frac{\frac{n\pi}{2\gamma} \rho^{\frac{n\pi}{2\gamma}} - \rho_2^{\frac{n\pi}{2\gamma}} \rho^{-\frac{n\pi}{2\gamma}}}{\frac{n\pi}{2\gamma} \rho_1^{\frac{n\pi}{2\gamma}} - \rho_2^{\frac{n\pi}{2\gamma}} \rho^{-\frac{n\pi}{2\gamma}}} \times \right. \\ \times \frac{1}{\gamma} \int_0^{\gamma} \varphi_{q2}(\theta) \cos\left(\frac{n\pi}{2\gamma} \theta\right) d\theta - \frac{\frac{n\pi}{2\gamma} \rho_1^{\frac{n\pi}{2\gamma}} - \rho_2^{\frac{n\pi}{2\gamma}} \rho^{-\frac{n\pi}{2\gamma}}}{\frac{n\pi}{2\gamma} \rho_1^{\frac{n\pi}{2\gamma}} - \rho_2^{\frac{n\pi}{2\gamma}} \rho^{-\frac{n\pi}{2\gamma}}} \times \\ \left. \times \frac{1}{\gamma} \int_0^{\gamma} \varphi_{q1}(\theta) \cos\left(\frac{n\pi}{2\gamma} \theta\right) d\theta \right] \cos\left(\frac{n\pi}{2\gamma} \theta\right); \quad (16)$$

для области III

$$U_{qIII}(\rho, \theta) = \sum_{k=1, 2, 3, \dots}^{\infty} \left[\frac{\frac{k\pi}{2\beta} \rho^{\frac{k\pi}{2\beta}} - \rho_1^{\frac{k\pi}{2\beta}} \rho^{-\frac{k\pi}{2\beta}}}{\frac{k\pi}{2\beta} \rho_0^{\frac{k\pi}{2\beta}} - \rho_1^{\frac{k\pi}{2\beta}} \rho^{-\frac{k\pi}{2\beta}}} \times \right. \\ \times \frac{1}{\beta} \int_0^{\beta} \varphi_{q3}(\theta) \cos\left(\frac{k\pi}{2\beta} \theta\right) d\theta - \frac{\frac{k\pi}{2\beta} \rho_0^{\frac{k\pi}{2\beta}} - \rho_1^{\frac{k\pi}{2\beta}} \rho^{-\frac{k\pi}{2\beta}}}{\frac{k\pi}{2\beta} \rho_0^{\frac{k\pi}{2\beta}} - \rho_1^{\frac{k\pi}{2\beta}} \rho^{-\frac{k\pi}{2\beta}}} \times \\ \left. \times \frac{1}{\beta} \int_0^{\gamma} \varphi_{q2}(\theta) \cos\left(\frac{k\pi}{2\beta} \theta\right) d\theta \right] \cos\left(\frac{k\pi}{2\beta} \theta\right); \quad (17)$$

для области IV

$$U_{qIV}(\rho, \theta) = \sum_{i=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \left(\frac{\rho}{\rho_0} \right)^{ip} \frac{4p}{\pi} \int_0^{\beta} \varphi_{q3}(\theta) \cos(ip\theta) d\theta \times \\ \times \cos(ip\theta). \quad (18)$$

Для определения неизвестных функций φ_{q1} , φ_{q2} , φ_{q3} воспользуемся условиями:

$$\left. \begin{aligned} \mu_0 \frac{\partial U_{qI}}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_2} &= \mu_{II} \frac{\partial U_{qII}}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_2}; \\ \mu_{II} \frac{\partial U_{qII}}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_1} &= \mu_0 \frac{\partial U_{qIII}}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_1}; \\ \mu_0 \frac{\partial U_{qIII}}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_0} &= \mu_0 \frac{\partial U_{qIV}}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_0}. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

По методу Галеркина неизвестные функции φ_{q1} , φ_{q2} , φ_{q3} могут быть представлены в виде:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{q1}(\theta) &\approx \varphi_{q1v}(\theta) = \sum_{v=1}^N d_v \cos\left(\frac{v\pi}{2\gamma} \theta\right); \\ \varphi_{q2}(\theta) &\approx \varphi_{q2v}(\theta) = \sum_{v=1}^N e_v \cos\left(\frac{v\pi}{2\gamma} \theta\right); \\ \varphi_{q3}(\theta) &\approx \varphi_{q3w}(\theta) = \sum_{w=1}^W f_w \cos\left(\frac{w\pi}{2\beta} \theta\right), \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

где $v=1, 3, 5, \dots$; $w=1, 3, 5, \dots$

Подставляя φ_{q1} , φ_{q2} , φ_{q3} в виде (20) в (19) и используя условия ортогональности получим систему линейных алгебраических уравнений для определения d_v , e_v , f_w .

Магнитная индукция поперечного поля реакции якоря в рабочем зазоре при $\rho=\rho_3$ определяется выражением:

$$B_{qI}(\theta) \Big|_{\rho=\rho_3} = -\mu_0 \frac{\partial U_{qI}(\rho, \theta)}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_3} = \\ = -\mu_0 \left[\frac{\rho (\rho_3^p \rho_2^{-p} + \rho_3^{-p} \rho_2^p)}{\rho_3 (\rho_2^{-p} \rho_3^p - \rho_2^p \rho_3^{-p})} \cos(p\theta) + \right. \\ \left. + \sum_{v=1}^N \sum_{m=1}^M d_v \frac{4mp^2 v \sin\left(\frac{v\pi}{2}\right) \cos(m\rho\gamma)}{\gamma \rho_3 (\rho_2^{mp} \rho_3^{-mp} - \rho_2^{-mp} \rho_3^{mp}) \left[\left(\frac{v\pi}{2\gamma}\right)^2 - (m\rho)^2 \right]} \times \right. \\ \left. \times \cos(m\rho\theta) \right]. \quad (21)$$

Первая гармоническая индукции, определяющая реакцию якоря по поперечной оси машины, имеет вид:

$$B_{qI(1)}(\theta) \Big|_{\rho=\rho_3} = B_{qI}(\theta) \Big|_{\rho=\rho_3} \text{ при } m=1. \quad (22)$$

Магнитное поле продольной реакции якоря описывается скалярным магнитным потенциалом $U_d(\rho, \theta)$, удовлетворяющим уравнению Лапласа

$$\Delta U_d(\rho, \theta) = 0 \quad (23)$$

и следующим граничным условиями:

$$\left. \begin{aligned} U_{dI}(\rho_3, \theta) &= U_0 \sin(p\theta) \text{ при } -\frac{\pi}{2p} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2p}; \\ U_{dI}(\rho_2, \theta) &= U_{dII}(\rho_2, \theta) = \frac{U}{\gamma} \theta + \varphi_{d1}(\theta) \text{ при } \\ &\quad -\gamma \leq \theta \leq \gamma; \\ U_{dII}(\rho_1, \theta) &= U_{dIII}(\rho_1, \theta) = \frac{U}{\gamma} \theta + \varphi_{d2}(\theta) \text{ при } \\ &\quad -\gamma \leq \theta \leq \gamma; \\ U_{dIII}(\rho_0, \theta) &= U_{dIV}(\rho_0, \theta) = \frac{U}{\beta} \theta + \varphi_{d3}(\theta) \text{ при } \\ &\quad -\beta \leq \theta \leq \beta. \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Решая поставленную задачу Дирихле с границами (24) методом Фурье, имеем:

$$U_{dI}(\rho, \theta) = \frac{\rho_2^p \rho^{-p} - \rho_2^{-p} \rho^p}{\rho_2^p \rho_3^{-p} - \rho_2^{-p} \rho_3^p} \sin(p\theta) + \sum_{m=1, 3, 5, \dots} \frac{\rho_3^{-mp} \rho^{mp} - \rho_3^{mp} \rho^{-mp}}{\rho_2^{mp} \rho_3^{-mp} - \rho_2^{-mp} \rho_3^{mp}} \left[\frac{4U \sin(m\gamma)}{\pi \gamma m^2} + \frac{4\pi}{\pi} \int_0^\gamma \varphi_{d1}(\theta) \sin(m\theta) d\theta \right] \sin(m\theta); \quad (25)$$

$$U_{dII}(\rho, \theta) = \frac{U}{\gamma} \theta + \sum_{n=1, 2, 3, \dots} \left[\frac{\frac{n\pi}{\gamma} \frac{n\pi}{\gamma} \rho^{-\frac{n\pi}{\gamma}} - \frac{n\pi}{\gamma} \frac{n\pi}{\gamma} \rho^{\frac{n\pi}{\gamma}}}{\frac{n\pi}{\gamma} \rho_2^{-\frac{n\pi}{\gamma}} - \frac{n\pi}{\gamma} \rho_2^{\frac{n\pi}{\gamma}}} \times \frac{2}{\gamma} \int_0^\gamma \varphi_{d2}(\theta) \sin\left(\frac{n\pi}{\gamma} \theta\right) d\theta - \frac{\frac{n\pi}{\gamma} \frac{n\pi}{\gamma} \rho^{-\frac{n\pi}{\gamma}} - \frac{n\pi}{\gamma} \frac{n\pi}{\gamma} \rho^{\frac{n\pi}{\gamma}}}{\frac{n\pi}{\gamma} \rho_1^{-\frac{n\pi}{\gamma}} - \frac{n\pi}{\gamma} \rho_1^{\frac{n\pi}{\gamma}}} \times \frac{2}{\gamma} \int_0^\gamma \varphi_{d1}(\theta) \sin\left(\frac{n\pi}{\gamma} \theta\right) d\theta \right] \sin\left(\frac{n\pi}{\gamma} \theta\right); \quad (26)$$

$$U_{dIII}(\rho, \theta) = \frac{U}{\beta} \theta + \sum_{k=1, 2, 3, \dots} \left\{ \frac{\frac{k\pi}{\beta} \frac{k\pi}{\beta} \rho^{-\frac{k\pi}{\beta}} - \frac{k\pi}{\beta} \frac{k\pi}{\beta} \rho^{\frac{k\pi}{\beta}}}{\frac{k\pi}{\beta} \rho_1^{-\frac{k\pi}{\beta}} - \frac{k\pi}{\beta} \rho_1^{\frac{k\pi}{\beta}}} \times \frac{2}{\beta} \int_0^\beta \varphi_{d3}(\theta) \sin\left(\frac{k\pi}{\beta} \theta\right) d\theta - \frac{\frac{k\pi}{\beta} \frac{k\pi}{\beta} \rho^{-\frac{k\pi}{\beta}} - \frac{k\pi}{\beta} \frac{k\pi}{\beta} \rho^{\frac{k\pi}{\beta}}}{\frac{k\pi}{\beta} \rho_0^{-\frac{k\pi}{\beta}} - \frac{k\pi}{\beta} \rho_0^{\frac{k\pi}{\beta}}} \times \frac{2}{\beta} \int_0^\beta \varphi_{d2}(\theta) \sin\left(\frac{k\pi}{\beta} \theta\right) d\theta + \frac{2U \beta \sin\left(\frac{k\pi}{\beta} \gamma\right)}{\gamma (k\pi)^2} \right\} \times \sin\left(\frac{k\pi}{\beta} \theta\right); \quad (27)$$

$$U_{dIV}(\rho, \theta) = \sum_{i=1, 3, 5, \dots} \left(\frac{\rho}{\rho_0} \right)^{ip} \left[\frac{4U \sin(ip\beta)}{\pi \beta p i^2} + \frac{4p}{\pi} \int_0^\beta \varphi_{d2}(\theta) \sin(ip\theta) d\theta \right] \sin(ip\theta). \quad (28)$$

Для поля продольной реакции якоря генераторов с постоянными магнитами существенно то, что наконечники соседних полюсов имеют при принятых допущениях постоянные потенциалы U разных знаков. Неизвестные функции на границах раздела областей, включая постоянный потенциал U , определяются методом Галеркина. Уравнение для определения потенциала полюсных наконечников U имеет вид:

$$U \mu_0 \sum_{m=1}^M \frac{4 \sin(m\gamma) (\rho_2^{mp} \rho_3^{-mp} + \rho_2^{-mp} \rho_3^{mp})}{\rho_2 \pi \gamma m^3 \rho^2 (\rho_2^{mp} \rho_3^{-mp} - \rho_2^{-mp} \rho_3^{mp})} [\sin(m\gamma) -$$

$$- m\gamma \cos(m\gamma)] + \mu_0 \sum_{v=1}^N \sum_{m=1}^M a_v \frac{4v \cos(v\pi) \sin(m\gamma) [\sin \times (m\gamma) - m\gamma \cos(m\gamma)]}{\rho_2 \gamma m \left[(m\gamma)^2 - \left(\frac{v\pi}{\gamma} \right)^2 \right]} \times \frac{\rho_2^{mp} \rho_3^{-mp} + \rho_2^{-mp} \rho_3^{mp}}{\rho_2^{mp} \rho_3^{-mp} - \rho_2^{-mp} \rho_3^{mp}} - \mu_\pi \sum_{v=1}^N a_v \frac{\gamma \cos(v\pi) \left(\rho_1^{\frac{v\pi}{\gamma}} \rho_2^{-\frac{v\pi}{\gamma}} + \rho_1^{-\frac{v\pi}{\gamma}} \rho_2^{\frac{v\pi}{\gamma}} \right)}{\rho_2 \left(\rho_1^{\frac{v\pi}{\gamma}} \rho_2^{-\frac{v\pi}{\gamma}} - \rho_1^{-\frac{v\pi}{\gamma}} \rho_2^{\frac{v\pi}{\gamma}} \right)} + \mu_\pi \sum_{v=1}^N b_v \frac{2\gamma \cos(v\pi)}{\rho_2 \left(\rho_1^{\frac{v\pi}{\gamma}} \rho_2^{-\frac{v\pi}{\gamma}} - \rho_1^{-\frac{v\pi}{\gamma}} \rho_2^{\frac{v\pi}{\gamma}} \right)} = \mu_0 \frac{2 [\sin(p\gamma) - p\gamma \cos(p\gamma)]}{\rho_2 p (\rho_2^p \rho_3^{-p} - \rho_2^{-p} \rho_3^p)}, \quad (29)$$

где $\gamma = 1, 2, 3, \dots$

Это уравнение совместно с уравнениями для определения неизвестных функций на линиях раздела областей составит систему линейных алгебраических уравнений относительно U , a_v , b_v , c_w или U , φ_{d1} , φ_{d2} , φ_{d3} . Магнитная индукция продольного поля реакции якоря в рабочем зазоре при $\rho = \rho_3$ определяется выражением:

$$B_{dI}(\rho_2, \theta) = -\mu_0 \frac{\rho (\rho_2^p \rho_3^{-p} + \rho_2^{-p} \rho_3^p)}{\rho_3 (\rho_2^p \rho_3^{-p} - \rho_2^{-p} \rho_3^p)} \sin(p\theta) + \mu_0 \sum_{m=1}^M U \frac{8 \sin(m\gamma) \sin(m\theta)}{\rho_3 \pi \gamma m (\rho_2^{mp} \rho_3^{-mp} - \rho_2^{-mp} \rho_3^{mp})} + \mu_0 \sum_{v=1}^N \sum_{m=1}^M a_v \frac{8 m p^2 v \cos(v\pi) \sin(m\gamma) \sin(m\theta)}{\rho_3 \gamma (\rho_2^{mp} \rho_3^{-mp} - \rho_2^{-mp} \rho_3^{mp}) \left[(m\gamma)^2 - \left(\frac{v\pi}{\gamma} \right)^2 \right]}. \quad (30)$$

Первая гармоническая индукция, определяющая реакцию якоря по продольной оси машины, имеет вид:

$$B_{dI(1)}(\theta) = B_{dI}(\theta) \text{ при } m=1. \quad (31)$$

Генератор с радиальными РЗМ постоянными магнитами. Магнитное поле возбуждения в исследуемой области (рис. 1, б) будем характеризовать скалярным магнитным потенциалом $U(\rho, \theta)$, удовлетворяющим уравнению Лапласа и следующим граничным условиям:

$$\left. \begin{aligned} U_I(\rho_3, \theta) &= 0 \text{ при } -\frac{\pi}{2p} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2p}; \\ U_I(\rho_2, \theta) &= \begin{cases} +1 \text{ при } -\frac{\pi}{2p} \leq \theta \leq -\gamma; \\ \frac{1}{\gamma} \theta + \varphi_1(\theta) \text{ при } -\gamma \leq \theta \leq \gamma; \\ -1 \text{ при } \gamma \leq \theta \leq \frac{\pi}{2p}; \end{cases} \\ U_{II}(\rho_2, \theta) &= \frac{1}{\gamma} \theta + \varphi_1(\theta) \text{ при } -\gamma \leq \theta \leq \gamma; \\ U_{II}(\rho_1, \theta) &= U_{III}(\rho_1, \theta) = \frac{1}{\gamma} \theta + \varphi_2(\theta) \text{ при } -\gamma \leq \theta \leq \gamma; \\ U_{III}(\rho_0, \theta) &= 0 \text{ при } -\frac{\pi}{2p} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2p}. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

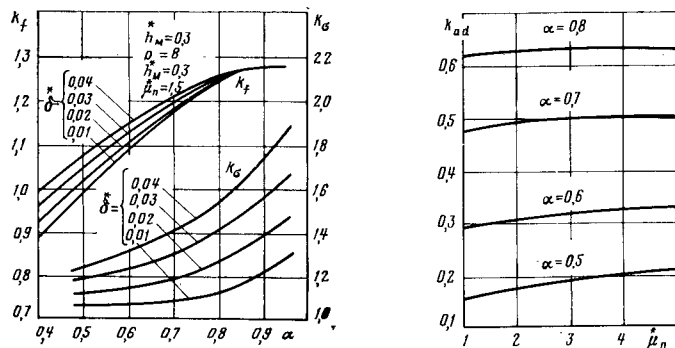


Рис. 2. Зависимости $K_f = f(\alpha, \delta^*)$ и $K_\sigma = f(\alpha, \delta^*)$ для генератора с радиальными редкоземельными магнитами

Рис. 3. Зависимость $K_{ad} = f(\alpha, \mu_n)$ для $\delta^* = 0,02$; $h_m > 0,3\pi$

Кроме того, решения в частных однородных областях U_I , U_{II} , U_{III} должны удовлетворять условиям непрерывности на линиях раздела областей:

$$\left. \begin{aligned} U_I(\rho_2, \theta) &= U_{II}(\rho_2, \theta) \text{ и } \mu_0 \frac{\partial U_I}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_2} = \\ &= \mu_n \frac{\partial U_{II}}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_2}; \\ U_{II}(\rho_1, \theta) &= U_{III}(\rho_1, \theta) \text{ и } \mu_0 \frac{\partial U_{II}}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_1} = \\ &= \mu_0 \frac{\partial U_{III}}{\partial \rho} \Big|_{\rho=\rho_1}. \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

Решение задачи для уравнения Лапласа в областях I и II не отличается от выражений (6) и (7). В области III по методу Фурье имеем:

$$U_{III}(\rho, \theta) = \sum_{i=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{\rho_0^{-ip} \rho^{ip} - \rho_0^{ip} \rho^{-ip}}{\rho_1^{ip} \rho_0^{-ip} - \rho_1^{-ip} \rho_0^{ip}} \left[\frac{4 \sin(ip\gamma)}{\pi \gamma \rho i^2} + \right. \\ \left. + \frac{4p}{\pi} \int_0^\gamma \varphi_2(\theta) \sin(ip\theta) d\theta \right] \sin(ip\theta). \quad (34)$$

Магнитные поля продольной и поперечной реакции якоря также можно характеризовать скалярными магнитными потенциалами $U_d(\rho, \theta)$ и $U_q(\rho, \theta)$, удовлетворяющими уравнению Лапласа:

$$\Delta U_{d,q} = 0, \quad (35)$$

условиям непрерывности решения и следующим граничным условиям:

$$\left. \begin{aligned} U_{dI}(\rho_3, \theta) &= U_0 \sin(p, \theta) \text{ при } -\frac{\pi}{2p} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2p}; \\ U_{dI}(\rho_2, \theta) &= U_{dII}(\rho_2, \theta) = \frac{U}{\gamma} \theta + \varphi_{d1}(\theta) \text{ при } \\ &\quad -\gamma \leq \theta \leq \gamma; \\ U_{dII}(\rho_1, \theta) &= U_{dIII}(\rho_1, \theta) = \frac{U}{\gamma} \theta + \varphi_{d2}(\theta) \text{ при } \\ &\quad -\gamma \leq \theta \leq \gamma; \\ U_{qI}(\rho_3, \theta) &= U_0 \cos(p\theta) \text{ при } -\frac{\pi}{2p} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2p}; \\ U_{qI}(\rho_2, \theta) &= U_{qII}(\rho_2, \theta) = \varphi_{q1}(\theta) \text{ при } -\gamma \leq \theta \leq \gamma; \\ U_{qII}(\rho_1, \theta) &= U_{qIII}(\rho_1, \theta) = \varphi_{q2}(\theta) \text{ при } -\gamma \leq \theta \leq \gamma. \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

Остальные границы эквипотенциальны и имеют потенциал $U_{d,q} = 0$.

Решения уравнений (35) для U_d в областях I и II , удовлетворяющие условиям (36), имеют вид, аналогичный выражениям (25) и (26). В области III имеем:

$$U_{dIII}(\rho, \theta) = \sum_{i=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{\rho_0^{-ip} \rho^{ip} - \rho_0^{ip} \rho^{-ip}}{\rho_1^{ip} \rho_0^{-ip} - \rho_1^{-ip} \rho_0^{ip}} \left[\frac{4U \sin(ip\gamma)}{\pi \gamma \rho i^2} + \right. \\ \left. + \frac{4p}{\pi} \int_0^\gamma \varphi_{d2}(\theta) \sin(ip\theta) d\theta \right] \sin(ip\theta). \quad (37)$$

В задаче поля поперечной реакции якоря решения U_{qI} и U_{qII} остаются прежними, а в области III имеем:

$$U_{qIII}(\rho, \theta) = \sum_{i=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{\rho_0^{-ip} \rho^{ip} - \rho_0^{ip} \rho^{-ip}}{\rho_1^{ip} \rho_0^{-ip} - \rho_1^{-ip} \rho_0^{ip}} \frac{4p}{\pi} \int_0^\gamma \varphi_{q2}(\theta) \times \\ \times \cos(ip\theta) d\theta \cos(ip\theta). \quad (38)$$

Неизвестные граничные функции φ_1 , φ_2 , φ_{d1} , φ_{d2} , φ_{q1} , φ_{q2} определяются из условий непрерывности скалярного магнитного потенциала U , U_d , U_q и его нормальных производных на границах раздела областей.

Расчетные коэффициенты магнитных цепей. Необходимые для обоснованного расчета генераторов коэффициенты формы магнитных полей возбуждения и реакции якоря и коэффициент рассеяния поля магнита определяются на основе решения задач полей возбуждения и якоря.

Коэффициент формы поля возбуждения определяется на основе выражений (11) и (12) как:

$$K_f = \frac{B_{1p(1)m}}{B_{1p \max}}, \quad (39)$$

где $B_{1p(1)m}$ — амплитуда основной гармонической поля возбуждения; $B_{1p(1)m} = B_{1p}(\theta)$ при $m=1$ и $\theta = \frac{\pi}{2p}$; $B_{1p \max}$ — действительное максимальное значение поля; $B_{1p \max} = B_{1p}(\theta)$ при $\theta = \frac{\pi}{2p}$.

Коэффициент формы поперечного поля якоря определяется отношением амплитуды первой гармонической индукции при произвольной ширине наконечника $B_{q1(1)m}$ к максимальному значению индукции при равномерном воздушном зазоре $B_{q1 \max}$:

$$K_{aq} = \frac{B_{q1(1)m}}{B_{q1 \max}}, \quad (40)$$

где $B_{q1(1)m} = B_{q1}(\theta)$ при $m=1$ и $\theta=0$;

$$B_{q1 \max} = -\mu_0 \frac{\rho(\rho_3^2 \rho_2^{-p} + \rho_3^{-p} \rho_2^p)}{\rho_3(\rho_2^{-p} \rho_3^p - \rho_2^p \rho_3^{-p})}.$$

По аналогии с K_{aq} коэффициент формы продольного поля якоря определяется из (21) и (22):

$$K_{ad} = \frac{B_{dI(1)m}}{B_{dI \max}}, \quad (41)$$

где $B_{dI(1)m} = B_{dI}(\theta)$ при $m=1$ и $\theta = \frac{\pi}{2p}$;

$$B_{dI \max} = -\mu_0 \frac{\rho(\rho_3^2 \rho_2^{-p} + \rho_3^{-p} \rho_2^p)}{\rho_3(\rho_2^{-p} \rho_3^p - \rho_2^p \rho_3^{-p})}.$$

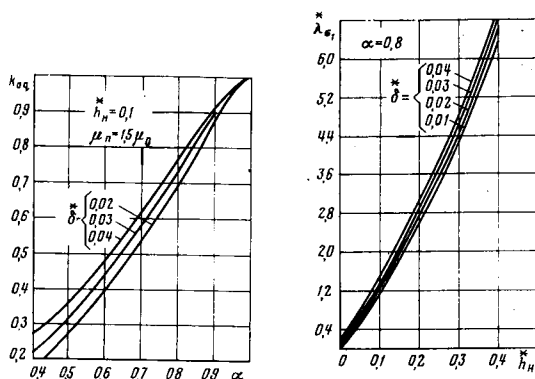


Рис. 4. Зависимость $K_{aq}=f(\alpha, \delta^*)$

Рис. 5. Зависимость $\lambda_{\alpha 1}^* = f(\delta, h_n)$ для $\alpha=0,8$ и $\mu_n=1,5$

Коэффициент рассеяния магнитного потока магнита K_σ определяется отношением полного потока магнита Φ к рабочему магнитному потоку Φ_δ :

$$K_\sigma = \Phi/\Phi_\delta. \quad (42)$$

В рассматриваемой задаче:

$$\Phi_\delta = l\rho_3 \int_0^{\pi/p} B_{1\rho}(\theta) d\theta;$$

$$\Phi = \Phi_{\sigma\Sigma} + \Phi_{\delta};$$

$$\Phi_{\sigma\Sigma} = \Phi_{\sigma I} + \Phi_{\sigma II} + \Phi_{\sigma IV},$$

где $\Phi_{\sigma I}$, $\Phi_{\sigma II}$, $\Phi_{\sigma IV}$ — магнитные потоки рассеяния в областях I , II , IV , определяемые на основе выражений:

$$\Phi_{\sigma i} = 2l \int_{\rho'}^{\rho''} B_{\theta i}(\rho) |_{\theta=0} d\rho; \quad B_{\theta i} = -\mu_i \frac{\partial U_i}{\partial \theta};$$

l —длина машины в метрах.

Решения задач электромагнитных процессов возбуждения и реакции якоря были реализованы в виде алгоритмов на ЦВМ М-220. Системы алгебраических уравнений для определения коэффициентов граничных функций и неизвестных потенциалов полюсных наконечников U решались методом редукции. При расчетах принимались: $m=1, 3, 5, \dots, 39$; $n=1, 2, 3, \dots, 20$; $k=1, 2, 3, \dots, 20$; $i=1, 3, 5, \dots, 39$; $v=1, 2, 3, \dots, 20$; $\omega=1, 2, 3, \dots, 20$.

Анализ сходимости решений систем алгебраических уравнений показал, что при увеличении числа членов рядов и уравнений в 2—3 раза точность повышается менее чем на 0,5 %.

На рис. 2—4 представлены результаты расчетов в виде графических зависимостей коэффициентов K_σ , K_f , K_{ad} , K_{aq} от коэффициента полюсного перекрытия α для ряда значений геометрических параметров активной зоны.

Использование принятой модели постоянного магнита и сведение задачи к уравнению Лапласа позволяет применить метод электрогидродинамических аналогий для качественной проверки результатов, полученных аналитически методом гармонического анализа. Сравнение результатов расчета относительной проводимости магнитных потоков рассеяния в областях I и II $\lambda_{\sigma 1} = f(\alpha, \delta, h_n)$, полученных аналитически и путем моделирования на электропроводной бумаге, приведено на рис. 5 (звездочками обозначены результаты, полученные с использованием метода электрогидродинамических аналогий).

На рис. 2—5 приняты следующие обозначения:

$$\delta^* = \frac{\rho_3 - \rho_2}{\tau};$$

$$h_H^* = \frac{\rho_2 - \rho_1}{\tau}; \quad h_M^* = \frac{\rho_1 - \rho_0}{\tau}; \quad \mu_{II}^* = \mu_{II}/\mu_0.$$

Выводы. 1. Принятая модель редкоземельного магнита с постоянной составляющей вектора намагниченности позволила эффективно решить задачи магнитных полей генераторов с тангенциальными и радиальными РЗМ магнитами.

2. Применение метода Галеркина удобно для решения потенциальных задач сложных активных зон, внутри которых находятся эквипотенциальные области с неизвестными потенциалами.

3. Коэффициент формы поля поперечной реакции якоря K_{aq} практически не отличается от K_{aq} классических синхронных машин.

4. Коэффициент формы поля продольной реакции якоря K_{ad} имеет существенно иной характер зависимости от геометрических параметров активной зоны, чем в классических синхронных генераторах.

Список литературы

1. Зечихин Б. С., Тимершин Ф. Г. Исследование магнитного поля магнитоэлектрического генератора с индуктором без полюсных наконечников. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1975, № 1.
2. Поливанов К. М. Ферромагнетики. — М., Л.: Госэнергоиздат, 1957.
3. Зечихин Б. С. Электромагнитные поля в электрических машинах. — Изд. МАИ, 1976.
4. Канторович Л. В., Крылов В. И. Приближенные методы высшего анализа. — Физматгиз, 1962.

[22.01.82]

Приоритеты реализации функций в автоматизированных системах диспетчерского управления

МОЛИШ З., канд. техн. наук

Научно-исследовательский институт энергетики, Прага

Метод декомпозиции глобальной целевой функции управления режимом энергосистемы (ЭС) [1—4] позволяет установить необходимые целевые функции управления и осуществить декомпозицию общей задачи управления в зависимости от ситуации в ЭС, времени и иерархического уровня управления.

При практическом использовании метода в условиях ЭС ЧССР [1 и 4] после декомпозиции глобальной целевой функции на 18 функций управления было получено для каждого диспетчерского пункта около 200 задач управления. Реализация этих задач обеспечивает практическое решение 14 целевых и четырех сервисных функций управления в соответствующих автоматизированных системах диспетчерского управления (АСДУ).

Здесь возникли два вопроса: каковы по мнению специалистов диспетчерской службы приоритеты реализации в АСДУ отдельных задач управления; насколько совпадают мнение специалистов диспетчерской службы и результаты теоретических исследований, проведенных научно-исследовательским институтом энергетики в Праге.

Для получения ответа был использован широко известный метод экспертных оценок [5]. С этой целью был составлен опросный лист с 77 вопросами, которые охватывали назначение и содержание всех задач 14 целевых и 4 сервисных функций управления в АСДУ [4]. На каждый заданный вопрос запрашиваемый специалист отвечал анонимно, давая оценку с трех точек зрения:

- 1) насколько задача (функция) важна для диспетчерского управления, т. е. какой вклад она вносит в улучшение диспетчерского управления режимом ЭС;
- 2) насколько данная задача (функция) неотложна, т. е. является ли ее внедрение в АСДУ срочным или только перспективным;
- 3) насколько данная задача (функция) методически разработана, т. е. существует ли уже для данной проблемы удовлетворительный метод решения или необходимы еще теоретические разработки.

Меры важности, неотложности и разработанности характеризовались оценками от 0 до 5.

Обработка результатов анкеты проводилась статистическими методами на ЦВМ (с этой целью было составлено несколько специальных программ [4]). Результаты ответов обрабатывались по каждому запросу отдельно и том еще по отдельным функциям управления. Для этого объединялись те запросы, которые относились к одной функции управления; за оценку важности и неотложности данной функции управления принималась наивысшая, а за оценку математической разработанности наименьшая оценка по соответствующим запросам. Для более наглядного сравнения функций управления ответы о важности, неотложности и методической разработанности нормировались — пересчитывались со шкалы оценок 0—5 на шкалу оценок 0—1.

Результаты исследований и взаимное сравнение ответов разных групп (подмножеств) специалистов (например, сравнение ответов диспетчеров и остального персонала диспетчерских пунктов или сравнение ответов работников разных диспетчерских пунктов и др.) можно получить в основном двумя способами:

1. Анализировать каждый запрос или функцию управления отдельно и определять их средние оценки и значимость разницы ответов отдельных групп специалистов. Это значит, что статистическими методами проверки гипотез исследуются значимости средних отклонений и дисперсий оценок данных подмножеств ответов. Недостатком такого подхода является самостоятельное оценивание отдельных запросов или функций — в целом ряде случаев может получиться значительная разница в оценках и

даже тогда, когда причиной является простой «сдвиг» оценок по шкале данной группой специалистов. Более выразительными, по нашему мнению, чем разницы оценок, полученных от разных групп специалистов, являются отличия последовательностей функций управления, составленные по ответам тех же групп специалистов и по средним оценкам важности, неотложности и методической разработанности.

2. Анализировать общие результаты, взаимно сравнивать полученные последовательности функций управления от разных групп специалистов. С этой целью составляются последовательности функций управления в порядке средних оценок важности, неотложности и методической разработанности, полученные в результате обработки ответов разных групп специалистов. Сравнение совпадения или отличия порядка функций управления в полученных последовательностях оценивается лучше всего коэффициентом порядковой корреляции (так называемым коэффициентом корреляции Спирмана [6]):

$$K = 1 - \frac{6 \sum_{i=1}^n d_i^2}{n(n^2 - 1)}, \quad (1)$$

где d_i ($i=1, \dots, n$) — разница порядков данной функции управления (или запроса) в последовательностях двух групп специалистов; n — число функций управления (в данном случае $n=18$) или запросов (равно 77).

Коэффициент корреляции позволяет статистически оценить совпадение взглядов не только разных групп специалистов, но и сравнивать совпадение порядка данной функции управления по разным критериям (по важности, неотложности и методической разработанности) в последовательностях одной группы специалистов.

Коэффициент порядковой корреляции может теоретически принимать значения от -1 до $+1$; при значениях $K=+1$ имеется полное совпадение порядков данных последовательностей. Если значение $K=0$, то имеется полная независимость (некоррелируемость) последовательностей; если $K=-1$, то существует обратная зависимость порядков последовательностей.

Недостатком такой оценки является пренебрежение величиной разницы оценок, так как учитывается только их место (порядок) в данной последовательности. Однако значение (абсолютное) отдельных оценок видно прямо из полученных последовательностей.

Для решения нашей задачи был принят второй способ.

Расчет коэффициентов корреляции дополнен определением среднего отклонения (разниц) оценок функций управления. Результаты исследований для подмножеств специалистов (рис. 1) приведены на рис. 2, 3 и 4. На этих же рисунках и далее в тексте приняты следующие обозначения:

K_{LM}^{XY} — коэффициент порядковой корреляции; Δ_{LM}^X — среднее отклонение оценок по критерию X ; X, Y — индексы, которые могут принимать значения: B — важность, H — неотлож-

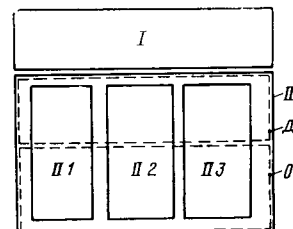


Рис. 1. Подмножества специалистов

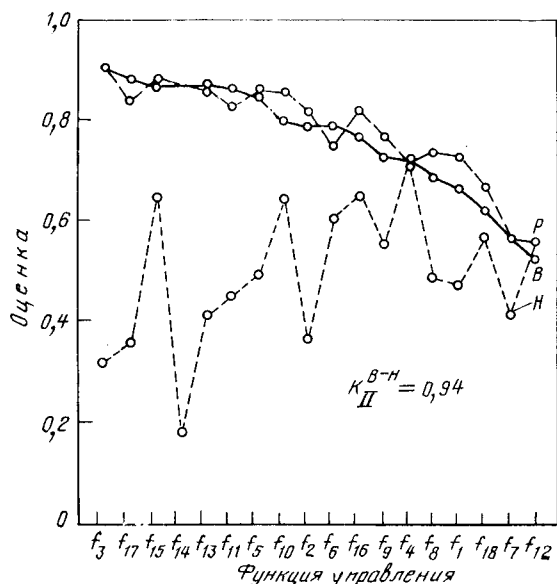


Рис. 2. Оценки функций управления по их важности (B), неотложности (H) и методической разработанности (P) на 1-м иерархическом уровне управления энергосистемы ЧССР

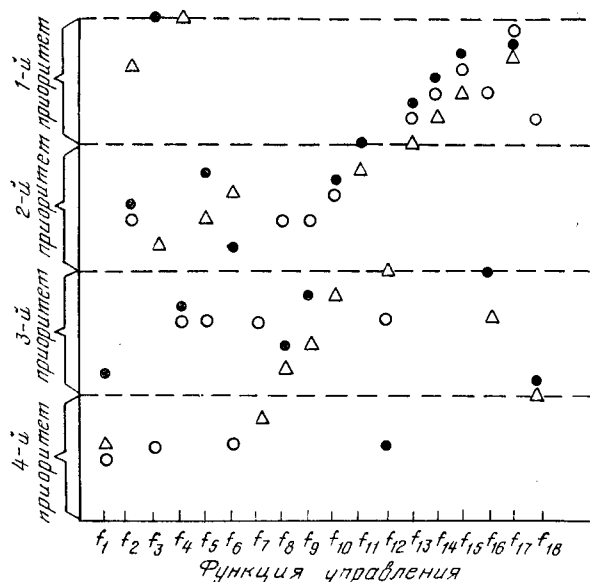


Рис. 3. Оценки функций управления по их важности (B), неотложности (H) и методической разработанности (P) на 2-м иерархическом уровне управления энергосистемы ЧССР

ность, P — разработанность; L, M — индексы, которые определяют группы (подмножества) специалистов (см. рис. 1) и могут принимать следующие значения:

I — работники 1-го иерархического уровня управления; II — работники трех диспетчерских пунктов 2-го иерархического уровня; II₁, II₂, II₃ — работники соответственно 1-го, 2-го и 3-го диспетчерского пункта 2-го иерархического уровня; Д — диспетчера трех диспетчерских пунктов 2-го иерархического уровня; 0 — остальные работники трех диспетчерских пунктов 2-го иерархического уровня.

Так, K_{II}^{B-H} обозначает коэффициент порядковой корреляции между важностью и неотложностью функций управления, полученный из ответов всех работников диспетчерских пунктов на 2-м иерархическом уровне; K_{II_1, II_2}^{B-H} обозначает порядковую корреляцию важности функций управления между ответами работников (всех) 1-го и 2-го диспетчерского пункта 2-го иерархического уровня управления режимом ЭС.

Для большей общности на рисунках приведены только результаты для функций (название и обозначение функций управ-

ления ЭС соответствуют [4]). Рассматриваются следующие функции:

f_1 — настройки противоаварийной автоматики и релейной защиты; f_2 — предварительного анализа режима; f_3 — аварийного управления; f_4 — управления режимом по частоте и активной мощности; f_5 — управления режимом по напряжению и реактивной мощности; f_6 — комплексной оптимизации режима; f_7 — управления нагрузкой при дефиците или избытке мощности; f_8 — прогноза нагрузки; f_9 — определения состава оборудования; f_{10} — определения баланса мощностей; f_{11} — определения конфигурации сети; f_{12} — техникоэкономической оценки режима и эксплуатационной статистики; f_{13} — оценки и определения состояния ЭС; f_{14} — координационная функция [3]; f_{15} — сбора и первичной обработки входной информации; f_{16} — образования банка данных; f_{17} — диалога диспетчер — управляющая система; f_{18} — документации ведения режима и эксплуатационного журнала.

Характерным для результатов обработки всех групп специалистов является высокая корреляционная зависимость между порядками функций управления по оценкам неотложности и важности: $K_{I}^{H-B}=0,82-0,97$ ($K_{II}^{H-B}=0,9$; $K_{II_1}^{H-B}=0,94$). Большое значение коэффициента порядковой корреляции позволяет определять результаты по одному критерию.

С точки зрения реализации АСДУ (модернизации в условиях ЭС ЧССР) решающее значение имеет неотложность функций управления, которая практически у всех функций оценивается так же, как их важность. Для анализа результатов на рис. 2 и 3 вынесены функции управления в нисходящем порядке их оценок по неотложности; одновременно к ним вынесены оценки важности и методической разработанности.

На рис. 2 представлены результаты исследований на 1-м, а на рис. 3 — на 2-м иерархических уровнях управления режимом ЭС ЧССР. Сопоставление по группам специалистов-диспетчеров и остальных работников диспетчерской службы показало [4] незначительное расхождение ($\Delta_{D-0}^B=0,017$, $\Delta_{D-0}^H=0,04$, $\Delta_{D-0}^P=0,13$). Как и следовало ожидать, диспетчеры отдают предпочтение задачам (функциям) реально времени, а остальные работники — задачам планирования режимов; этот факт необходимо учитывать в процессе реализации задач управления в АСДУ.

Результаты исследований на 1-м (рис. 2) и на 2-м (рис. 3) иерархических уровнях управления режимом ЭС ЧССР показывают требуемые специалистами диспетчерской службы приоритеты реализации функций управления в АСДУ; сравнение результатов показывает, что существует некоторое отличие в требованиях на этих уровнях управления

$$(K_{I-II}^{B-H}=0,46; K_{I-II}^{H-B}=0,63; K_{I-II}^{P-B}=0,57;$$

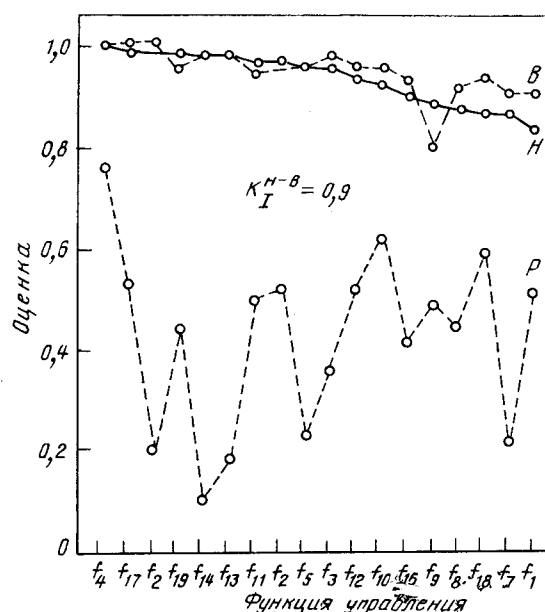


Рис. 4. Сравнения приоритетов, определенных специалистами 1-го (Δ), 2-го (●) уровней управления и теоретическими исследованиями (○)

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Определение участков и опор с поврежденной изоляцией на воздушных линиях 110 кВ и выше

КУЗНЕЦОВ А. П., СЕЛИВАХИН А. И., кандидаты техн. наук

Москва

В настоящее время на воздушных линиях электропередачи 110 кВ и выше широко используются дистанционные методы и средства определения мест повреждений (ОМП). Применяемые в энергосистемах фиксирующие приборы и локационные искатели позволяют определить расстояние до места повреждения на линии с определенной точностью [1 и 2]. При этом место повреждения находится путем обхода и визуального осмотра достаточно протяженного участка линии, длина которого в ряде случаев составляет 10 км и более. Особенно сложно обнаружение мест повреждений с использованием дистанционных средств ОМП на линиях с ответвлениями при повреждениях в районе ответвления.

Для ускорения и упрощения отыскания мест повреждений на ВЛ напряжением 110 кВ и выше в сочетании с дистанционными методами ОМП могут быть эффективно использованы топографические методы с применением простых указателей опор и участков с поврежденной изоляцией.

При использовании топографических указателей опор и участков с поврежденной изоляцией на ВЛ с грозозащитным тросом необходимо учитывать особенности распределения тока в системе опор — трос.

В последние годы Союзтехэнерго совместно с МИИСП, Рижским опытным заводом «Энергоавтоматика», Брянскэнерго и Одессаэнерго проведены теоретические и экспериментальные исследования [3], позволяющие уточнить область применения и характеристики топографических указателей и участков и опор с поврежденной изоляцией для ВЛ с грозозащитным тросом.

Известно, что при перекрытии изоляции опоры ВЛ с тросом ток повреждения протекает к земле как по опоре с поврежденной изоляцией, так и через трос по соседним порам. Из-за падения напряжения на участках троса между опорами значения составляющих тока, протекающих через опоры в землю, уменьшаются по мере удаления от опоры с поврежденной изоляцией.

С учетом допущений о равенстве сопротивлений участков тросов в пролетах R_T и равенстве сопротивлений заземления опор R_0 значения свободных составляющих тока повреждения I_3 , протекающих через n пролетов линии в тросе I_{Tn} и опоре I_{0n} для длинной ВЛ могут быть определены [4] с помощью выражений:

$$I_{Tn} = I_3 e^{-\beta n}, \quad (1)$$

$$I_{0n} = I_3 (1 - e^{-\beta}) e^{-\beta n}, \quad (2)$$

где

$$\beta = \sqrt{\frac{R_T}{R_0}}.$$

Из приведенных соотношений следует, что значения составляющих тока повреждения на участках троса и в опорах ВЛ по мере удаления от опоры с поврежденной изоляцией уменьшаются по экспоненциальному закону. Уменьшение этих составляющих происходит тем быстрее, чем больше сопротивление участка троса по сравнению с сопротивлением заземления опор.

Напряжение U_3 , подводимое к системе опоры — тросы, равно напряжению на опоре с поврежденной изоляцией:

$$U_3 = I_{00} R_0 = I_3 R_0 (1 - e^{-\beta}), \quad (3)$$

где I_{00} — составляющая тока короткого замыкания, протекающая по опоре с поврежденной изоляцией.

Из (3) может быть определено сопротивление всей системы опоры — тросы линии:

$$R_3 = R_0 (1 - e^{-\beta}). \quad (4)$$

Как видно из (3) и (4), сопротивление системы опоры — тросы меньше сопротивления опоры линии соответственно отношению значений тока опоры с поврежденной изоляцией к полному току повреждения.

Приведенные соотношения позволяют определить протяженность участка ВЛ, на котором будут срабатывать топографические указатели опор с поврежденной изоляцией при различных значениях тока повреждения и сопротивлений заземлений опор. Из (1) и (2) может быть определен номер опоры M , в которой составляющая тока повреждения будет в K раз меньше составляющей тока, протекающей на опоре с поврежденной изоляцией:

$$\frac{I_{0M}}{I_{00}} = e^{-\beta M} = \frac{1}{K}, \quad (5)$$

откуда

$$M = \frac{\ln K}{\beta}. \quad (6)$$

Приведенные соотношения получены без учета индуктивных сопротивлений тросов и опор ВЛ. При реальных значениях сопротивлений заземлений опор в диапазоне от 3 до 40 Ом погрешность расчетов распределения тока по участкам ВЛ по упрощенным выражениям не превышает 20 %.

На рис. 1, а показаны расчетные зависимости, характеризующие снижение протекающей по опоре составляющей тока повреждения в зависимости от номера n и значения сопротивления опоры R_0 . Результаты аналитических исследований подтверждаются экспериментальными данными. Пунктиром на рисунке показана зависимость, полученная на реальной ВЛ при сопротивлениях заземлений опор 10—15 Ом.

На рис. 1, б показаны расчетные и экспериментальные зависимости составляющих тока I_{0n} в опорах ВЛ от номера опоры n и сопротивлений заземления опоры R_0 при токах повреждения $I_3 = 1$ и 3 кА. Расчетные зависимости получены для сопротивления участка троса, равном 0,4 Ом, в одном пролете ВЛ.

Анализ полученных результатов показывает, что протяженность участка линии с тросом, на котором могут сработать топографические указатели, существенно зависит от значения тока повреждения и сопротивления заземлений опор. Практически при больших кратностях тока повреждений выделенные указателями участка может содержать от 2 до 20 опор. При решении вопроса о целесообразности применения указателей опор с поврежденной изоляцией на ВЛ с тросом могут быть использованы приведенные методические приемы.

Рижский опытный завод «Энергоавтоматика» для энергосистем серийно выпускает указатели опор с поврежденной изоляцией типа УПИ-1, использующие магнитные запоминающие элементы [2]. Указатели УПИ-1 состоят из двух блоков: стационарного с магнитным элементом памяти, устанавливаемого на опорах линии, и переносного, используемого для контроля срабатывания и возврата в исходное положение элементов памяти стационарных блоков.

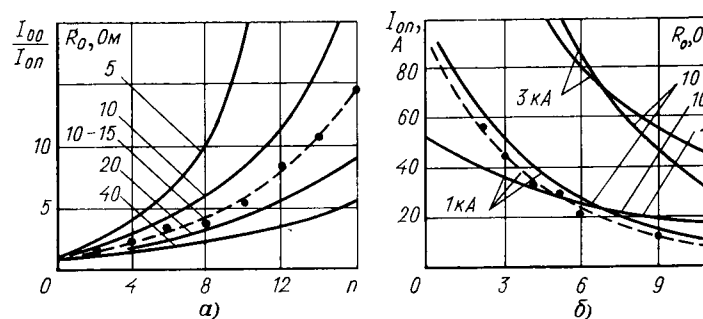


Рис. 1. Расчетные и экспериментальные зависимости, характеризующие распределение тока повреждения по опорам ВЛ с тросом: а — $I_{0n}/I_{00} = f(n, R_0)$; б — $I_{0n} = f(n, R_0, I_3)$

При установке на металлической опоре указатель срабатывает при протекании по ней тока 200 А и более, а при установке на железобетонной опоре — 300 А и более.

При использовании указателей опор с поврежденной изоляцией, имеющих сравнительно большой ток срабатывания (200—300 А), на ВЛ с тросом следует учитывать, что по опоре с поврежденной изоляцией протекает лишь часть тока повреждения I_3 , значение которой при сопротивлении заземления опор порядка 5—15 Ом практически может быть меньше полного тока повреждения в 5—10 раз.

Более эффективными при использовании на ВЛ с тросом являются указатели опор с поврежденной изоляцией селективного действия. В настоящее время известно несколько вариантов указателей селективного действия. К таким устройствам относятся указатели с электромеханическим индикатором, осуществляющие контроль протекания тока по консолям траверс опор, либо осуществляющие дифференциальный контроль составляющих тока повреждения, протекающие выше и ниже этих траверс. Сложность конструкции и сравнительно высокая стоимость таких устройств не позволяет широко использовать их в электрических сетях.

Наиболее простыми указателями селективного действия являются указатели опор с поврежденной изоляцией, реагирующие непосредственно на электрическую дугу перекрытия контролируемой гирлянды изоляторов. К таким устройствам относится указатель перекрытия гирлянды изолятора типа УПГ-1, разработанный Союзтехэнерго совместно с Рижским опытным заводом «Энергоавтоматика». Принцип действия указателя основан на использовании электрода, сгорающего под действием электрической дуги при перекрытии гирлянды изоляторов. Схема указателя представлена на рис. 2. Указатель УПГ-1 содержит реагирующий элемент 1, выполненный из стальной проволоки, муфту 2, для скрепления концов реагирующего элемента и три сигнальных флажка 3.

Указатель устанавливается на шапке ближнего к опоре изолятора гирлянды, как показано на рисунке. При перекрытии гирлянды электрической дугой реагирующий элемент указателя частично сгорает. При этом благодаря упругим свойствам стали реагирующий элемент распрямляется и указатель падает с гирлянды.

Яркие сигнальные флажки позволяют увидеть индикатор на гирлянде с земли или вертолета до 100 метров. Муфта обеспечивает простоту установки и снятия указателя без разборки гирлянды.

Результаты испытаний подтвердили работоспособность и эффективность действия указателей УПГ-1. При использовании для реагирующего элемента стальной проволоки диаметром 1,5 мм указатель надежно срабатывает при токе дугового перекрытия гирлянды, равном 1 кА и выше, при длительности его протекания 0,1 с и более.

На воздушных линиях электропередачи напряжением 110—750 кВ целесообразно использовать простые топографические указатели направлений к месту повреждения, контролирующие протекание составляющих тока повреждения на участках троса.

На базе исследований токораспределения в тросах и опорах ВЛ Союзтехэнерго совместно с МИИСП разработаны принципы выполнения указателей направлений к месту повреждения на линиях с тросом типов УПН-1 и УПН-2 с автоматическим возвратом [5].

Указатель типа УПН-1 (рис. 3, а) предназначен для установки на ВЛ через участки протяженностью 10—15 пролетов. Он содержит преобразователи тока 1ПТ—3ПТ, фазосравнивающие элементы 1ФС—2ФС, элементы фиксации 1ЗФ—2ЗФ, элементы индикации 1ЗИ—2ЗИ и элемент возврата ЭВ. На рисунке показана установка указателя на анкерной опоре, где трос T крепится к опоре через изоляторы И, а заземляется перемычками. Буквами А, В и С обозначены фазы провода линии.

При коротком замыкании на участке линии со стороны преобразователя 1ПТ составляющая тока повреждений в опоре I_0 совпадает по направлению с составляющей

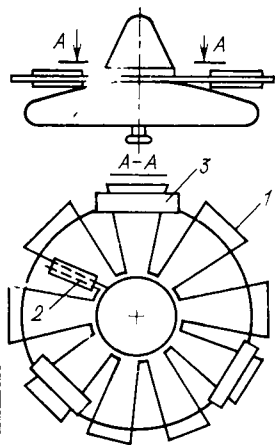


Рис. 2. Указатель повреждений гирлянды изоляторов УПГ-1

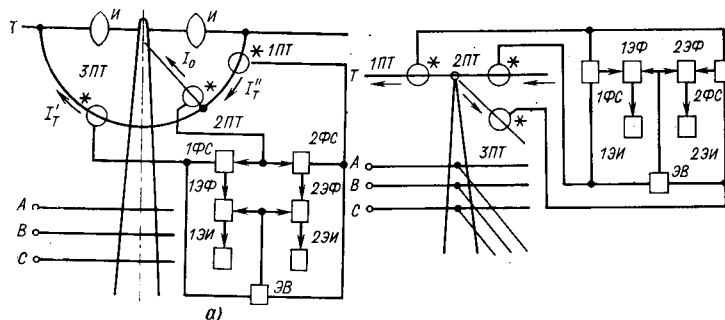


Рис. 3. Варианты указателей направления к месту повреждения для ВЛ с тросом; а — УПН-1; б — УПН-2

тока повреждения I_T'' в ближнем к месту повреждения участке троса. При этом к фазосравнивающему элементу 2ФС от преобразователей 1ПТ и 2ПТ подводятся сигналы, совпадающие по направлению. На выходе фазосравнивающего элемента появляется сигнал, вызывающий срабатывание элемента фиксации 2ЗФ с элементом индикации 2ЗИ, указывающим направление к месту повреждения ВЛ.

При повторных коротких замыканиях и изменении направлений контролируемых токов (совпадении по направлению составляющих I_0 и I_T') элемент фиксации 2ЗФ возвращается в исходное положение, а 1ЗФ фиксирует новое направление к месту повреждения.

Фазосравнивающие элементы могут быть выполнены с использованием опорных диодов, а в качестве элементов фиксации могут быть использованы двухпозиционные реле. Элементами индикации могут быть стационарные (например, звуковые) либо переносные индикаторы, контролирующие состояние элемента фиксации по положению его выходного контакта.

Вариант указателя УПН-2 (рис. 3, б) предназначен для определения направления к месту повреждения на линии с ответвлениями. Указатели устанавливаются на ВЛ в точках ответвлений. Указатели содержат преобразователи тока 1ПТ—3ПТ, включенные в цепи участков троса T , фазосравнивающие элементы фиксации 1ЗФ—2ЗФ, элементы индикации 1ЗИ—2ЗИ и элемент возврата ЭВ. Буквами А, В и С обозначены фазы провода линии.

При коротком замыкании на участке линии, контролируемом преобразователями 2ПТ и 3ПТ, срабатывает соответствующий элемент фиксации 1ЗФ и 2ЗФ. При повреждении участка линии до ответвления срабатывают элементы фиксации 1ЗФ и 2ЗФ.

Результаты исследований и полевых испытаний [3], показывают, что составляющие тока замыкания на реальных ВЛ снижаются до 5 А в опоре и 20—30 А в тросе практически через 15—30 пролетов от места замыкания. Для эффективного применения указателей типа УПН-1 должны реагировать на значения тока соответственно порядка 25 А в тросе и 5 А в опоре. При этом контролируемые указателями участки линии превышают по протяженности участки, выделяемые дистанционными средствами ОМП, что обеспечивает правильность действия указателей во всех режимах работы линии. Указатели модификации УПН-2, реагирующие на вынужденную составляющую тока в тросе ВЛ, могут практически не иметь ограничений по длине контролируемого ответвления линии.

Комплексное использование дистанционных и топографических средств ОМП на ВЛ 110 кВ и выше позволит сократить до минимума поиск мест повреждения на ВЛ и обеспечить повышение надежности электроснабжения потребителей.

Список литературы

1. Шалыт Г. М. Определение мест повреждений линии электропередачи импульсными методами. — М.: Энергия, 1968.
2. Борухман В. А., Кудрявцев А. А., Кузнецов А. П. Устройство для определения мест повреждений на воздушных линиях электропередачи 6—750 кВ. — М.: Энергия, 1980.
3. Селивахи А. И., Кузнецов А. П. Исследование токораспределения в тросах и опорах воздушных линий электропередачи. — Сб. научн. трудов МИИСП, т. XV, вып. 5, 1978.
4. Марголин Н. Ф. Токи в земле. — М.: Госэнергоиздат, 1947.
5. Будзко И. А., Кузнецов А. П. Устройство для определения опор и участков линий электропередачи с поврежденной изоляцией. — Сб. научн. трудов МИИСП, т. XV, вып. 5, 1978.

Эффективность введения «летнего времени» для Московской энергосистемы

МАКОКЛЮЕВ Б. И., ВОРОНКОВ В. Н., ЛОГИНОВА Л. В., инженеры

Москва

Большой размах строительства жилых и общественных зданий, промышленных предприятий и сооружений приводит к увеличению потребности электроэнергии на освещение. На нужды электроосвещения общественных зданий, жилищ, улиц расходуется более 4 % общего электропотребления в стране. Растут также удельные расходы на электрическое освещение. Так, в 1960 г. на одного городского жителя расходовалось 137 кВт·ч, в 1980 уже 378 кВт·ч. [1].

Вместе с тем, выбор оптимального периода активной деятельности человека с максимальным использованием светлой части суток позволяет сократить расход электроэнергии для нужд освещения, сгладить пик потребления электроэнергии в вечерние часы. Вопрос о целесообразности сдвига стрелки часов на летний период не раз поднимался в печати. В статьях на эту тему приводились цифры возможной экономии электроэнергии на освещение [1 и 2].

Целесообразность передвижения времени на летний период подтверждается опытом многих зарубежных стран. «Летнее время» введено в 50 странах мира, включая 16 европейских. В ФРГ, например, за счет сдвига стрелки в 1980 г. было сэкономлено 500 млн. кВт·ч электроэнергии, что составляет 1,3 % потребления на освещение и около 0,2 % годового электропотребления по стране. Аналогичная величина (0,25 % годового потребления) экономии электроэнергии была получена в Швейцарии [3].

В 1981 г. подобное передвижение времени было проведено в СССР: с 1 апреля по 30 сентября часовая стрелка была переведена на 1 ч. вперед. По истечении этого периода возникла задача оценки эффективности данного мероприятия. Одним из основных вопросов определения эффективности установления порядка исчисления времени является оценка его влияния на экономию топливно-энергетических ресурсов. В настоящей статье предложена методика оценки эффективности введения «летнего времени». Согласно этой методике произведена оценка экономии электроэнергии за летний период по Московской энергетической системе и проведен анализ влияния указанного мероприятия на графики электропотребления Мосэнерго.

В основу методики положено сопоставление приведенных среднемесячных графиков нагрузки электропотребления за несколько лет. Среднемесячные графики нагрузки представляют собой средние за месяц суточные графики нагрузки электропотребления для характерных дней недели — понедельников, рабочих дней, суббот и воскресений. Из рассмотрения исключаются так называемые нерегулярные дни, т. е. пред-после- и праздничные дни. Сравнение графиков исследуемого периода — среднемесячных графиков апреля, мая, июня, июля, августа и сентября 1981 г. — производится с графиками аналогичного периода за пять предыдущих лет: с 1976 по 1980 гг.

В дальнейшем среднемесячные графики характерных дней будем именовать суточными графиками и рассматривать один из четырех характерных типов дней. Для сопоставления суточных графиков различных лет из них необходимо исключить естественный рост нагрузок. Для этого приведем их к относительно виду.

Ординаты суточных графиков приводим к сумме тех ординат суточного графика, на которые изменение освещенности вследствие сдвига времени не оказывает влияния. Таковыми являются ординаты дневного провала суточного графика:

$$P_{\Sigma}(K) = \sum_{j=m}^l P_j(K); \quad (1)$$

$$P_i^*(K) = \frac{P_i(K)}{P_{\Sigma}(K)}, \quad (2)$$

где $P_j(K)$ — фактические ординаты суточного графика; $P_{\Sigma}(K)$ — сумма ординат дневного провала графика; $P_i^*(K)$ — приведенные ординаты суточного графика; $i=1-24$ — часы суточного графика; $K=1-6$ — номер года в порядке возрастания, начиная с 1976 г.; m — начальный час дневного провала графика; l — конечный час дневного провала графика.

Сначала рассмотрим приведенные графики лет, предшествующих 1981 г. Полагаем естественный прирост одинаковым для всех часов суток. Тогда

$$\frac{P_i(1)}{P_{\Sigma}(1)} = \frac{P_i(2)}{P_{\Sigma}(2)} = \dots = \frac{P_i(K)}{P_{\Sigma}(K)}$$

или

$$P_i^*(1) = P_i^*(2) = \dots = P_i^*(K),$$

где $K=1 \div 5$.

Поскольку на ординату суточного графика оказывают влияние случайные факторы, приведенные ординаты суточных графиков (4) за пять лет будем характеризовать среднелетним суточным графиком:

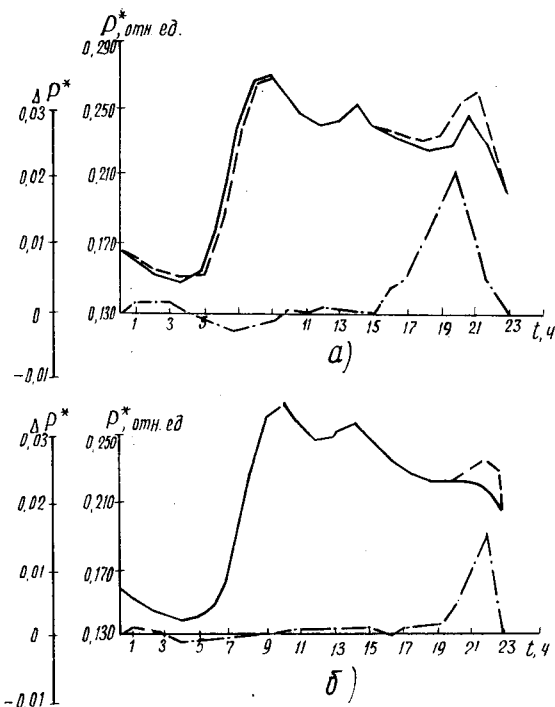
$$\bar{P}^* = \frac{1}{s} \sum_{k=1}^s P^*(K),$$

где $\bar{P}^*$ — ординаты среднелетнего приведенного графика; s — количество рассматриваемых лет (в данном случае 5) и средним квадратическим отклонением

$$\sigma_i = \sqrt{\frac{1}{s-1} \sum_{k=1}^s (\bar{P}_i^* - P_i^*(K))^2}.$$

В 1981 г. из ординат суточного графика исключается составляющая, определяемая изменением освещенности вследствие сдвига времени. Эта составляющая не оказывает влияния на сумму ординат дневного провала суточного графика. Если добавить эту составляющую к фактической ординате суточного графика 1981 г., учитывая (3), (4) и (5), получим:

$$\frac{P_i(6) + \Delta P_i(6)}{P_{\Sigma}(6)} = \bar{P}_i^*.$$



Приведенные графики нагрузки рабочих дней апреля (а) июня (б); ———— среднелетние графики; ———— графики 1981 г.; - - - - - отклонения графиков 1981 от среднелетних

где $\Delta P_i(6)$ — составляющие, определяемые сдвигом времени;
 $P_i(6)$ — фактические ординаты суточного графика 1981 г.
 Из (7) имеем:

$$\Delta P_i^*(6) = \bar{P}_i - P_i^*(6). \quad (8)$$

Если величина $|\Delta P_i^*(6)|$ не превысит среднего квадратического отклонения (6), $\Delta P_i^*(6)$ считается случайным выбросом и не учитывается при оценке эффективности. Определив таким образом величины значимых отклонений графика 1981 г. от среднееголетнего для всех часовых точек, можно найти суммарный эффект сдвига времени для данного типа суток в относительных единицах:

$$\Delta \mathcal{E}^* = \sum_{j=1}^M \Delta P_j^*(6) \Delta t, \quad (9)$$

где M — количество значимых отклонений $\Delta P_i^*(6)$; Δt — дискретность суточного графика нагрузки.

В именованных единицах:

$$\Delta \mathcal{E}' = P_{\Sigma}(6) \Delta \mathcal{E}^*. \quad (10)$$

Общий эффект для всех дней данного типа в месяце

$$\Delta \mathcal{E} = \Delta \mathcal{E}' N, \quad (11)$$

где N — количество дней данного типа в месяце.

Общий итог для месяца:

$$\Delta \mathcal{E}_{\text{мес.}} = \Delta \mathcal{E}_{\text{понед.}} + \Delta \mathcal{E}_{\text{раб.дн.}} + \Delta \mathcal{E}_{\text{субб.}} + \Delta \mathcal{E}_{\text{воскр.}} \quad (12)$$

Согласно описанной методике на языке ФОРТРАН была составлена программа определения эффективности «летнего времени». Расчеты проводились на базе ретроспективных архивов комплекса программ прогнозирования графиков нагрузки энергосистемы.

Для проверки алгоритмов были сопоставлены графики нагрузки за март. Полученный весьма незначительный эффект подтверждает правильность методики. Результаты вычислений по шести месяцам «летнего времени» приведены ниже

Месяц	Апрель	Май	Июнь	Июль	Август	Сентябрь
$\Delta \mathcal{E}_{\text{мес.}}$, млн. кВт·ч	52	33	23	22	31	43

♦♦♦♦♦♦♦♦♦♦

УДК 621.314.6:537.312.62.001.57

Экспериментальная модель сверхпроводящего преобразователя на ток 1000 А

ИГНАТОВ В. Е., КУЗЬМИН А. В., СКОБАРИХИН Ю. В.

ЭНИИ им. Г. М. Кржижановского

Сверхпроводящие преобразователи в энергетике на данном уровне развития техники ориентированы [1] в первую очередь на системы питания сверхпроводящих магнитов в крупных энергетических установках. Сверхпроводящие магнитные системы с питанием через сверхпроводящий преобразователь объединяют в себе преимущества обычных электромагнитов (высокие плотности энергии магнитного поля и его регулирование) с преимуществами постоянных магнитов (длительная работа без затрат электрической энергии на поддержание постоянного магнитного поля). Основной целью создания систем питания сверхпроводящих магнитов на основе сверхпроводящих преобразователей является сокращение затрат электрической энергии на поддержание постоянного магнитного поля.

Затраты энергии на поддержание постоянного магнитного поля $\Delta W = \Delta P t_{\text{экспл.}}$, где ΔP — средняя мощность затрат энергии; $t_{\text{экспл.}}$ — длительность эксплуатации. Например, для турбогенераторов средняя мощность затрат энергии ΔP на поддержание постоянного магнитного поля возбуждения ротора характеризуется мощностью системы возбуждения, которая, как известно, составляет около 0,5 % полной мощности турбогенератора. Используя эту цифру при расчетной длительности эксплуатации турбогенератора ($t_{\text{экспл.}} = 6500$ ч) в течение года, можно увидеть, что затраты энергии на поддержание постоян-

ного магнитного поля, например, для турбогенераторов мощностью 500 МВт составляют более 1,5 млн. кВт·ч.

Аналогичное применение сверхпроводящих преобразователей могут найти в системах питания сверхпроводящих обмоток возбуждения МГД-генераторов, униполярных машин и двигателей постоянного тока, а также в сверхпроводящих индуктивных накопителях и магнитных сепараторах.

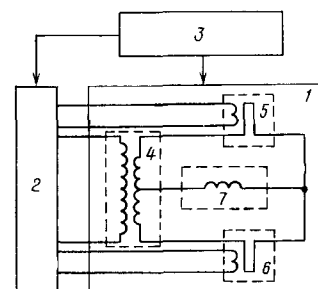
В рассматриваемых крупных энергетических установках при индукции магнитного поля 5 Тл плотность запасенной энергии составляет 10^7 Дж/м³, а ток — от 1 до 10 кА. При допустимой по условиям эксплуатации продолжительности процесса ввода энергии в сверхпроводящую магнитную систему требуемая мощность сверхпроводящего преобразователя ориентировочно должна составлять от нескольких ватт до 1 кВт.

Рис. 1. Схема экспериментальной модели сверхпроводящего преобразователя

Список литературы

1. Ахмедов Р. Б. Экономия электроэнергии на освещение за счет рационального использования светлой части суток. — Электрические станции, 1980, № 8.
2. Гладиллин Е. В. Экономия электроэнергии на освещение за счет сдвига времени на 1 час вперед. — Электрические станции, 1970, № 7.
3. Bouillon H. Spareffekt minimal. Auswirkungen der Sommerzeit auf Energieverbrauch. — Umschau in Wissenschaft und Technik, 1982, Bd 81, № 19.

[30.09.82]



В настоящее время предложен ряд вариантов систем питания сверхпроводящих магнитов. Одним из наиболее перспективных представляется сверхпроводящий преобразователь на базе криотронов, обладающий весьма высокой эффективностью и обеспечивающий наиболее интенсивный ввод энергии в индуктивность. В данной статье рассматривается экспериментальная модель сверхпроводящего преобразователя, работающего на сверхпроводящую индуктивную нагрузку.

Принципиальная схема экспериментальной модели представлена на рис. 1. Она состоит из криотронного преобразователя 1, системы питания и управления 2; системы измерения и контроля 3.

Криотронный преобразователь изготовлен по двухполупериодной схеме со средней точкой и содержит сверхпроводящий (СП) трансформатор 4 соленоидального типа без ферромагнитного сердечника и два магнитоуправляемых криотрона 5 и 6 с клапанами из фольги Pb 2,27 % Sb толщиной 20 мкм. Сопротивление клапана в резистивном состоянии при 4,2 К равно $1,26 \cdot 10^{-3}$ Ом. Обмотка управления криотрона выполнена из провода Nb—Ti диаметром 0,33 мм и имеет индуктивность 0,0202 Гн. Масса криотрона 0,35 кг.

Первичная обмотка СП-трансформатора выполнена из провода Nb—Ti диаметром 0,33 мм и имеет 3120 витков, ее индуктивность 0,089 Гн. Вторичная обмотка СП-трансформатора выполнена из фольги Nb₃Sn, стабилизированной медью, и состоит из двух последовательно соединенных полуобмоток по три витка каждая, индуктивность полуобмотки $0,187 \cdot 10^{-6}$ Гн. Коэффициент магнитной связи между первичной и вторичной обмотками трансформатора составляет 0,793.

К выходу криотронного преобразователя подсоединен СП-магнит 7. Обмотка СП-магнита выполнена из двух параллельных шин из Nb—Zr в медной матрице и имеет 266 витков, ее индуктивность $1,53 \cdot 10^{-3}$ Гн. Магнит имеет массу 18 кг и следующие габариты: высота 0,24 м; внешний диаметр 0,125 м; внутренний диаметр 0,054 м.

Элементы криотронного преобразователя защищены сверхпроводящими экранами от магнитных полей рассеяния, создаваемых СП-магнитом.

Криотронный преобразователь со сверхпроводящим магнитом размещался в гелиевом криостате КГ-15/150. Суммарное сечение тоководов к первичной обмотке СП-трансформатора и обмоткам управления криотронов составило $1,15 \text{ мм}^2$.

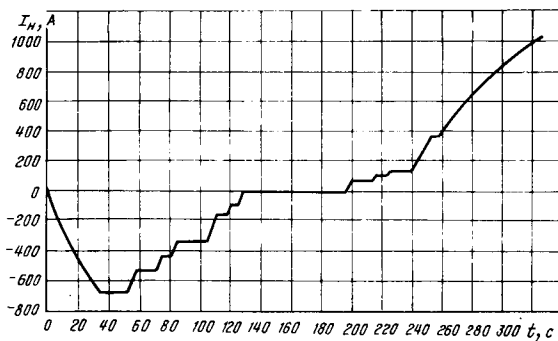


Рис. 2. Экспериментальные зависимости тока СП-магнита $I_H(t)$ при работе сверхпроводящего преобразователя в различных режимах

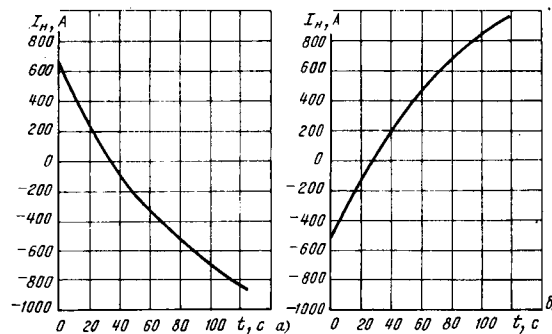


Рис. 3. Экспериментальные кривые реверса тока в обмотке СП-магнита

Система питания и управления 2 обеспечивала работу криотронного преобразователя в режимах ввода и вывода энергии. В качестве устройства питания первичной обмотки СП-трансформатора применялся электромашинный преобразователь с регулируемой частотой. Устройство управления обеспечивало жесткую синхронизацию импульсов тока в обмотках управления криотронов, оно позволяло регулировать ширину этих импульсов и фазовые сдвиги между токами управляющих обмоток и током первичной обмотки СП-трансформатора в диапазоне от 0 до 180° .

Система измерения и контроля 3 позволяла контролировать ток в обмотке СП-магнита путем измерения напряженности магнитного поля в центре магнита с помощью двух датчиков Холла типа ПХЭ, а также температуру в различных точках внутренней полости гелиевого криостата посредством специальных термодатчиков. Для наблюдения и измерения токов первичной обмотки СП-трансформатора и токов обмоток управления криотронов применялись шунты, а для измерения напряжений на элементах криотронного преобразователя — потенциальные зонды.

Принцип работы сверхпроводящего преобразователя описан в [2].

На лабораторной модели сверхпроводящего преобразователя проведен ряд экспериментов, в процессе которых были реализованы режимы закачки и вывода энергии из СП-магнита, а также режим «замороженного» потока. Были сняты характеристики СП-преобразователя при изменении параметров на входе криотронного преобразователя, при этом была выявлена высокая стабильность выходных характеристик СП-преобразователя и четкая функциональная зависимость их от входных параметров. Диапазону устойчивой работы СП-преобразователя соответствовали следующие параметры: амплитуда тока первичной обмотки СП-трансформатора 3—7 А; рабочая частота преобразователя 5—20 Гц. Экспериментальные зависимости тока СП-магнита $I_H(t)$ с точностью, не превышающей 10 %, соответствовали расчетным характеристикам.

В процессе закачки тока в СП-магнит был достигнут ток 1020 А (см. рис. 2), при этом индукция магнитного поля в центре магнита составляла 1,33 Тл, а запасенная энергия — 796 Дж.

Интенсивность процессов ввода и вывода энергии также функционально связана с входными параметрами криотронного преобразователя. Максимальная в экспериментах скорость закачки тока в СП-магнит достигала 26,4 А/с.

В экспериментах при одних и тех же параметрах на входе криотронного преобразователя процесс ведомого сетью вывода энергии из СП-магнита происходил примерно в 1,5 раза более интенсивно, чем процесс закачки энергии.

Режим «замороженного» потока осуществлялся простым отключением системы питания и управления при заданном токе в СП-магните. При этом режиме ток циркулировал в короткозамкнутом сверхпроводящем контуре, образованном обмоткой СП-магнита, клапанами криотронов и вторичной обмоткой СП-трансформатора, в течение 15 ч. В экспериментах были определены: постоянная времени затухания тока в контуре обмотки СП-магнита, равная 10^6 с, и суммарное активное сопротивление контактных соединений криотронного преобразователя $1,6 \times 10^{-9}$ Ом.

Аналогичные СП-преобразователи разрабатываются в настоящее время во многих странах мира [3]. По основным энергетическим параметрам, таким как пределы закачиваемых токов и энергии в индуктивную нагрузку, а также интенсивность их ввода (вывода), рассмотренная экспериментальная модель сверхпроводящего преобразователя близка к лучшим зарубежным разработкам.

На рис. 2 и 3 приведены экспериментальные зависимости тока СП-магнита $I_H(t)$ в различных режимах работы сверхпроводящего преобразователя, зафиксированные с помощью самопишущего прибора. Экспериментальная модель позволяет производить закачку тока в СП-магнит в различных направлениях (условно в положительном и отрицательном), а также производить реверсирование тока сверхпроводящего магнита в произвольно выбранный момент времени.

Список литературы

1. Игнатов В. Е., Лутидзе Ш. И., Скобарихин Ю. В. Сверхпроводящие преобразователи на основе энергетических криотронов. — Электричество, 1982, № 4.
2. Игнатов В. Е., Ковальков Г. А., Москвитин А. И. Сверхпроводящие преобразователи, выпрямители и выключатели энергетического назначения. — М.: Изд. Информэнерго, 1974.
3. Fully superconducting rectifiers and flux pumps. — Cryogenics, 1981, № 4,5.

[14.09.82]

Уточнение телеграфных уравнений для расчета электромагнитной связи между непараллельными воздушными линиями

МАТВЕЕВ В. Ф.

В энергетике и проводной связи распространение токов и напряжений по многопроводным линиям описывают обычно с помощью телеграфных уравнений. Они выводятся из уравнений электромагнитного поля при некоторых упрощающих предположениях, одним из которых является предположение о параллельности проводов линий. В практике часто приходится рассматривать электромагнитное влияние между непараллельными, сближающимися под углом или пересекающимися линиями. Затруднения, возникающие при этом, обходят обычно, заменяя непараллельное сближение ступенчатым [1]. На каждой ступеньке провода оказываются параллельными друг другу, и к ним уже применяют телеграфные уравнения как к отрезкам параллельных проводов протяженных линий. Длина линий на участке замещения непараллельного сближения ступенчатым оказывается одинаковой, равной длине проекции одной линии на направление другой. Для пересекающихся линий рекомендуется [2] участок пересечения исключать из рассмотрения и учитывать лишь непараллельные участки, примыкающие к пересечению.

Недостатки указанных расчетных приемов очевидны. Это, прежде всего, несоответствие условий применения и вывода уравнений. При выводе телеграфных уравнений радиальные составляющие электрических полей не учитываются, так как их проекции на направление проводов равны нулю. Применяются же они к непараллельным проводам, для которых проекции радиальных составляющих полей на направления проводов всегда отличны от нуля. В предельном случае, при углах сближения или пересечения, близких к $\pi/2$, взаимная электромагнитная связь между проводами будет определяться преимущественно радиальными составляющими полей. Кроме того, при больших углах пересечения реальная длина линий, заменяемой ступенчатой, будет существенно больше, чем длина ее проекции, поэтому деформация волн тока и напряжения, распространяющихся по такому участку, в действительности будет осуществляться иначе, чем в модели.

Настоящая статья имеет своей целью уточнить указанные приближенные расчетные методы путем вывода новых уравнений, учитывающих непараллельное расположение проводов линий.

Рассмотрим электрическое поле двух однопроводных, протяженных, пересекающихся линий, параллельных плоской поверхности однородной земли. Расположим систему координат таким образом, чтобы влияющая линия оказалась параллельной координатной оси x (см. рисунок). Угол между положительными направлениями проводов обозначим буквой α . Нас будут интересовать составляющие напряженности электрических полей в точке B на поверхности провода 2. В соответствии с обычно применяемым при построении уравнений приближением [3], будем пренебрегать эффектом близости в проводах и определять результирующее поле как сумму полей первого и второго провода. Пусть точка B будет удалена от концов линий на расстоянии, при которых искажением поля от концов проводов можно пренебречь. При этих условиях декартовы составляющие электрического поля провода 1 в точке B на поверхности провода 2 можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} E_x(B) &= K_{21}(B) \frac{\partial^2 I_1}{\partial x^2} - F_{21}(B) I_1; \\ E_y(B) &= \frac{\partial}{\partial y} \left[K_{21}(B) \frac{\partial I_1}{\partial x} \right], \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\text{где } K_{21}(B) = \frac{60}{jK_1} \ln \frac{D_{AB}}{d_{AB}} = \frac{1}{j\omega 2\pi\epsilon_0} \ln \frac{D_{AB}}{d_{AB}};$$

$$F_{21}(B) = -K_1^2 K_{21}(B) + jK_1 120\rho = \frac{j\omega}{2\pi\epsilon_0 c^2} \times \ln \frac{D_{AB}}{d_{AB}} + \frac{j\omega}{\pi\epsilon_0 c} \rho;$$

ρ — интеграл Карсона; K_1 — волновое число воздуха; I_1 — ток в проводе 1 в сечении A ; c — скорость света в вакууме.

Представление $E_x(B)$ и $E_y(B)$ в виде (1) может быть получено из [3] или [4] путем несложных преобразований. Составляющую электрического поля провода 1, направленную вдоль провода 2 в точке B , можно представить в виде суммы проекций декартовых составляющих на напряжение S (направление провода 2):

$$\begin{aligned} E_{21}(B) &= \cos \alpha E_x(B) + \sin \alpha E_y(B) = \\ &= \cos \alpha K_{21}(B) \frac{\partial^2}{\partial x^2} I_1 - \cos \alpha F_{21}(B) I_1 + \sin \alpha \frac{\partial}{\partial y} \times \\ &\quad \times \left[K_{21}(B) \frac{\partial}{\partial x} I_1 \right]. \end{aligned} \quad (2)$$

Так как производная от скалярной функции Φ по направлению S

$$\frac{d\Phi}{dS} = \cos \alpha \frac{\partial \Phi}{\partial x} + \sin \alpha \frac{\partial \Phi}{\partial y},$$

то (2) можно представить в следующем виде:

$$E_{21}(B) = \frac{d}{dS} \left[K_{21}(B) \frac{\partial}{\partial x} I_1 \right] - \cos \alpha F_{21}(B) I_1. \quad (3)$$

В этой же точке на проводе 2 существует продольная составляющая электрического поля от собственного тока I_2 :

$$E_{22} = K_{22} \frac{\partial^2}{\partial S^2} I_2 - F_{22} I_2 \quad (4)$$

(для K_{22} и F_{22} $D_{AB} = 2h_2$, а $d_{AB} = r_2$, r_2 — радиус провода 2).

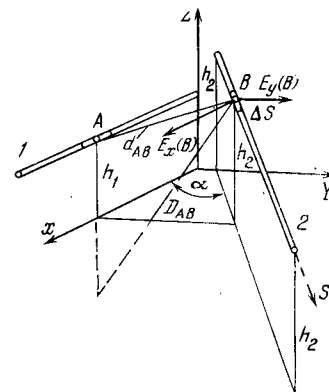
Суммарная продольная составляющая в точке B

$$\begin{aligned} E_2(B) &= E_{22} + E_{21}(B) = K_{22} \frac{\partial^2 I_2}{\partial S^2} - F_{22} I_2 + \frac{d}{dS} \times \\ &\quad \times \left[K_{21}(B) \frac{\partial}{\partial x} I_1 \right] - \cos \alpha F_{21}(B) I_1. \end{aligned} \quad (5)$$

В установившемся режиме продольная составляющая электрического поля на поверхности малого единичного отрезка провода, включающего в себя точку B , должна удовлетворять равенству

$$E_2(B) = Z_{вн2} I_2,$$

где $Z_{вн2}$ — внутреннее сопротивление провода 2.



Используя это граничное условие, перепишем (5):

$$0 = K_{22} \frac{\partial^2}{\partial S^2} I_2 - Z_{22} I_2 + \frac{\partial}{\partial S} \left[K_{21}(B) \frac{\partial}{\partial x} I_1 \right] - \cos \alpha Z_{21}(B) I_1, \quad (6)$$

где $Z_{22} = Z_{22H} + F_{22}$; $Z_{21}(B) = F_{21}(B)$.

В соответствии с применяемым обычно при исследовании влияний допущением будем считать, что провод 2 не оказывает влияния на провод 1. Тогда для провода 1 можно сразу записать

$$0 = K_{11} \frac{\partial^2}{\partial x^2} I_1 - Z_{11} I_1, \quad (7)$$

где $Z_{11} = Z_{11H} + F_{11}$.

Вводя произвольные, скалярные, дифференцируемые функции u_1 и u_2 , представляем (6) и (7) системой уравнений первого порядка:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{\partial u_1}{\partial x} &= Z_{11} I_1; & -K_{11} \frac{\partial I_1}{\partial x} &= u_1; \\ -\frac{\partial u_2}{\partial S} &= Z_{22} I_2 + \cos \alpha Z_{21}(B) I_1; & -K_{21}(B) \frac{\partial I_1}{\partial x} - & \\ & & -K_{22} \frac{\partial I_2}{\partial S} &= u_2. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Из вторых уравнений системы (8) следует, что u_1 и u_2 представляют собой абсолютные потенциалы проводов в точках А и В. Действительно, так как

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - \text{grad } U, \quad (9)$$

то, приравняв правые части первого уравнения (1) и соответствующую компоненту (9) и учитывая при этом, что $F_{21}(B)I_1 = j\omega A_x$ [5] можем записать

$$\text{grad}_x u = K_{21}(B) \frac{\partial^2 I_1}{\partial x^2}.$$

Следовательно, абсолютный потенциал точки В в поле провода 1

$$u_{21} = -K_{21}(B) \frac{\partial I_1}{\partial x}.$$

Очевидно, что потенциал точки В в поле второго провода

$$u_{22} = -K_{22}(B) \frac{\partial I_2}{\partial S}.$$

Сумма этих частных потенциалов определит результирующий потенциал точки В в поле двух проводов или напряжение провода относительно поверхности земли, потенциал которой принят равным нулю. Решая вторые уравнения в системе (8) относительно производных от токов, запишем окончательно для провода 2:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{du_2}{dS} &= \cos \alpha Z_{21}(B) I_1 + Z_{22} I_2; \\ -\frac{dI_2}{dS} &= Y_{21}(B) u_1 + Y_{22} u_2, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где $Y_{21}(B) = -\frac{K_{21}(B)}{K_{11}K_{22}}$; $Y_{22} = \frac{1}{K_{22}}$.

Уравнения (10) описывают изменение токов и напряжений в проводе, расположенном произвольно по отношению к влияющему проводу. При $\alpha=0$ они совпадают с уравнениями, описывающими влияние между параллельными проводами. Коэффициенты полученных уравнений являются непрерывными функциями расстояния между проводами и угла, образованного между их направлениями. При $\alpha=\pi/2$ уравнения (10) не становятся независимыми от уравнений влияющей линии, так как $Y_{21}(B)$ не обращается в нуль. Эта особенность уравнений объясняет факт существования влияния между проводами, пересекающимися под прямыми углами.

Обобщение приведенной схемы построения уравнений на случай непараллельного сближения многопроводных линий не встречает принципиальных затруднений. Решение неоднородных уравнений (10) может быть получено заменой непрерывного

сближения кусочно-непрерывным, когда на малых отрезках провода, подверженного влиянию, $Z_{21}(B)$ и $Y_{21}(B)$ считаются неизменными. Теперь применение такого приема не вызывает возражения, так как уравнения (10) учитывают радиальные составляющие напряженности электрического поля влияющей линии и реальную длину линии, подверженной влиянию. Уменьшая длину и увеличивая число таких отрезков на участке сближения, можно получить решение (10) с заданной точностью.

Для количественной оценки уточнения, получаемого при применении уравнений вида (10) для определения электромагнитного влияния между непараллельными воздушными линиями, были проведены сравнительные расчеты. Определалось влияние между пересекающимися однопроводными воздушными линиями. Для упрощения расчетов предполагалось, что линии нагружены по концам на свои волновые сопротивления. Высота подвеса проводов для первой линии принималась равной 20 м для второй линии — 5 м. Соответственно радиусы проводов принимались равными $r_1=15 \cdot 10^{-3}$ м, $r_2=2,5 \cdot 10^{-3}$ м. Проводимость земли считалась равной 0,5 Сим/м. Вычислялись напряжения провода линии, подверженной влиянию, в начале и конце участка сближения длиной 200 м (100 м в каждую сторону от точки пересечения). Вторая линия на участке пересечения разбивалась на 20 отрезков длиной по 10 м. Так как $Z_{21}(B)$ и $Y_{21}(B)$ на длине каждого отрезка меняются незначительно, то их изменением на этих отрезках в расчете пренебрегали. Считали, что они равны параметрам единицы длины провода в середине элементарного отрезка. Решение (10) для одного, например, первого, примыкающего к началу координат, отрезка пересечения (см. рисунок), выполнялось следующим образом. Так как

$u_1 = U_{01} e^{-\gamma_1 x}$ и $I_1 = I_{01} e^{-\gamma_1 x}$, а $x = S \cos \alpha$ (см. рис.), то изменение u_1 и I_1 вдоль оси S можно представить как

$$u_1 = U_{01} e^{-\gamma_1 \cos \alpha S}; \quad I_1 = I_{01} e^{-\gamma_1 \cos \alpha S}.$$

Следовательно, входящие в (10) свободные члены имеют вид экспоненциальной функции, и поэтому частные решения (10) можно искать в виде

$$N_1 = Ae^{-\gamma_1 \cos \alpha S}; \quad N_2 = Be^{-\gamma_1 \cos \alpha S}. \quad (11)$$

Подставляя (11) в (10) и решая полученную таким образом систему линейных относительно А и В уравнений, находим их значения. Затем частные решения подставляем в общее решение (10), определяем постоянные интегрирования и выражаем напряжение и ток в начале отрезка через напряжение и ток в его конце. Используя граничные условия в начале и конце отрезка

$$u_{2H} = -Z_{2B} I_{2H}, \quad u_{2K} = Z_{2B} I_{2K},$$

находим напряжение помех в начале и конце всего участка пересечения при воздействии вынуждающих сил только на один отрезок линии.

Суммируя напряжения от поочередного воздействия вынуждающих сил на все отрезки линии, находим результирующее напряжение в начале и конце участка пересечения линий

$$\left. \begin{aligned} u_{2H} &= M_1 \sum_{i=1}^n (Z_{2B} Y_{21}(i) u_{1H}(i) - \cos \alpha Z_{21}(i) I_{1H}(i)) \times \\ &\quad \times e^{-\gamma_2(i-1)l}; \\ u_{2K} &= M_2 \sum_{i=1}^n (Z_{2B} Y_{21}(i) u_{1H}(i) + \cos \alpha Z_{21}(i) I_{1H}(i)) \times \\ &\quad \times e^{-\gamma_2(n-i)l}, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

$$\text{где } M_1 = -\frac{1}{2} \frac{1 - e^{-(\cos \alpha \gamma_1 + \gamma_2)l}}{\cos \alpha \gamma_1 + \gamma_2} \approx -\frac{1}{2} l; \quad M_2 = -\frac{1}{2} \frac{e^{-\gamma_2 l} - e^{-\cos \alpha \gamma_1 l}}{\cos \alpha \gamma_1 - \gamma_2} \approx -\frac{1}{2} l;$$

$$U_{1H}(i) = U_{01} e^{-\gamma_1 \cos \alpha (i-1)l}; \quad I_{1H}(i) = I_{01} e^{-\gamma_1 \cos \alpha (i-1)l};$$

u_{2H} и u_{2K} — напряжение провода второй линии по отношению к земле в начале и конце участка пересечения; U_{01} и I_{01} — влияющие напряжения и токи в начале участка сближения; γ_1 и γ_2 — соответственно постоянные распространения по первой и второй линиям.

Угол между линиями, град.	Напряжение и фазовый угол в начале линии при частоте														
	0,05 кГц			0,8 кГц			40 кГц			150 кГц			300 кГц		
	u_1	u_2	u_3	u_1	u_2	u_3	u_1	u_2	u_3	u_1	u_2	u_3	u_1	u_2	u_3
60	0,6	0,5	0,4	4,7	3,9	2,6	133	93	49	406	254	152	674	530	278
	4,3*	4,3*		4,3*	4,2*		4,4*	4,4*		4,2*	4,1*		3,8*	3,6*	
	0,4	0,3		2,9	1,8		98	44		304	—		541	230	
75	4,3*	4,3*	0,2	4,4*	4,2*	1,3	4,5*	4,4*	23	4,2*	47	76	3,9*	3,9*	131
	0,2	0,1		2,0	0,6		7,9	15		252			46,6	81	
	4,3*	4,3*		4,5*	4,3*		4,5*	4,4*		4,2*	4,3*		4,0*	4,0*	
85	4,3*	4,3*	0,1	4,5*	4,3*	0,4	4,5*	4,4*	8	4,2*	4,3*	24	4,0*	4,0*	44
	4,3*	4,3*		4,5*	4,3*		4,5*	4,4*		4,2*	4,3*		4,0*	4,0*	
	4,3*	4,3*		4,5*	4,3*		4,5*	4,4*		4,2*	4,3*		4,0*	4,0*	

Примечания. 1. Фазовый угол (отмечен звездочкой) для напряжений U приводится в радианах; 2. u_1 — значения, подсчитанные по уточненному методу; u_2 — значения, подсчитанные по модели ступенчатой линии; u_3 — значения, подсчитанные по приближенному методу [2]; все значения u_1 — u_3 даны в вольтах. 3. Влияющий ток принят равным 100 А, напряжение $u_{01} = Z_{1B} I_{01}$.

В таблице приведены результаты расчетов по приближенной методике [1], т. е. при замене пересечения ступенчатой линией (путем решения обычных телеграфных уравнений), по уточненному методу, основанному на решении (10), т. е. по уравнениям (12), а также по приближенному методу [2].

Как видно из таблицы, результаты расчета по приближенным и уточненному методу существенно расходятся, причем с ростом частоты и угла пересечения это расхождение увеличивается до 10 раз. Оно обусловлено тем, что в уточненном методе взаимная проводимость между отрезками проводов не зависит от угла сближения. Поэтому с ростом частоты и угла сближения электрическая составляющая влияния становится существенно больше магнитной составляющей влияния.

Представлялось интересным проверить экспериментально отмеченную особенность уточненного метода. С этой целью был поставлен эксперимент, в котором в качестве влияющей линии использовалась двухпроводная линия связи. Оба провода этой линии объединялись между собой по концам. Между объединенными проводами и землей в начале линии включался генератор. В конце линии между проводами и землей включался резистор с сопротивлением, близким к характеристическому. Вблизи линии в воздухе помещался горизонтальный отрезок провода (антенна) длиной 10 м. Его середина соединялась вертикальным отрезком провода с одиночным штыревым заземлителем. Измерялся ток, протекающий в этом отрезке провода. Он определялся преимущественно емкостной связью между влияющей линией и антенной. В ходе измерений она поворачивалась вокруг вертикального провода так, что угол взаимного расположения антенны и линии менялся от нуля до 90°. Так как при этом влияющее напряжение оставалось неизменным, то изменение тока в вертикальном отрезке провода оказывалось пропорциональным изменению Y_{21} .

Измерения показали, что величина этого тока не зависит от угла взаимного расположения антенны и влияющей линии, если расстояние между ними оказывается больше длины антенны. Таким образом, измерения подтвердили независимость взаимной проводимости единицы длины проводов линий от угла их взаимного расположения.

Выводы. 1. Используемые в настоящее время расчетные методы не обеспечивают необходимую точность вычисления электромагнитного влияния между тесно сближающимися или пересекающимися под большими углами воздушными линиями.

2. Предложенный метод позволяет избежать больших погрешностей при вычислении электромагнитного влияния между воздушными линиями, сближающимися или пересекающимися под произвольными углами.

Список литературы

1. Михайлов М. И. Влияние внешних электромагнитных полей на цепи проводной связи и защитные мероприятия. — М.: Связь, 1959.
2. Правила защиты устройств проводной связи, железнодорожной сигнализации и телемеханики от опасного и мешающего влияния линий электропередачи. Ч. 2. — М.: Связь, 1972.
3. Костенко М. В., Перельман Л. С., Шкарин Ю. П. Волновые процессы и электротехнические помехи в многопроводных линиях высокого напряжения. — М.: Энергия, 1973.
4. Матвеев В. Ф. Неоднородность параметров единицы длины проводов на конечных участках линии. — В кн.: Сборник научных трудов ВНИИЭ. Каналы связи в энергосистемах. — М.: Энергоиздат, 1981.
5. Carson J. R. Wave propagation in overhead wires with ground return. — Bell Syst. Techn. Journ., 1926, vol. 4, № 4. [09.11.81]

♦♦♦♦♦♦♦♦♦♦

УДК 621.372:537.52.001.24

Анализ разряда конденсатора в RL-контуре с нелинейной диссипацией энергии

ИКРЯННИКОВ В. И.

При разработке схем электрофизической аппаратуры большой мощности необходимо принимать во внимание явления изменения сопротивлений вследствие выделения тепловой энергии при протекании электрического тока через проводник. Этот эффект следует учитывать, например, при создании схем импульсных источников света и генераторов сверхсильных импульсных магнитных полей [1]. Он становится существенной, неотъемлемой и определяющей чертой явления электрического взрыва проводников, лежащего в основе некоторых современных быстродействующих размыкателей больших токов [2].

Так как на практике чаще всего в качестве источников электромагнитной энергии используются емкостные накопители, то важное значение приобретает анализ переходных процессов в RLC-контуре с учетом нелинейности сопротивления проводников. Этой задаче в настоящее время посвящено ряд работ. В [2] предложено полумпирическое решение, которое можно использовать лишь после обработки специального эксперимента.

В [3 и 4] с помощью ЭВМ рассмотрены специальные задачи разряда конденсатора на нелинейное сопротивление. Приближенное аналитическое решение этой задачи путем разложения функций тока и сопротивления в степенные ряды по времени получено в [5]. Но такое решение может быть применимо лишь на начальной стадии процесса, т. е. при малых временах.

Цель настоящей работы — математический анализ рассматриваемой задачи и построение для некоторых частных случаев аналитических решений, справедливых для большого диапазона времени.

Постановка задачи. Пусть в начальный момент времени $t_1=0$ конденсатор емкостью C , предварительно заряженный до напряжения U_0 , начинает разряжаться на некоторый проводник. Индуктивность L разрядного контура и проводника постоянна, а сопротивление проводника R — функция выделившейся в нем тепловой энергии W . Задачу решаем в предположении равномерного нагрева проводника по всему сечению и отсут-

ствия теплообмена с окружающей средой, что накладывает ограничения на частоту или длительность импульса разрядного тока [4].

Пусть зависимость R от W имеет линейный характер [1]

$$R = R_0 (1 + \beta W/m), \quad (1)$$

где R_0 и m — начальное сопротивление и масса проводника; β — тепловой коэффициент сопротивления; W — тепловая энергия, выделившаяся в проводнике к моменту t_1 в результате протекания по нему электрического тока I ;

$$W = \int_0^{t_1} I^2 R dt_1. \quad (2)$$

Запишем баланс энергии в разрядном контуре:

$$-\frac{CU_0^2}{2} = \frac{CU^2}{2} + \frac{LI^2}{2} + W, \quad (3)$$

где U — напряжение на конденсаторе в момент времени t_1 :

$$U = U_0 - \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I dt_1. \quad (4)$$

Из системы уравнений (1) — (4) находим одно уравнение относительно безразмерного напряжения на конденсаторе:

$$\ddot{V} + 2\delta_0 \dot{V} + V + 2\lambda V (1 - V^2 - \dot{V}^2) = 0, \quad (5)$$

где $V = U/U_0$; $\delta_0 = R_0 \sqrt{C/L}/2$; $\lambda = \delta_0 Q^*$; $Q = \beta CU_0^2/(2m)$

(точка над V означает дифференцирование по безразмерному времени $t = t_1/\sqrt{LC}$).

Таким образом, решение задачи о разряде конденсатора в RL -контуре сводится к решению нелинейного дифференциального уравнения второго порядка (5) с начальными условиями $V(0)=1$, $\dot{V}(0)=0$.

Предварительный анализ задачи. Уравнение (5) содержит два безразмерных параметра — δ_0 и λ . Нелинейность уравнения обусловлена наличием параметра $\lambda = \delta_0 Q^*$, в котором коэффициент Q^* определяет изменение сопротивления проводника при нагреве его током. Из (1), (3) можно найти связь безразмерного сопротивления $r = R/R_0$ с напряжением V и $\dot{V}$:

$$r = 1 + Q^* (1 - V^2 - \dot{V}^2). \quad (6)$$

Так как при $t \rightarrow \infty$ $V \rightarrow 0$, $\dot{V} \rightarrow 0$, то $r \rightarrow r_\infty = 1 + Q^*$, т. е. сопротивление проводника всегда остается конечной величиной и стремится асимптотически к пределу, определяемому только параметром Q^* .

Для качественного анализа режимов разряда конденсатора подставим (6) в (5):

$$\ddot{V} + 2\delta_0 r \dot{V} + V = 0$$

и, преобразуя переменную V в новую переменную x подстановкой $V = x \exp(-\delta_0 \int r dt)$, получаем уравнение

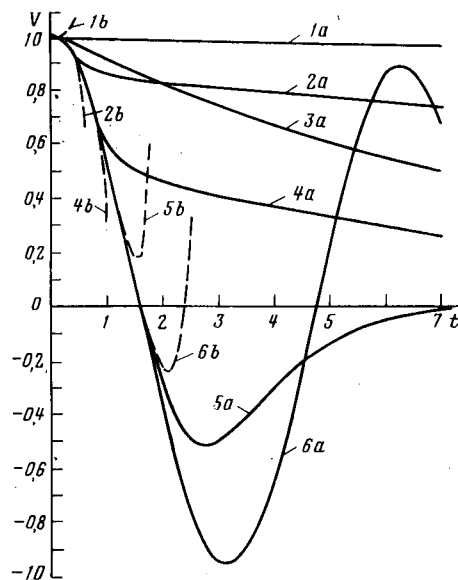
$$\ddot{x} + (1 - \delta_0^2 r^2 - \delta_0 \dot{r}) x = 0.$$

Изменение во времени x , а следовательно и V , будет зависеть от знака функции:

$$\Delta = 1 - \delta_0^2 r^2 - \delta_0 \dot{r}. \quad (7)$$

Если $\Delta > 0$, то изменение V носит характер затухающих колебаний, если $\Delta < 0$ — аperiodического затухания. Так как $r(0)=1$, $r(\infty)=1+Q^*$, $\dot{r}(0)=0$, $\dot{r}(\infty)=0$, то можно классифицировать режимы разряда конденсатора следующим образом (рис. 1): при $\delta_0 > 1$ — режим аperiodического затухания ($\Delta < 0$); при $\delta_0 < 1$ и $\delta_0 + \lambda < 1$ — режим затухающих колебаний; при $\delta_0 < 1$ и $\delta_0 + \lambda > 1$ — смешанный режим. Смешанный режим — характерная особенность нелинейной задачи. В этом режиме конденсатор начинает разряжаться по колебательному закону до тех пор, пока $\Delta > 0$. Начиная с некоторого критического времени, определяемого из условия $\Delta = 0$, напряжение на конденсаторе затухает аperiodически. Рассмотрим некоторые частные случаи задачи.

Слабая нелинейность. Затухающие колебания ($\lambda \ll 1$, $\delta_0 < 1$). Теория решения уравнений, подобных (5), при $\lambda \ll 1$ и $\delta_0 < 1$ разработана в [6]. Поэтому, не приводя математических выкла-



Зависимость напряжения на конденсаторе от времени: a — расчет численными методами; b — расчет методом степенных рядов; 1 — $\delta_0=2$, $\lambda=2000$; 2 — $\delta_0=0,05$, $\lambda=50$; 3 — $\delta_0=5$, $\lambda=0,1$; 4 — $\delta_0=0,05$, $\lambda=5$; 5 — $\delta_0=0,01$, $\lambda=1$; 6 — $\delta_0=0,01$, $\lambda=0,1$.

док, запишем готовый результат — решение уравнения (5):

$$V = a \cos \Psi + \lambda \frac{\delta_0 a^3}{4(4 - 3\delta_0^2)} \left[\frac{\delta_0 \omega_0}{2} \sin 3\Psi - \left(1 - \frac{\delta_0^2}{2}\right) \times \right. \\ \left. \times \cos 3\Psi \right] + O(\lambda^2),$$

$$\text{где } \omega_0 = \sqrt{1 - \delta_0^2};$$

$$a = \frac{1}{\omega_0} \frac{e^{-(\delta_0 + \lambda)t}}{\sqrt{1 - \frac{\lambda}{\omega_0^2} \frac{1 + \delta_0^2/2}{\delta_0 + \lambda} [1 - e^{-2(\delta_0 + \lambda)t}]}};$$

$$\Psi = (\omega_0 - \lambda \delta_0 / \omega_0) t - \arcsin \delta_0 - \frac{\delta_0 \omega_0}{4(1 + \delta_0^2/2)} \ln \left\{ 1 - \right. \\ \left. - \frac{\lambda}{\omega_0^2} \frac{1 + \delta_0^2/2}{\delta_0 + \lambda} [1 - e^{-2(\delta_0 + \lambda)t}] \right\}.$$

При $\lambda=0$ $V = e^{-\delta_0 t} \cos(\omega_0 t - \arcsin \delta_0)/\omega_0$, что совпадает с решением для линейного случая. Наличие слабой нелинейности приводит к появлению в выражении для $V(t)$ высших гармоник, усилению затухания и уменьшению во времени частоты колебаний.

Слабая нелинейность. Аperiodическое затухание ($\lambda \ll 1$, $\delta_0 > 1$). Запишем формально решение (8) при $\delta_0 > 1$, используя свойства функций комплексного переменного,

$$V = a_0 \operatorname{sh} \Psi_0 - \lambda \frac{\delta_0 a_0^3}{4(4 - 3\delta_0^2)} \left[-\frac{\delta_0 \gamma}{2} \operatorname{ch} 3\Psi_0 + \right. \\ \left. + \left(1 - \frac{\delta_0^2}{2}\right) \operatorname{sh} 3\Psi_0 \right] + O(\lambda^2),$$

$$\text{где } \gamma = \sqrt{\delta_0^2 - 1};$$

$$a_0 = \frac{1}{\gamma} \frac{e^{-(\delta_0 + \lambda)t}}{\sqrt{1 + \frac{\lambda}{\gamma^2} \frac{1 + \delta_0^2/2}{\delta_0 + \lambda} [1 - e^{-2(\delta_0 + \lambda)t}]}};$$

$$\Psi_0 = (\gamma + \lambda \delta_0 / \gamma) t + \ln(\delta_0 + \gamma) - \frac{\delta_0 \gamma}{4(1 + \delta_0^2/2)} \ln \left\{ 1 + \frac{\lambda}{\gamma^2} \frac{1 + \delta_0^2/2}{\delta_0 + \lambda} [1 - e^{-2(\delta_0 + \lambda)t}] \right\}.$$

При $\lambda = 0$ $V = e^{-\delta_0 t} \operatorname{sh}(\gamma t + \operatorname{arsh} \delta_0) / \gamma$, что совпадает с решением для линейного уравнения.

Сильная нелинейность. Смешанный режим ($\lambda \gg 1$, $\delta_0 < 1$). При $\lambda \rightarrow \infty$ уравнение (5) имеет два решения:

$$V = \cos t; \quad (10)$$

$$V = 1. \quad (11)$$

Эти решения представляют собой нулевые приближения для внешних областей: решение (10) — для «левой» внешней области, где $\Delta > 0$ и разряд происходит по колебательному закону, а решение (11) — для «правой» внешней области, где $\Delta < 0$ и разряд носит характер аperiodического затухания. Эти области разграничены пограничным слоем, лежащим в окрестности $t = t_{\text{кр}}$, внутри которого $\Delta \approx 0$.

Для оценки $t_{\text{кр}}$ подставим (10) в (6) и (7) и из условия $\Delta = 0$ определим $t_{\text{кр}}$:

$$t_{\text{кр}} \approx \arcsin \sqrt{\frac{1 - \delta_0^2}{4\lambda\delta_0}}.$$

Таким образом, с ростом λ пограничный слой смещается в сторону $t = 0$, сжимая во времени «левую» внешнюю область. Поэтому при $\lambda \gg 1$ для «левой» внешней области достаточно иметь решение нулевого приближения.

Для уточнения решения в «правой» внешней области введем новую независимую переменную $\xi = t/(2\lambda)$, подставим ее в уравнение (5) и приравняем коэффициенты при одинаковых степенях λ . В результате получим уравнение

$$\frac{dV}{d\xi} (1 - V^2) + V = 0,$$

решение которого будет функция, выражающая неявную зависимость $V(\xi)$:

$$\ln V - \frac{V^2}{2} + \xi + C_1 = 0, \quad (12)$$

где C_1 — постоянная.

При $\xi \rightarrow 0$ решение (12) подставим в виде ряда

$$V = a_0 (1 + \xi^\alpha a_1 + \xi^{2\alpha} a_2 + \dots). \quad (13)$$

Если подставить этот ряд в (12) и приравнять коэффициенты при одинаковых степенях ξ , то для выбора постоянных возможны два варианта: 1) $\alpha = 1$, $a_0 \neq 1$, $C_1 = 1/2$, $a_1 = 1/(a_0^2 - 1)$ и 2) $\alpha = 1/2$, $a_0 = 1$, $C_1 = 1/2$, $a_1 = -1$. Для определения постоянных необходимо рассмотреть уравнение (5) в пограничном слое. Выбор постоянных производится путем сшивания решений во внешней области и в пограничном слое.

Для нахождения решения уравнений (5) в пограничном слое, положим $V = 1 - \lambda^{-2/3} u$, $\tau = \lambda^{1/3} t$, и приравняв коэффициенты при одинаковых степенях λ , получим уравнение

$$\frac{d^2 u}{d\tau^2} + 2 \frac{du}{d\tau} \left[2u - \left(\frac{du}{d\tau} \right)^2 \right].$$

Решение этого уравнения не может быть найдено в элементарных функциях. При $\tau \rightarrow 0$ $u = \tau^2/2 + O(\tau^3)$ и $V \approx 1 - \tau^2/2$, что совпадает с двумя членами разложения $\cos t$ в ряд. При $\tau \rightarrow \infty$ $u = \tau^{1/2}/\sqrt{2} + O(\tau^{-1})$. Из условия «сшивания» решения в пограничном слое и в «правой» внешней области [7] следует, что решение в пограничном слое при $\tau \rightarrow \infty$ должно совпадать с решением в «правой» внешней области при $\xi \rightarrow 0$ и отсюда определяем постоянные в выражениях (12) и (13): $\alpha = 1/2$, $a_0 = 1$, $C_1 = 1/2$, $a_1 = -1$.

Таким образом, решением уравнения (5) в «правой» внешней области с точностью до величины порядка $O(1/\lambda)$ будет

$$\ln V + \frac{1 - V^2}{2} + \frac{t}{2\lambda} = 0, \quad (14)$$

которое при $t \approx t_{\text{кр}} + O(\lambda^{-1/3})$ может быть приближенно записано

в виде

$$V \approx 1 - \sqrt{\frac{t}{2\lambda}} + \dots \quad (15)$$

а при $t \gg \lambda$

$$V = \exp\left(-\frac{1 + t/\lambda}{2}\right) + O\left[\exp\left(-1 - \frac{t}{\lambda}\right)\right]. \quad (16)$$

В целом решение уравнения (5) для случая сильной нелинейности и смешанного режима может быть записано как

$$V = \cos t \quad \text{при } 0 \leq t < t_{\text{кр}} - O(\lambda^{-1/3});$$

$$\ln V + \frac{1 - V^2}{2} + \frac{t}{2\lambda} = 0 \quad \text{при } t_{\text{кр}} + O(\lambda^{-1/3}) < t.$$

Результаты и выводы. Для проверки аналитических методов решения задачи о разряде конденсатора на проводник, нагреваемый протекающим электрическим током, были проведены расчеты по методу степенных рядов [5] и по методу асимптотических разложений [выражения (8), (9), (14)–(16)] и результаты сопоставлены с данными численного решения уравнения (5). Результаты представлены в таблице и на рисунке. Сравнивая эти результаты, можно сделать следующее заключение.

Время t	Напряжение на конденсаторе, определенное решением		
	уравнения (5)*	уравнения (8)	уравнения (5)*
	$\delta_0 = 0,5$	$\lambda = 0,05$	$\delta_0 = 2$
1	0,6604	0,6625	0,8235
3	—0,0995	—0,0994	0,4964
5	—0,0684	—0,0683	0,3040
7	0,0156	0,0157	0,1873
9	0,0065	0,0065	0,1156
11	—0,0022	—0,0022	0,0715
13	—0,0006	—0,0006	0,0442

Продолжение

Время t	Напряжение на конденсаторе, определенное решением		
	уравнения (9)	уравнения (5)*	уравнений (14)–(16)
	$\lambda = 0,2$	$\delta_0 = 0,9$	$\lambda = 90$
1	0,8114	0,9261	0,9266
3	0,4984	0,8753	0,8738
5	0,3086	0,8404	0,8391
7	0,1917	0,8123	0,8093
9	0,1192	0,7882	0,7859
11	0,0742	0,7668	0,7638
13	0,0462	0,7476	0,7431

Примечание. *Решения, отмеченные звездочкой, — численные, остальные — аналитические.

1. Решение степенными рядами справедливо при любых значениях λ , в то время как асимптотическими рядами возможно построить решение лишь в предельных случаях $\lambda \ll 1$ или $\lambda \gg 1$.

2. Решение степенными рядами справедливо при малых временах, а асимптотическими методами — практически для любого момента времени.

3. Таким образом, метод асимптотических рядов и метод степенных рядов взаимно дополняют друг друга и вместе описывают достаточно широкий класс задач разряда конденсатора на проводник, нагреваемый электрическим током. Выбор того или иного метода расчета зависит от конкретной практической задачи.

4. Вопрос о том, насколько практически полезны полученные приближенные решения по сравнению с упрощенными решениями при $\lambda = 0$ или с численным расчетом сводится к вопросу о точности, с какой необходимо провести расчет, и трудоемкости затрат на проведение расчета.

5. Приближенные аналитические решения (8), (9), (14) дают возможность произвести расчет задачи с точностью, определяемой величиной параметра λ . Выражения (8), (9) имеют точность порядка λ^2 , а (14) — порядка $1/\lambda$. Кроме того, выражения (8), (9) позволяют рассчитать изменения частоты колебания и коэффициента затухания, что невозможно сделать, используя упро-

щенные решения уравнения (5) при $\lambda=0$. Последние возможно использовать лишь при малых временах, когда $2(\delta_0+\lambda)t \ll 1$.

6. По сравнению с численными вычислениями предложенный аналитический метод сравнительно прост, а расчеты не требуют больших затрат времени.

Список литературы

1. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. — М.: Мир, 1972.
2. Мощный импульсный генератор со взрывающейся фольгой/Дж. Бенфорд, Г. Келвин, Я. Смит, Г. Аслин. — В кн.: Накопление и коммутация энергии больших плотностей. — М.: Мир, 1979.

3. Герасимов Л. С., Пинчук А. И., Стукалин Ю. А. Начальные стадии электрического взрыва проводника в LC-контуре. — ПМТФ, 1978, № 6.

4. Григорьев И. Н., Лапшин Е. И. Выбор параметров емкостного накопителя энергии для импульсного нагрева проводников. — Электричество, 1980, № 2.

5. Герасимов Л. С., Икрянников В. И., Пинчук А. И. Разряд в RLC-контуре при сильной нелинейности активного сопротивления. Электричество, 1978, № 2.

6. Боголюбов Н. Н., Митропольский Ю. А. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний. — М.: Наука, 1974.

7. Коул Дж. Методы возмущений в прикладной математике. — М.: Мир, 1972.

[09.12.81]

УДК 621.3.066.6:537.212.001.24

Распределение плотности тока в цилиндрических контактах

КАРПЕНКО Л. Н., СКОРНЯКОВ В. А.

Ленинградский политехнический институт

Причиной увеличения числа аварий, связанных со свариванием разъемных и неразъемных контактов электрических соединений при прохождении больших быстроизменяющихся токов короткого замыкания (ТКЗ), является дополнительный разогрев края контактной площадки, вызванный повышением плотности тока на краю площадки из-за поверхностного эффекта (ПЭ) в области стягивания тока. Повышение плотности тока и температуры на краю контактной площадки под действием ПЭ подтверждают экспериментальные исследования [1, 2 и др.], проведенные на замкнутых контактах при воздействии на них полуволновым синусоидальным импульсом тока различной длительности (частоты).

Исследованиями под микроскопом контактной площадки после сваривания контактов установлено, что при нагружении контактов более короткими импульсами (повышенной частоты) происходит уменьшение ширины (площади) кольца сваривания, прилегающего к краю контактной площадки, что свидетельствует о повышении плотности тока в кольце.

Электромагнитная волна проникает в объем контакта не мгновенно, а в течение конечного промежутка времени, необходимого для установления квазистационарного (при переменном токе) или стационарного состояния (при постоянном токе). Поэтому при включении больших токов как низкой, так и высокой частоты, а также постоянных токов, установившемся режиму их протекания предшествует переходный режим, начало которого характеризуется максимальной скоростью нарастания тока. Таким образом, проявление ПЭ и дополнительный нагрев края контактной площадки зависят не только от номинальной частоты включаемого тока, но и от скорости изменения тока в переходном режиме протекания тока.

Наблюдаемая в настоящее время тенденция к возрастанию тока в электроустановках обуславливает не только увеличение скорости нарастания тока при включении, но и увеличение давления в контактах и приводит к большим размерам радиусов f площадок контактирования, когда отношение f/R (где R — радиус контакта) растет, что требует учитывать влияние последнего как в тепловых расчетах, так и в расчетах электродинамических усилий (ЭДУ) в контактах.

Следует отметить, что импульс тока произвольной формы может быть представлен в виде ряда Фурье. При этом, если время импульса равно τ , максимальной оказывается гармоника тока с частотой $\omega \approx \tau^{-1}$. Это позволяет, фактически не ограничивая общности, рассмотреть протекание через контакты синусоидального тока ($I \doteq I_m e^{i\omega t}$, где I_m — амплитудное значение тока; i — мнимая единица).

Рассмотрим контактирование проводников в виде двух однородных цилиндров (рис. 1). В силу их аксиальной симметрии для нахождения пространственного распределения плотности тока необходимо учесть компоненты напряженности электрического поля E_z и E_r . При этом в любой момент времени плот-

ность тока

$$j(r, z) = \frac{1}{\rho} \sqrt{E_z^2 + E_r^2}. \quad (1)$$

Для определения пространственного распределения компонент поля слева и справа от плоскости $z=0$ воспользуемся уравнением для компоненты E_z :

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial E_z}{\partial r} \right) + k^2 E_z = 0, \quad (2)$$

где $k^2 = -\xi\omega/\rho$; μ — абсолютная магнитная проницаемость материала; ρ — его удельное сопротивление; ω — частота переменного тока.

В качестве граничных условий для (2) примем:

$$\frac{\partial E_z}{\partial z} \Big|_{z=0} = 0, \quad 0 \leq r < f; \quad E_z|_{z=0} = 0, \quad f < r < R. \quad (3)$$

Кроме того, так как $E_r|_{r=R} = 0$, то с учетом связи компонент напряженности электрического поля E_r и E_z через уравнения Максвелла имеем:

$$\int r \frac{\partial E_z}{\partial z} \Big|_{r=R} dr = E_r|_{r=R} = 0. \quad (4)$$

Решение (2) представим в виде ряда:

$$E_z(r, z) = E_0(r) + \sum_{n=1}^{\infty} X_n e^{-\sqrt{\lambda_n^2 - k^2} z} J_0(\lambda_n r), \quad (5)$$

где J_0, J_1 — функции Бесселя 1 рода; $E_0(r) =$

$\frac{I_m k R \rho}{2\pi R^2 J_1(kR)} J_0(kr)$ — невозмущенное поле, соответствующее распределению в обособленном цилиндрическом проводнике [3].

Компоненту E_r можно найти через E_z , используя их связь через уравнения Максвелла. После преобразований получаем:

$$E_r(r, z) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\lambda_n - \frac{k^2}{\lambda_n} \right) \frac{X_n e^{\sqrt{\lambda_n^2 - k^2} z}}{\sqrt{\lambda_n^2 - k^2}} J_1(\lambda_n r). \quad (6)$$

В (5) и (6) λ_n — корни уравнения:

$$J_1(\lambda_n R) = 0, \quad (7)$$

что является следствием выполнения условия (4). Численные значения корней уравнения (7) приведены в [4].

Для определения неизвестных коэффициентов в (5) и (6) воспользуемся граничными условиями (3). Для этого подставим выражение (5) для E_z сначала в первое, а затем во второе из условий (3). После этой подстановки приходим к системе парных рядовых уравнений относительно X_n :

$$\left. \begin{aligned} \sum_{n=1}^{\infty} \lambda_n X_n (1 - N_n) J_0(\lambda_n r) &= 0, \quad 0 \leq r < f; \\ \sum_{n=1}^{\infty} X_n J_0(\lambda_n r) &= -E_0(r), \quad f < r < R, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где

$$N_n = 1 - \sqrt{1 - k^2/\lambda_n^2}. \quad (9)$$

Решение системы (8) относительно X_n приведено в приложении. В результате исходное уравнение (2) решено; его решением является выражение (5). Распределение компоненты напряженности электрического поля E_r в контактах найдено в виде (6). Методика определения коэффициентов X_n , входящих в (5) и (6), дана в приложении. Распределение плотности тока в объеме контактов (рис. 1) через найденные величины E_z и E_r находится из (1).

Получим отдельно важное для практики выражение для плотности тока на площадке контактирования:

$$j(r, 0) = \frac{1}{\rho} E_z(r, 0), \quad 0 \leq r < f.$$

Как видно из (5) для этого необходимо найти значение второго ряда (8) в области $0 \leq r < f$. Подставляя значение X_n (П-4) во второй ряд системы (8) с учетом (П-2), (П-9) и (П-10), найдем:

$$j(r, 0) = \frac{R^2 \sqrt{f^2 - r^2}}{\rho 2^{3/2} f^3} \sum_{m=1}^{\infty} b_m \frac{\Gamma(m+1)}{\Gamma(m+3/2)} \times \\ \times {}_2F_1\left(-m; m+3/2; 1; \frac{r^2}{f^2}\right), \quad 0 \leq r < f, \quad (10)$$

где b_m определяются из решения системы (П-12).

При $r=f$ в выражении (10) для плотности тока имеется неопределенность из-за расходимости ряда. Вместе с тем, как и в выражениях для плотности тока, полученных в [5–7], интеграл по площади контактной площадки от плотности тока (10) равен в любой момент времени конечному значению полного тока, протекающего через контактную площадку. Таким образом, в дальнейшем исключается неопределенность в окончательном выражении для температуры на краю контактной площадки, получаемом при интегрировании исходного уравнения теплопроводности [6 и 7].

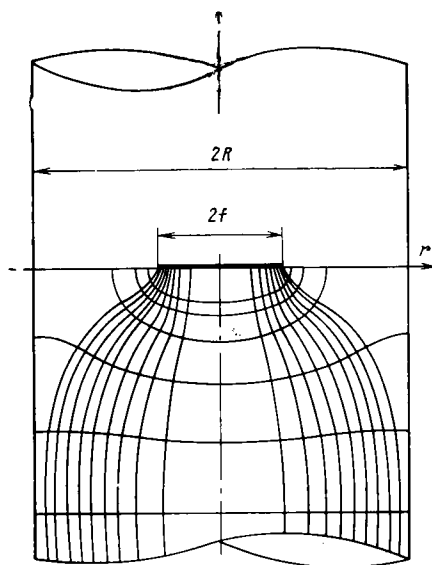


Рис. 1

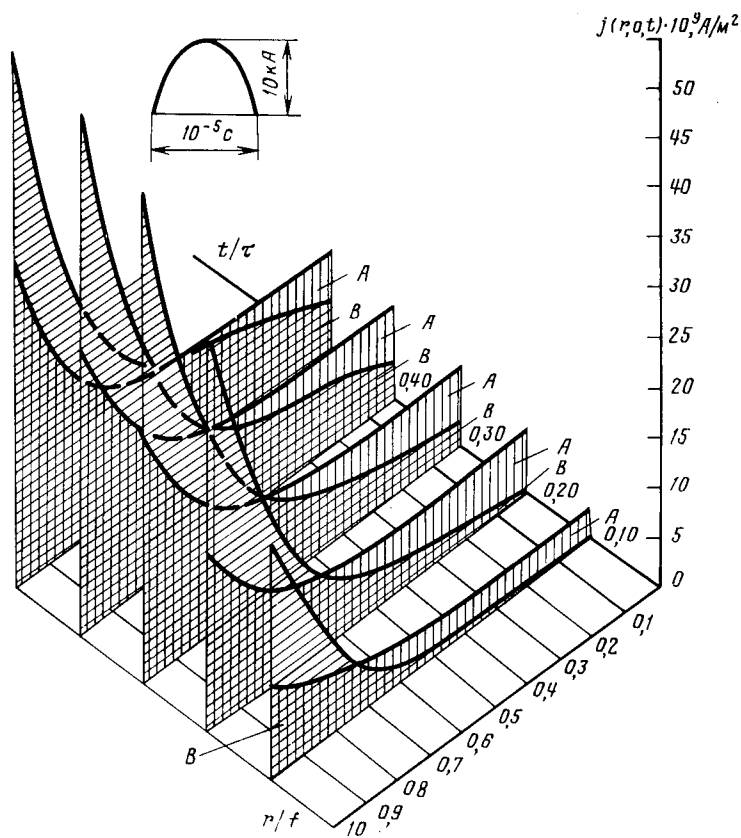


Рис. 2

В качестве иллюстрации влияния скорости нарастания тока на распределение плотности тока на контактной площадке на рис. 2 изображено распределение плотности тока на контактной площадке в различные моменты времени на нарастающей части кривой синусоидального тока в контактах рис. 1. Кривым А и В соответствует начальная (максимальная) скорость нарастания тока $\frac{di_{\max}}{dt} = 3,14 \cdot 10^9$ А/с. В отличие от кривой В кривая А рассчитана по методике [5], не учитывающей действие ПЭ:

$$j(r, 0, t) = \frac{I_m \sin \omega t}{2\pi f \sqrt{f^2 - r^2}}. \quad (11)$$

Для сравнительной оценки по разным методикам значения плотности тока на краю контактной площадки [из-за неопределенности в выражениях (10) и (11) при $r=f$] получены путем экстраполяции кривых плотности тока на вертикальную ось (рис. 2). Как видно из рис. 2, за счет ПЭ (кривая В) плотность тока на краю контактной площадки выше на 142, 111, 92, 71 и 67 % для значений t/τ , равных 0,1, 0,2, 0,3, 0,4 и 0,5, где t — текущее время; τ — длительность полуволны тока.

Так как интенсивность джоулевых источников тепла пропорциональна квадрату плотности тока, то неучитываемое в [5] возрастание плотности тока под действием ПЭ влечет за собой ошибки в расчете температуры на контактной площадке и в объеме контактов. На практике электротепловые модели контактов, не учитывающие действие ПЭ, могут быть применены для расчета нагрева замкнутых контактов в установившихся режимах протекания постоянного тока. В квазистационарных режимах при длительном протекании синусоидального тока эти модели могут быть применены только при частоте тока ω на порядок (и более) меньше, чем τ_y^{-1} , где τ_y — время, необходимое для установления электромагнитного поля в пределах контактной площадки. Это время для контактов (рис. 1) рассчитывается по выражению $\tau_y = \mu f^2 / \rho$, т. е. в квазистационарных режимах электротепловые модели, не учитывающие действие ПЭ, применимы при условии

$$\omega < \rho / (10 \mu f^2). \quad (12)$$

В переходных режимах протекания тока степень проявления ПЭ зависит от скорости нарастания тока на фронте импульса

или на переходном участке нарастания переменного тока, и оценка (12) относится к эквивалентной частоте

$$\omega_{\text{ЭКВ}} < \rho / (10 \mu f^2), \quad (13)$$

где $\omega_{\text{ЭКВ}} = \frac{di_{\text{max}}}{dt} / I_m$; $\frac{di_{\text{max}}}{dt}$ — максимальная скорость нарастания тока; I_m — максимальное приращение тока в переходном режиме.

В связи с непрерывным ростом мощности современных промышленных, судовых и особенно электрофизических установок ТКЗ достигают многих сотен килоампер, а скорости нарастания тока превышают $10^7 \div 10^9$ А/с. Это приводит к тому, что на практике условие (13) не выполняется, т. е. в таких случаях $\omega_{\text{ЭКВ}} > \rho / (10 \mu f^2)$. Проведенные расчеты показали, что при значениях универсального параметра $\mu f^2 \omega_{\text{ЭКВ}} / \rho = 1$ погрешность в определении плотности тока на контактной площадке без учета ПЭ составляет около 10 %. При $\mu f^2 \omega_{\text{ЭКВ}} / \rho > 1$ эта погрешность еще больше и растет по мере увеличения значения универсального параметра. При $\mu f^2 \omega_{\text{ЭКВ}} / \rho \gg 1$ необходимая точность может быть достигнута при использовании разработанной выше методики.

Включение больших быстронарастающих токов приводит к изменению ЭДУ в контактах как за счет быстрого роста мгновенного значения тока, так и за счет дополнительного действия, оказываемого ПЭ на величину ЭДУ. На основе выражения (5) можно легко получить выражение для напряженности магнитного поля H_Φ в объеме контактов (рис. 1). Учитывая связь компонент H_Φ и E_z имеем:

$$H_\Phi(r, z) = \frac{1}{\rho} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{X_n e^{-\sqrt{\lambda_n^2 - k^2} z}}{\lambda_n} J_1(\lambda_n r) + \frac{I_m J_1(kr)}{2\pi R J_1(kR)} \right], \quad (14)$$

где X_n — определяются из выражения (П-4); λ_n — корни уравнения (7).

Полученное выражение (14) может быть использовано для нахождения ЭДУ в контактах по закону Ампера с учетом ПЭ и конечного радиуса контактов.

Приложение. Следуя [8 и 9], решение (8) сведем к бесконечной системе линейных алгебраических уравнений. Для решения (8) введем обозначение для функции:

$$g(r) = -E_0(r) \quad (\text{П-1})$$

и разложим ее и ряд Дини [10]:

$$g(r) = \sum_{n=1}^{\infty} g_n J_0(\lambda_n r), \quad (\text{П-2})$$

где

$$g_n = \frac{2}{R^2 J_0^2(\lambda_n R)} \int_0^R r g(r) J_0(\lambda_n r) dr = \frac{I_m \rho}{\pi R^2 J_0(\lambda_n R) (\lambda_n^2 / k^2 - 1)}. \quad (\text{П-3})$$

Неизвестные X_n ищем в следующем виде [8 и 9]:

$$X_n = g_n + \frac{1}{(\lambda_n f)^{3/2} J_0^2(\lambda_n R)} \sum_{m=1}^{\infty} b_m J_{2m+3/2}(\lambda_n f), \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (\text{П-4})$$

Подставляя (П-4) во второе уравнение системы (8) и учитывая (П-2), получаем:

$$\sum_{m=1}^{\infty} b_m \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_{2m+3/2}(\lambda_n f) J_0(\lambda_n r)}{(\lambda_n f)^{3/2} J_0^2(\lambda_n R)} = 0, \quad f < r < R. \quad (\text{П-5})$$

Чтобы убедиться, что при выборе X_n в виде (П-4) равенство (П-4) выполняется тождественно, необходимо решить вспомогатель-

ную задачу о нахождении суммы ряда:

$$S_n = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_{2m+3/2}(\lambda_n f) J_0(\lambda_n r)}{(\lambda_n f)^{3/2} J_0^2(\lambda_n R)}, \quad f < r < R. \quad (\text{П-6})$$

Используя методику [11], для некоторой функции $f(r)$ можно получить следующие разложения:

$$f(r) = \begin{cases} \frac{\Gamma(s+1) (f^2 - r^2)^{1/2}}{2^{1/2} f^{3/2} \Gamma(s+3/2)} \times {}_2F_1\left(-s; s+3/2; 1; \frac{r^2}{f^2}\right), & 0 \leq r < f; \\ 0 & f < r < R \end{cases} \quad (\text{П-7})$$

$$f(r) = \frac{2}{R^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_{2s+3/2}(\lambda_n f)}{J_0^2(\lambda_n R) \lambda_n^{3/2}} J_0(\lambda_n r), \quad s = 0, 1, 2, \dots, \quad (\text{П-8})$$

где ${}_2F_1\left(-s; s+3/2; 1; \frac{r^2}{f^2}\right)$ — гипергеометрический ряд;

$\Gamma(s)$ — гамма-функция; λ_n — корни уравнения (7).

Сравнивая (П-7) и (П-8) с частным случаем интеграла Вебера — Шафхейтлина [4]:

$$\int_0^{\infty} \frac{J_{2s+3/2}(ft) J_0(rt) dt}{t^{1/2}} = \begin{cases} \frac{\Gamma(s+1) (f^2 - r^2)}{2^{1/2} f^{3/2} \Gamma(s+3/2)} \times \\ \times {}_2F_1\left(-s; s+3/2; 1; \frac{r^2}{f^2}\right), & 0 \leq r < f; \\ 0, & r > f, \end{cases} \quad (\text{П-9})$$

находим, что для искомого ряда (П-6) справедливо ($s = m$) равенство

$$\frac{2}{R^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_{2m+3/2}(\lambda_n f)}{J_0^2(\lambda_n R) \lambda_n^{3/2}} J_0(\lambda_n r) = \int_0^{\infty} \frac{J_{2m+3/2}(ft) J_0(rt) dt}{t^{1/2}} \quad (\text{П-10})$$

как при $0 \leq r < f$, так и при $f < r < R$, т. е. второе уравнение (8) удовлетворяется тождественно при любых коэффициентах b_m . Таким образом, неизвестные коэффициенты b_m следует выбрать так, чтобы X_n удовлетворяли первому уравнению (8). Подставляя (П-4) в первое уравнение (8), затем умножая полученное соотношение на $r (f^2 - r^2)^{1/2} \times {}_2F_1(-s; s+3/2; 1; r^2/f^2)$ и далее интегрируя по r в пределах от 0 до f , получаем бесконечную систему алгебраических уравнений первого рода относительно неизвестных b_m :

$$f^{3/2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{g_n (1 - N_n)}{\lambda_n^{1/2}} J_{2s+3/2}(\lambda_n f) + \sum_{m=1}^{\infty} b_m \sum_{n=1}^{\infty} \times \\ \times \frac{(1 - N_n) J_{2m+3/2}(\lambda_n f) J_{2s+3/2}(\lambda_n f)}{\lambda_n^2 J_0^2(\lambda_n R)} = 0, \quad (\text{П-11})$$

$$s = 0, 1, 2, \dots$$

При получении (П-11) было использовано значение интеграла

$$\int_0^f r (f^2 - r^2)^{1/2} \times {}_2F_1\left(-s; s+3/2; 1; \frac{r^2}{f^2}\right) J_0(r \lambda_n) dr = \\ = \left(\frac{2}{\lambda_n f}\right)^{3/2} \frac{\Gamma(s+3/2) f^3}{2\Gamma(s+1)} J_{2s+3/2}(f \lambda_n),$$

который является результатом применения обратного преобразования Ханкеля к (П-9).

Если теперь использовать значение ряда [12]:

$$2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_\beta(\lambda_n r) J_\gamma(\lambda_n f) (\lambda_n R)^\delta}{J_0^2(\lambda_n R)} = \int_0^{\infty} J_\beta\left(\frac{r}{R} x\right) J_\gamma\left(\frac{f}{R} x\right) x^{\delta+1} dx + \\ + \frac{2}{\pi} \sin\left[\frac{\pi}{2} (\delta + \beta + \gamma)\right] \int_0^{\infty} \frac{K_1(y)}{I_1(y)} I_\beta\left(\frac{r}{R} y\right) I_\gamma\left(\frac{f}{R} y\right) y^{\delta+1} dy,$$

который применительно к нашему случаю ($\delta = -2$, $\beta = 2m + 3/2$, $\gamma = 2s + 3/2$, $r = f$) примет вид

$$\frac{2}{R^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_{2m+3/2}(\lambda_n f) J_{2s+3/2}(\lambda_n f)}{\lambda_n^2 J_0^2(\lambda_n R)} = \frac{\delta_{m,s}}{4s+3} +$$

$$+ (-1)^{m+s} \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{K_1(y)}{y I_1(y)} I_{2m+3/2}\left(\frac{f}{R} y\right) I_{2s+3/2}\left(\frac{f}{R} y\right) dy,$$

где $I_{\nu}x$, $K_{\nu}(x)$ — модифицированные функции Бесселя соответственно первого и второго рода; $\delta_{m,s}$ — символ Кронекера, то бесконечную систему (П-11) можно привести к виду, удобному для итеративного решения:

$$b_s = \sum_{m=1}^{\infty} C_{sm} b_m + C_s, \quad 0 \leq r < f, \quad s = 0, 1, 2, \dots, \quad (\text{П-12})$$

где

$$C_{sm} = (4s+3) \left[\frac{2}{R^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{N_n J_{2m+3/2}(\lambda_n f) J_{2s+3/2}(\lambda_n f)}{\lambda_n^2 J_0^2(\lambda_n R)} - \right.$$

$$\left. - (-1)^{m+s} \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{K_1(y)}{y I_1(y)} I_{2m+3/2}\left(\frac{f}{R} y\right) I_{2s+3/2}\left(\frac{f}{R} y\right) dy \right];$$

$$C_s = -\frac{2}{R^2} f^{3/2} (4s+3) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{g_n (1-N_n)}{\lambda_n^{1/2}} J_{2s+3/2}(\lambda_n f).$$

Таким образом, если значения b_m найдены из (П-12), то коэффициенты X_n в выражениях для компонент поля E_z и E_r могут быть определены из (П-4).

УДК 621.314.5.014.2.001.24

Расчет узлов коммутации комбинированно выключаемых тиристоров

БУЛАТОВ О. Г., ОДЫНЬ С. В., ШЕВЧЕНКО А. Г.

Важным направлением создания мощных вентилях преобразователей электрической энергии является повышение их рабочих частот. В связи с этим значительный интерес представляют комбинированно выключаемые тиристоры (КВТ), глубоко секционированная структура n -эмиттера которых позволяет обеспечить быстрое протекание переходных процессов включения и выключения при большой переключаемой мощности (существуют серийные приборы на 400 А, 1200 В [1]). Запирание КВТ осуществляется при совместном воздействии импульса отрицательного тока управления и кратковременного (2—5 мкс) импульса обратного анодного напряжения, который формируется, как и для однооперационных тиристоров (ОТ), узлом принудительной конденсаторной коммутации.

Поскольку требуемая для запирания КВТ длительность импульса обратного анодного напряжения почти на порядок меньше, чем для ОТ, значения индуктивности коммутирующего дросселя L_K и емкости коммутирующего конденсатора C_K уменьшаются в несколько раз. Это приводит к значительному улучшению массогабаритных показателей узла коммутации КВТ. Уменьшение емкости C_K приводит одновременно к тому, что отношение накапливаемого в конденсаторе C_K перед коммутацией заряда $Q_C = U_{C0} C_K$ к заряду восстановления запираемого КВТ Q_B не столь велико, чтобы зарядом Q_B можно было пренебречь, как это принято делать в случае расчета узлов принудительной конденсаторной коммутации, предназначенных для запирания ОТ [2 и 3]. Покажем это на примере прерывателя, где в качестве основного вентиля использован КВТ, для запирания которого служит узел коммутации последовательного типа (рис. 1, а). Для такого узла на рис. 1, б показана фазовая траектория процесса перезарядки C_K с учетом реальной формы обратного анодного тока $i_{обp}$ запираемого КВТ V_C , приведенной на рис. 1, б.

Известно, что заряд восстановления является интегральной характеристикой обратного анодного тока, протекающего через тиристор на интервале времени его выключения t_B (см. заштри-

хованную площадку на рис. 1, в):

$$Q_B = \int_{t_1}^{t_B} i_{обp}(t) dt. \quad (1)$$

Значения заряда Q_B , а также амплитуды обратного анодного тока тиристора $I_{обp,m}$ при заданной скорости нарастания обратного тока $K_i = di_{обp}/dt$ можно определить либо путем осциллографирования тока $i_{обp}$ в исследуемом тиристорном преобразователе, либо из информационных зависимостей $Q_B = f(K_i)$ и

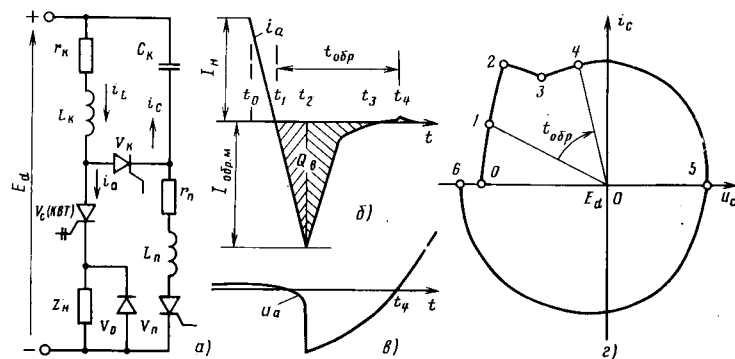


Рис. 1. Схема исследуемого преобразователя (а), временные диаграммы анодного тока (б) и анодного напряжения (в) запираемого основным КВТ V_C и фазовая траектория процесса перезарядки коммутирующего конденсатора C_K (з)

$i_{обр.м} = \varphi(K_i)$, которые приводятся в справочных материалах на тиристоры для формы кривой $i_{обр.м}(t)$, показанной на рис., 1, в, которая характерна для большинства мощных тиристорных преобразователей.

Такая форма объясняется тем, что сначала (до момента времени t_2) выключаемый тиристор не оказывает заметного сопротивления протеканию тока $i_{обр.м}$. При этом скорость спада анодного тока, характеризуемая параметром K_i , практически полностью определяется токоограничивающими элементами внешней цепи тиристора. В схеме на рис. 1, а роль таких токоограничивающих элементов выполняют распределенные индуктивности и резистивные сопротивления монтажа, малые значения которых обуславливают повышенные значения параметра K_i и соответственно заряда Q_B и тока $i_{обр.м}$, согласно информационным зависимостям $Q_B(K_i)$ и $i_{обр.м}(K_i)$. В момент t_2 концентрация неосновных носителей в n -базе запираемого тиристора у границы с анодным pn -переходом достигает равновесного значения и он восстанавливает блокирующую способность. При этом сопротивление протеканию обратного тока у тиристора резко возрастает и практически полностью определяет характер дальнейшего изменения во времени тока $i_{обр.м}$, т. е. после момента t_2 независимо от значения параметров внешних токоограничивающих элементов изменение обратного тока в тиристоре носит спадающий характер, обусловленный в основном процессе рекомбинации неравновесных носителей заряда в толще n -базы тиристора.

Известны различные аппроксимации этого спада, в том числе экспоненциальная зависимость [4] и физически более строгая зависимость, основанная на использовании функции ошибок [5]. Точность аппроксимации формы тока $i_{обр.м}$ важна, в частности, при расчете динамических потерь в тиристоре. Цель же настоящей работы иная: исследовать влияние формы обратного тока и его интегральной характеристики — заряда восстановления на значение начального напряжения на коммутирующем конденсаторе U_{C0} и на время приложения к запираемому тиристору обратного анодного напряжения $t_{обр}$ в установившемся режиме коммутации. При решении данной задачи, как будет показано ниже, форма тока $i_{обр}$ существенно не сказывается на продолжительности $t_{обр}$ и на значениях напряжения U_{C0} , которые в то же время для КВТ сильно зависят от величины заряда Q_B . Поэтому в данном случае вполне удовлетворительной оказывается не только экспоненциальная аппроксимация обратного тока $i_{обр} = I_{обр.м} \exp(-t/\tau_{сп})$, но даже еще более простая линейная зависимость $i_{обр} = I_{обр.м} - K_{сп}(t - t_2)$, причем коэффициенты $\tau_{сп}$ и $K_{сп}$ являются параметрами внутренних, главным образом, рекомбинационных процессов в pn -структуре.

Замещая в схеме на рис. 1, а запираемый КВТ V_C на интервале $t_0 - t_2$ генератором тока $i_{обр} = K_i t$, а на интервале $t_2 - t_3$ — генератором тока $i_{обр} = I_{обр.м} - K_{сп}(t - t_2)$, получаем расчетную схему узла принудительной коммутации, которая учитывает динамику выключения тиристора. Запишем для этой схемы дифференциальные уравнения на интервале коммутации, т. е. на интервале перезаряда конденсатора C_K по контуру $C_K L_K V_K C_K$:

$$\left. \begin{aligned} C_K \frac{du_C}{dt} &= -i_L + i_{обр}; \\ L_K \frac{di_L}{dt} &= u_C - u_L r_K \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

и на интервале подготовки $t_5 - t_6$, т. е. на интервале перезаряда коммутирующего конденсатора C_K по контуру $C_K L_K V_K E_d C_K$:

$$\left. \begin{aligned} C_K \frac{du_C}{dt} &= -i_L; \\ L_K \frac{di_L}{dt} &= u_C - i_L r_K + E_d, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

в которых U_C — напряжение на конденсаторе; i_L — ток в индуктивности; $r_K, r_{п}$ — сопротивления, характеризующие резистивные потери в контурах коммутации и подготовки (в дальнейшем для простоты будем считать $L_K = L_{п} = L$ и $r_K = r_{п} = r$, что можно реализовать практически).

Перепишем выражения (2) и (3) в нормализованной матричной форме:

$$\begin{pmatrix} \frac{d\bar{u}_C}{dt} \\ \frac{d\bar{i}_L}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -2\bar{\alpha}_K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{u}_C \\ \bar{i}_L \end{pmatrix} + \bar{i}_{обр} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}; \quad (2a)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{d\bar{u}_C}{dt} \\ \frac{d\bar{i}_L}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -2\bar{\alpha}_{п} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{u}_C \\ \bar{i}_L \end{pmatrix} + \bar{E}_d \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \quad (3a)$$

где $\bar{\alpha}_K$ или $\bar{\alpha}_{п}$ — приведенные коэффициенты затухания контуров коммутации и подготовки, причем при $r_K = r_{п} = r$ имеем $\bar{\alpha}_K = \bar{\alpha}_{п} = \bar{\alpha}$. Нормированные параметры через истинные выражаются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_C &= \frac{u_C}{E_d}; \quad \bar{E}_d = \frac{E_d}{E_d} = 1; \\ \bar{i}_L &= \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{i_L}{E_d} = \frac{\rho i_L}{E_d}; \quad \bar{i}_{обр} = \frac{\rho i_{обр}}{E_d}; \\ \bar{t} &= \frac{t}{\sqrt{LC}} = \omega_0 t; \quad \bar{d} = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{r}{2\rho\omega_0}; \quad \bar{K}_i = \frac{K_i}{\omega_0}; \\ \bar{K}_{сп} &= \frac{K_{сп}}{\omega_0}; \quad \bar{Q}_B = \frac{Q_B}{E_d C}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Системы дифференциальных уравнений (2a) и (3a) можно записать в векторном виде:

$$\frac{d\vec{x}}{d\bar{t}} = \vec{A}\vec{x} + \vec{\Psi}\vec{B}, \quad (5)$$

где $\vec{x}$ — искомый нормированный вектор (в данном случае это нормированные напряжение на конденсаторе и ток в индуктивности), $\vec{A}$ — нормированная квадратная системная матрица; $\vec{B}$ и $\vec{\Psi}$ — соответственно единичный вектор и нормированная скалярная функция внешнего воздействия, в общем случае зависящая от аргумента, которым в данном случае является нормированное время $\bar{t}$.

Решение векторного уравнения (5) на интервале $\bar{t}_0 \leq \bar{t} \leq \bar{t}_3$ проводилось на ЦВМ с применением метода матричного экспоненциала [6], который целесообразно применять при анализе электромагнитных процессов в схемах, содержащих времязависимые источники (на интервале $\bar{t}_0 < \bar{t} \leq \bar{t}_3$) такие источники моделируют кривую анодного тока запираемого КВТ).

Решение уравнения (5) на интервалах $\bar{t}_3 < \bar{t} < \bar{t}_6$ с целью сокращения машинного времени проводилось более простым методом фазовой плоскости [2], поскольку на интервале $\bar{t}_3 < \bar{t} < \bar{t}_5$ запираемый КВТ представляет по существу уже разомкнутый ключ, а на интервале подготовки $\bar{t}_5 < \bar{t} < \bar{t}_6$ можно не учитывать динамику включения тиристора $V_{п}$ из-за наличия в его анодной цепи более инерционного элемента — дросселя $L_{п}$.

На рис. 2 представлена упрощенная схема алгоритма расчета на ЦВМ установившегося режима коммутации в исследуемом преобразователе

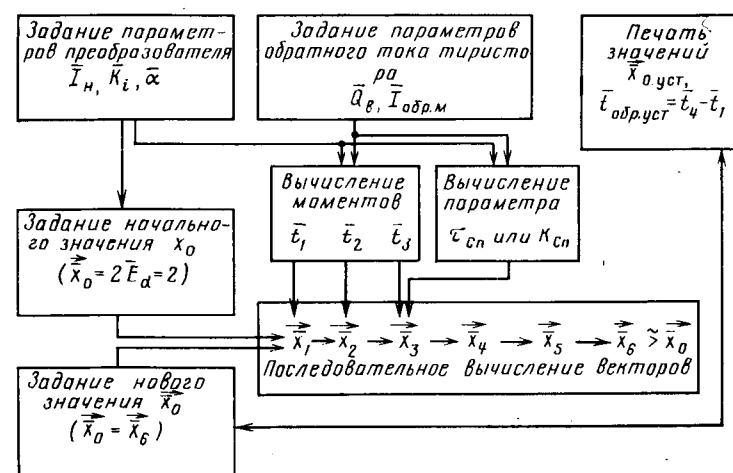


Рис. 2. Схема алгоритма расчета на ЦВМ установившегося режима коммутации в исследуемом преобразователе

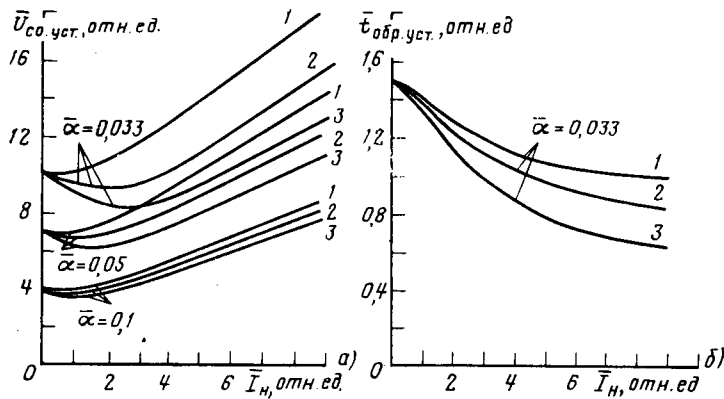


Рис. 3. Расчетные зависимости в относительных единицах начального напряжения на коммутирующем конденсаторе $\bar{U}_{co,уст}$ (а) и продолжительности обратного напряжения на запираемом тиристоре $\bar{t}_{obr,уст}$ (б) от тока нагрузки $\bar{I}_n$ и коэффициента затухания $\bar{\alpha}$ при $\bar{K}_i = \bar{K}_{сп}$ и $\bar{q}_в = \bar{Q}_в / \bar{I}_н = 0$ (кривые 1); $\bar{q}_в = 0,2$ (кривые 2); $\bar{q}_в = 0,4$ (кривые 3)

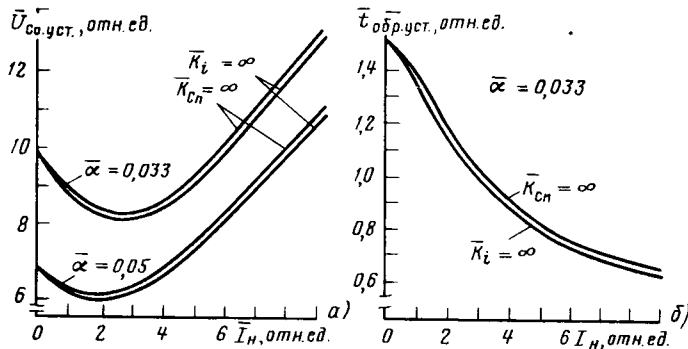


Рис. 4. Расчетные зависимости напряжения $\bar{U}_{co}$ (а) и времени $\bar{t}_{obr}$ (б) от формы обратного анодного тока, характеризуемой коэффициентами его нарастания $\bar{K}_i$ и спада $\bar{K}_{сп}$ при значении $\bar{q}_в = 0,4$

браженной на рис. 1, а, для одного набора исходных параметров преобразователя ($\bar{I}_н$, $\bar{\alpha}$, $\bar{K}_i$) и тиристора V_C ($\bar{Q}_в$, $\bar{t}_{obr,м}$). Задача нахождения выводимых на печать установившихся значений напряжения на конденсаторе перед коммутацией $\bar{U}_{co,уст}$ (т. е. вектора $\vec{x}_{уст}$) и длительности обратного анодного напряжения на запираемом тиристоре $\bar{t}_{obr,уст}$ сводится к вычислению вектора $\vec{x}$ последовательно в моменты времени $\bar{t}_2$, $\bar{t}_3$, $\bar{t}_4$, $\bar{t}_5$ и $\bar{t}_6$. Поскольку значение $\vec{x}(\bar{t}_6)$ на n -м такте коммутации является начальным значением вектора для следующего $(n+1)$ -го такта, т. е. $\vec{x}(n, \bar{t}_6) = \vec{x}(n+1, \bar{t}_0)$, то критерием установления режима коммутации является равенство (с заданной степенью точности ϵ) $\vec{x}(n, \bar{t}_6) = \vec{x}(n, \bar{t}_0)$, которое обеспечивает обычное условие установления $\vec{x}(n, \bar{t}_0) = \vec{x}(n+1, \bar{t}_0)$. Невыполнение указанного критерия приводит к повторным циклам вычислений при новом начальном значении вектора до наступления установившегося режима, после чего значения $\bar{x}_{o,уст}$ и $\bar{t}_{obr,уст}$ выводятся на печать.

При изменении значений исходных данных $\bar{I}_н$, $\bar{\alpha}$, $\bar{K}_i$, $\bar{Q}_в$ и $\bar{t}_{obr,м}$ (по каждой из этих переменных был организован цикл вычислений с заданным шагом) были получены зависимости $\bar{U}_{co,уст} = f_1(\bar{I}_н, \bar{Q}_в, \bar{K}_i, \bar{\alpha})$ и $\bar{t}_{obr,уст} = f_2(\bar{I}_н, \bar{Q}_в, \bar{K}_i, \bar{\alpha})$, которые представлены в виде графиков на рис. 3 и 4.

Полученные результаты позволяют сделать следующие основные выводы:

1. Влияние заряда восстановления выключаемого тиристора на значения напряжения $\bar{U}_{co}$ и интервала $\bar{t}_{obr}$ проявляется тем сильнее, чем больше удельный относительный заряд восстановления

$$\bar{q}_в = \bar{Q}_в \left| \bar{I}_н = \frac{Q_в}{E_d C} \right| \frac{I_n \rho}{E_d} = \frac{Q_в}{I_n \sqrt{LC}} = \frac{Q_в \omega_0}{I_n},$$

который возрастает при высокой собственной частоте коммутирующего LC-контура, т. е. при малых значениях емкости и индуктивности коммутирующих реактивных элементов, что характерно для узлов коммутации КВТ.

2. При возрастании коэффициента затухания $\bar{\alpha}$ коммутирующего LC-контура влияние заряда $\bar{Q}_в$ на снижение значений $\bar{U}_{co}$ и $\bar{t}_{obr}$ проявляется менее заметно.

3. Напряжение $\bar{U}_{co}$ и длительность $\bar{t}_{obr}$ слабо зависят от формы выброса обратного тока, как это видно из графиков зависимостей $\bar{U}_{co} = f_1(\bar{I}_н, \bar{K}_i, \bar{K}_{сп})$ и $\bar{t}_{obr} = f_2(\bar{I}_н, \bar{K}_i, \bar{K}_{сп})$, построенных на рис. 4 для значений $\bar{\alpha}$ и $\bar{Q}_в$, при которых данные зависимости должны проявляться наиболее сильно.

В качестве примера рассмотрим преобразователь на рис. 1, а с параметрами $E_d = 100$ В, $I_n = 100$ А (данные значения характерны, в частности, для мотор-колесного электромотоцикла), $\bar{\alpha} = 0,033$ (что соответствует добротности $Q = 15$), а в качестве основного тиристора V_C используется разработанный в ЛФТИ им. А. Ф. Иоффе КВТ с временем выключения $t_b = 2-3$ мкс и зарядом $Q_b \approx 300$ мкК при запираемом анодном токе $I_a = 100$ А. Для этого случая, используя традиционные методики расчета узла коммутации рис. 1, а [2 и 3], не учитывающие заряд Q_b , получаем $C_K \approx 3$ мкФ; $\rho = \sqrt{L_K / C_K} \approx 2,5$ Ом; $\bar{U}_{co} \approx 11$; $\bar{t}_{obr} \approx 1,25$. При этом $\bar{I}_н = I_n \rho / E_d = 2,5$; $\bar{Q}_в = Q_b / E_d C = 1$; $\bar{q}_в = \bar{Q}_в / \bar{I}_н = 0,4$. Далее по зависимостям рис. 3 при $\bar{q}_в = 0,4$ получим $\bar{U}_{co} \approx 8$ и $\bar{t}_{obr} \approx 1$. Заметное снижение относительного времени $\bar{t}_{obr}$ из-за сильного влияния заряда Q_b в случае КВТ может привести к срыву коммутации. Для получения требуемой коммутационной устойчивости, т. е. заданного абсолютного значения $\bar{t}_{obr}$, нужно при уточненных значениях $\bar{U}_{co}$ и $\bar{t}_{obr}$ повторить по указанным выше методикам расчета узла. Получим $C_K \approx 4$ мкФ и $L_K \approx 16$ мкГн. Экспериментальные результаты подтвердили уточненные расчетные данные.

Таким образом, расчет узлов принудительной конденсаторной коммутации, предназначенных для запираания КВТ, следует проводить с учетом его заряда восстановления, поскольку без такого учета расхождение расчетных и действительных значений $\bar{U}_{co}$ и $\bar{t}_{obr}$ может составлять 20—30 %.

Список литературы

1. Булатов О. Г., Одынь С. В. Вентильные преобразователи на базе полностью управляемых тиристорov. — Итоги науки и техники. ВИНТИ АН СССР. Силовая преобразовательная техника, 1979, т. 2—112 с.
2. Глазенько Т. А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. — Л.: Энергия, 1973.—304 с.
3. Забродин Ю. С. Узлы принудительной конденсаторной коммутации тиристорov. М.: Энергия, 1974.—128 с.
4. Челноков В. Е., Евсеев Ю. А. Физические основы работы силовых полупроводниковых приборов. — М.: Энергия, 1973.—280 с.
5. Ромаш Э. М. Анализ переходных характеристик выключения тиристорov. — В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение, 1968, вып. 20, с. 152—166.
6. Беллман Р. Введение в теорию матриц. — М.: Наука, 1976.—352 с.

[22.06.82]

Выбор дискретных переменных при анализе устойчивости выпрямителей

ИСХАКОВ А. С., канд. техн. наук

Математической моделью устройств, содержащих вентиляные цепи служат разностные уравнения. В состав аргументов уравнений входят дискретные значения токов, напряжений и других переменных, взятые в моменты времени, называемые моментами квантования или дискретизации. В качестве моментов квантования обычно используют моменты переключения вентиля [1—6]. Квантование переменных может производиться и в другие моменты, поэтому вид разностных уравнений зависит от выбора этих моментов.

В статье показывается, что выбор моментов квантования оказывает существенное влияние на трудоемкость исследования динамических свойств линейризованных выпрямителей и даются рекомендации по их выбору.

Для наглядности рассуждений на рисунке показаны кривые напряжения на выходе выпрямителя u_d и тока i_d при активно-индуктивной нагрузке для непрерывного и полууправляемого режимов. Совместив моменты квантования с моментами отпирания вентилей можно получить разностное уравнение, например, для непрерывного режима [5]:

$$i_{n+1} + F(\alpha_{n+1}, i_n, \alpha_n) = i_{n+1} - I_m \cos\left(\alpha_{n+1} + \frac{\pi}{m} - \varphi\right) - \left[i_n - I_m \cos\left(\alpha_n - \frac{\pi}{m} - \varphi\right)\right] e^{sT_n} = 0, \quad (1)$$

где

$$I_m = U_m (R^2 + \omega^2 L^2)^{-1/2}; \quad \operatorname{tg} \varphi = -\frac{\omega}{s}; \quad s = -\frac{L}{R};$$

$$T_n = T - \alpha_n + \alpha_{n+1}; \quad T = \frac{2\pi}{m\omega}.$$

Подобный вид имеют уравнение и для произвольной нагрузки k -го порядка:

$$Y_{n+1} + F(\alpha_{n+1}, Y_n, \alpha_n) = 0, \quad (2)$$

где $Y_n = \{y_{in}\}$ — дискретный вектор состояния линейной части, $i = 1, \dots, k$.

Математическая особенность уравнения (2) состоит в наличии в составе аргументов уравнений значения угла α_{n+1} . Для систем управления, описываемых разностным уравнением нулевого порядка и выше, к числу которых относятся, в частности, синхронные и асинхронные системы, наличие переменной α_{n+1} существенно усложняет процедуру получения линейной модели по сравнению с уравнением (2) без переменной α_{n+1} . Покажем это. Пусть уравнение системы управления имеет вид разностного уравнения первого порядка относительно α_n (асинхронные системы):

$$R(\alpha_{n+1}, y_{in}, \alpha_n) = 0, \quad i = 1, \dots, k. \quad (3)$$

Объединим (2) и (3) в форме одного векторного уравнения:

$$P(Z_{n+1}, Z_n) = 0, \quad (4)$$

где $Z_n = \{Y_n, \alpha_n\}$ — вектор состояния замкнутой системы.

В линейризованном уравнении (4)

$$C_1 \Delta Z_{n+1} = C_2 \Delta Z_n, \quad (5)$$

где $C_1 = \partial P / \partial Z_{n+1}$; $C_2 = -\partial P / \partial Z_n$ — квадратные $(k+1) \times (k+1)$ — матрицы.

Матрица коэффициента C_1 не является единичной из-за наличия столбца коэффициентов при переменной $\Delta \alpha_{n+1}$ в линейризованном уравнении (2), входящем в (5). Поэтому для применения стандартных методов исследования к уравнению (5) необходимо привести его к нормальной форме:

$$\Delta Z_{n+1} = C \Delta Z_n, \quad (6)$$

где $C = C_1^{-1} C_2$; $\det C_1 \neq 0$.

Указанная процедура связана с обращением матрицы C_1 и вычислением произведения матриц $C = C_1^{-1} C_2$. Иллюстрацией ее служит уравнение типа (6), полученное в [5 и 6].

Пусть разностное уравнение имеет нулевой порядок относительно α_n (синхронные системы). Тогда в линейризованном

уравнении (3) переменная $\Delta \alpha_n$ является линейной комбинацией переменных Δy_{in} . Выразив $\Delta \alpha_{n+1}$ через комбинацию переменных $\Delta y_{in, n+1}$ в линейризованном уравнении (2) получим линейное уравнение замкнутой системы, в котором матрица C_1 имеет порядок, равный k , и она также не является при $k > 1$ единичной.

Избавиться от выполнения трудоемких операций по обращению и умножению матриц можно смещением моментов квантования влево относительно моментов отпирания (как отмечено на рисунке для обоих режимов значениями t'_n и t'_{n+1}). Все переменные и функции для «новых» моментов отмечены штрихом. Для непрерывного режима эти моменты целесообразно выбрать в точках естественной коммутации, для полууправляемого — в точках перехода кривых напряжения u_d через нуль. В этом случае выражение типа (1) не содержит переменной α_{n+1} .

$$i'_{n+1} + F(i'_n, \alpha_n) = i'_{n+1} - i'_n e^{sT} - I_m \left[\cos\left(\frac{\pi}{m} - \varphi\right) (1 - e^{sT_n}) + 2 \sin \frac{\pi}{m} \sin(\varphi - \alpha_n) e^{s\left(T - \frac{\alpha_n}{\omega}\right)} \right] = 0. \quad (7)$$

В общем случае уравнения типа (2) и (3) имеют вид:

$$\begin{cases} Y'_{n+1} + F'(Y'_n, \alpha_n) = 0; \\ R'(\alpha_{n+1}, y'_{in}, \alpha_n) = 0. \end{cases} \quad (8)$$

Линеаризация этих уравнений позволяет, не выполняя операций обращения и умножения матриц, сразу получить нормальную форму уравнения типа (5):

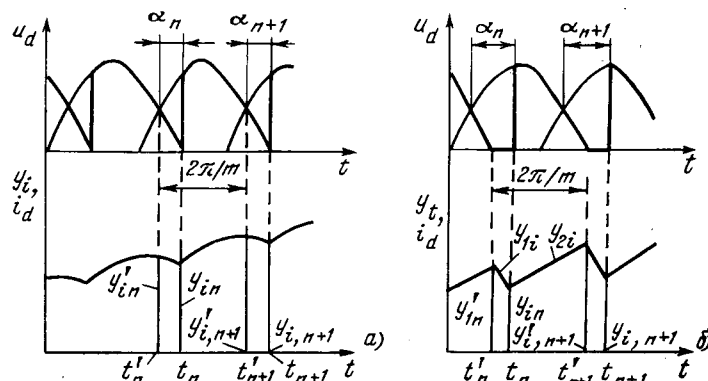
$$\Delta Z'_{n+1} = C' \Delta Z'_n, \quad (9)$$

где $\Delta Z'_n = \{\Delta Y'_n, \alpha_n\}$ $C' = \frac{\partial P'}{\partial Z'_n}$, P' — совокупность уравнений (8).

Покажем два варианта получения уравнения (8) для случая, когда линейная часть, передаточная функция которой $W(s)$ (8) имеет простые и некротные полюсы s_i , представляется в виде параллельного соединения элементарных звеньев с передаточной функцией $W_i(s)$ каждого звена

$$W(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \sum_{i=1}^k W_i(s) = \sum_{i=1}^k \frac{c_i}{s - s_i}; \quad c_i = \frac{P(s_i)}{Q'(s_i)}.$$

Первый вариант, поясняемый на примере полууправляемого режима, отражает метод, изложенный в [6] и является обычным способом получения разностных уравнений кусочно-линей-



Кривые выходного напряжения выпрямителя u_d и тока i_d (переменная y_i линейной части) а — непрерывный режим; б — полууправляемый режим

ных систем. Обозначим выходную координату элементарного звена y_i на участках отсутствия и наличия напряжения (см. рисунок, б) соответственно через y_{1i} и y_{2i} . Совмещая ось отсчета времени с началом каждого участка запишем выражение для y_i .

$$y_i = \begin{cases} y_{1i} = A_{1i} e^{s_i t} & \text{при } 0 < t < t'_n - t_n; \\ y_{2i} = Y_{mi} \cos(\omega t + \beta_{in}) + A_{2i} e^{s_i t} & \text{при } 0 < t < \frac{\phi_{1n}}{\omega}, \end{cases}$$

где A_{1i} и A_{2i} — постоянные интегрирования; ω — круговая частота напряжения питания; m — фазность выпрямителя;

$$Y_{mi} = U_m c_i (\omega^2 + s_i^2)^{-1/2}; \quad \operatorname{tg} \varphi_i = -\omega/s_i;$$

$$\beta_{in} = \alpha_n - \pi/m - \varphi_i; \quad \phi_{1n} = \pi/2 + \pi/m - \alpha_n.$$

Обозначая $y'_{in} = y_i(0)$ и $y'_{i, n+1} = y_i(\phi_{1n})$ и используя условие непрерывности переменной y_i в моменты переключения вентилей, получаем разностное уравнение, описывающее динамику элементарного звена и связывающее значения его выходной координаты в моменты перехода двух очередных кривых напряжения питания через нуль:

$$F_i(y'_{in}, \alpha_n, y'_{i, n+1}) = y'_{i, n+1} - d_i y'_{in} + Y_{mi} \cos \beta_{in} f_{in} - Y_{mi} \sin \varphi_i, \quad (10)$$

где

$$d_i = \exp(s_i T); \quad f_{in} = \exp\left(\frac{s_i}{\omega} \phi_{1n}\right),$$

в котором в отличие от подобного уравнения [6] переменная α_{n+1} отсутствует. Совокупность k уравнений (10) образует уравнение первое (8). Второе уравнение (8) получаем подстановкой выходного сигнала ЛЧ $y = \sum_{i=1}^k y_i$ в выражение, характеризующее работу интегральной системы управления [5]:

$$\int_0^{T_n} (X_3 - y) dt = X_c, \quad (11)$$

где $T_n = \frac{1}{\omega} \left(\frac{2\pi}{m} - \alpha_n + \alpha_{n+1} \right)$; X_3 и X_c — сигналы задания.

Вычисляя (11), получаем второе уравнение (8):

$$R'(\alpha_n, y'_{in}, \alpha_{n+1}) = X_3 \omega T_n - \omega X_c - \sum_{i=1}^k [Y_{mi} (\cos \varphi_i - \sin \beta_{in}) - \operatorname{tg} \varphi_i (y'_{in} g_{in} - Y_{mi} \cos \beta_{in}) \times (d_{in} - 1) + Y_{mi} \sin \varphi_i g_{i, n+1}], \quad (12)$$

где

$$g_{in} = \exp\left[\frac{s_i}{\omega} (\alpha_n - \pi/2 + \pi/m)\right], \quad d_{in} = \exp(s_i T_n).$$

Суть второго варианта, изложенного для режима непрерывного тока, основана на получении первого уравнения (8) по известному уравнению (4), используя нелинейное преобразование вектора Z_n в вектор Z'_n . Пусть известно уравнение [5], состоящее из уравнений выпрямителя

$$F_i(\alpha_n, y_{in}, \alpha_{n+1}, y_{i, n+1}) = y_{i, n+1} - Y_{mi} \cos \delta_{i, n+1} - (y_{in} - Y_{mi} \cos \beta_{in}) d_{in}, \quad (13)$$

где $\delta_{i, n+1} = \alpha_{n+1} + \pi/m - \varphi_i$

и схемы управления

$$R(\alpha_n, y_{in}, \alpha_{n+1}) = X_3 \omega T_n - \omega X_c - \sum_{i=1}^k [Y_{mi} (\sin \delta_{i, n+1} - \sin \beta_{in}) - \operatorname{tg} \varphi_i (d_{in} - 1) \times (y_{in} - Y_{mi} \cos \beta_{in})]. \quad (14)$$

Закон преобразования Z_n в Z'_n можно получить, связывая значения y_i в моменты t_n и t'_n . При совмещении оси отсчета с мо-

ментом естественной коммутации выходное напряжение на интервале $0 < t < t'_n - t_n$ описывается выражением $u_d = U_m \cos(\omega t - \pi/m)$. Реакция элементарного звена на воздействие u_d имеет вид:

$$y_i = Y_{mi} \cos(\omega t + \pi/m - \varphi_i) + A_i e^{s_i t}. \quad (15)$$

Обозначив $y'_{in} = y_i(0)$ и $y_{in} = y_i(\alpha_n)$, из (15) получаем закон преобразования Z_n в Z'_n в виде связи компонентов y_{in} и y'_{in}

$$y_{in} = [y'_{in} - Y_{mi} \cos(\pi/m - \varphi_i)] [h_{in} + Y_{mi} \cos \delta_{in}], \quad (16)$$

где

$$h_{in} = \exp\left(\frac{s_i}{\omega} \alpha_n\right); \quad \delta_{in} = \alpha_n + \pi/m - \varphi_i.$$

Подставляя (16) в (13) и (14) получаем искомый вид уравнений (8):

$$F'_i(\alpha_n, y'_{in}, y'_{i, n+1}) = y'_{i, n+1} - d_i y'_{in} - Y_{mi} [\cos(\pi/m - \varphi_i) (1 - d_i) + 2 \sin \frac{\pi}{m} d_i h_{in}^{-1} \sin(\varphi_i - \alpha_n)]; \quad (17)$$

$$R'(\alpha_n, y'_{in}, \alpha_{n+1}) = X_3 \omega T_n - \omega X_c - \sum_{i=1}^k \left\langle -Y_{mi} (\sin \delta_{i, n+1} - \sin \beta_{in}) - \operatorname{tg} \varphi_i (d_{in} - 1) \times \left[2 Y_{mi} \sin \frac{\pi}{m} \sin(\varphi_i - \alpha_n) + y'_{in} - Y_{mi} \cos\left(\frac{\pi}{m} - \varphi_i\right) h_{in} \right] \right\rangle. \quad (18)$$

Линеаризовав уравнения (10), (12), и (17), (18), получим нормальную форму уравнения вида (9). Матрица C' отличается от матрицы C , но характеристическое уравнение для обеих матриц равно

$$\det(\lambda I - C) = \det(\lambda I - C') = 0, \quad (19)$$

где I — единичная матрица.

Вычисляя (19) с матрицей C' , в итоге имеем такие же условия устойчивости, какие получены в [5 и 6], но и теперь для этого не требуется выполнение трудоемких матричных преобразований.

Выводы 1. При анализе динамических свойств замкнутых систем с выпрямителями с помощью разностных уравнений существует произвол в выборе моментов квантования переменных линейной части.

2. Для упрощения процедуры исследования линеаризованной модели выпрямителя целесообразно моменты квантования выбрать слева от моментов отпираания вентилей: для непрерывного режима — в точках естественной коммутации, для полупроводимого — в точках перехода напряжений питания через нуль.

Список литературы

1. Толстов Ю. Г., Придатков А. Г. Переходные процессы в автономных инверторах с независимым управлением. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1967, № 2.
2. Нейман Л. Р. Обобщенный метод анализа переходных и установившихся процессов в цепях с преобразователями с учетом активных сопротивлений. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1972, № 2.
3. Поссе А. В. Применение метода разностных уравнений для расчета переходных процессов в преобразователях. — Изв. НИИПТ № 18, 1972.
4. Глинтерник С. Р., Лукашев В. А. Расчет переходных процессов и определение устойчивости регулируемых вентильных преобразователей. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1979, № 2.
5. Исаков А. С., Придатков А. Г. Математическая модель выпрямителя. — Электричество, 1980, № 6.
6. Исаков А. С. Выпрямитель в полупроводимом режиме. — Электричество, 1981, № 6.

[25.06.82]

Задачи и возможности автоматизированного перспективного проектирования электроэнергетических систем¹

(статья В. А. Веникова, «Электричество», 1982, № 4)

ТЮХАНОВ Ю. М., УСИХИН В. Н.

Очень важным в обсуждаемой статье является положение о том, что при проектировании электроэнергетических систем необходимо учитывать из взаимодействия со сферой промышленного производства или, иными словами, с другими подсистемами народного хозяйства. Существующая практика проектирования зачастую молчаливо обходит этот принцип, что обуславливает значительное снижение уровня внешнего правдоподобия [1] моделей локальных задач и, как следствие, меньшую обоснованность проектных решений.

Для иллюстрации рассмотрим задачу выбора материала опор ВЛ без учета и с учетом ограничений, обусловленных конечностью материальных ресурсов (например, металла). Предположим, что в некотором планируемом периоде в народном хозяйстве должно быть запроектировано и построено множество $M_n = \{i: i=1, n\}$ ВЛ на железобетонных или металлических опорах. Приведенные затраты i ВЛ в случае применения железобетонных опор обозначим через Z_{i1} , а металлических — через Z_{i2} , причем варианту с железобетонными опорами сопоставим булеву переменную x_{i1} , а с металлическими — x_{i2} . Тогда целевая функция задачи

$$F = \sum Z_{i1}x_{i1} + \sum Z_{i2}x_{i2} \rightarrow \min; \quad (1)$$

$$x_{i1} + x_{i2} = 1, \quad \forall i \in M_n. \quad (2)$$

Нетрудно заметить, что задача (1)—(2) распадается на n подзадач вида

$$f_i = Z_{i1}x_{i1} + Z_{i2}x_{i2} \rightarrow \min; \quad (3)$$

$$x_{i1} + x_{i2} = 1, \quad (4)$$

решение которых тривиально: минимум (3) соответствует единичному коэффициенту того x , коэффициент при котором в (3) минимален. Описанная процедура тождественна используемому в проектной практике сопоставлению вариантов по минимуму приведенных затрат. Дополним далее модель (1)—(2) условием, ограничивающим расход металла в электросетевое строительство на рассматриваемый период величиной B , а через b_{i1} , b_{i2} обозначим соответственно металлоемкость i ВЛ в железобетонном и металлическом исполнениях, т. е. рассмотрим задачу

$$F = \sum Z_{i1}x_{i1} + \sum Z_{i2}x_{i2} \rightarrow \min; \quad (5)$$

$$x_{i1} + x_{i2} = 1; \quad (6)$$

$$\sum b_{i1}x_{i1} + \sum b_{i2}x_{i2} \leq B. \quad (7)$$

Согласно теореме Куна — Таккера [2], одно из необходимых условий минимума (5)—(7)

$$\gamma(\sum b_{i1}x_{i1} + \sum b_{i2}x_{i2} - B) = 0, \quad (8)$$

где γ — множитель Лагранжа.

Если в оптимальном решении (7) выполняется как неравенство, т. е. ресурсное ограничение не является определяющим, то из (8) получаем $\gamma = 0$, и рассматриваемая задача сводится к (1)—(2). Если же в оптимальном решении (7) выполняется как равенство, то $\gamma > 0$ и согласно теореме Эверетта [2] решение локальных задач (3)—(4) изменяется в сторону уменьшения потребного количества металла.

Предположим, что значение $\gamma \neq 0$ в оптимальной точке (5)—(7) известно. Тогда минимизация (5)—(7) тождественна минимизации лагранжиана [2]:

$$L = \sum (Z_{i1} + \gamma b_{i1})x_{i1} + \sum (Z_{i2} + \gamma b_{i2})x_{i2} \rightarrow \min \quad (9)$$

при ограничениях (6), которая осуществляется аналогично (1)—(2) с той разницей, что значения приведенных затрат отдельных вариантов увеличены на γb_i . Таким образом, некоторые из ВЛ, принимаемые при локальном рассмотрении проблемы на металлических опорах, с учетом ресурсного ограничения (7) должны выполняться железобетонными, т. е. сама по себе вели-

чина приведенных затрат при локальном рассмотрении задач окончательно еще ничего не характеризует. По своему экономическому смыслу множители γ есть, по терминологии [3] объективно обусловленные оценки (в зарубежной литературе, например, [2] используется термин «теневая цена»), и эти оценки должны учитываться при определении приведенных затрат вариантов в локальных задачах. Однако до последнего времени такой учет не производился, и выбор, например, материала опор ВЛ осуществлялся фактически в предположении избытка металла для электросетевого строительства со всеми вытекающими отсюда последствиями. Положение изменилось с принятием решения об учете стоимости металла при технико-экономическом сравнении вариантов для объектов строительства коэффициентов Z_{i2} . Значения множителей γ являются таким образом параметрами связи между подсистемами, и до тех пор пока они не будут учитываться для всех лимитируемых ресурсов в проектных расчетах, достоверность последних ни в коем случае нельзя преувеличивать.

В практике проектирования промышленного электроснабжения известны случаи, когда более «дорогому» на первый взгляд варианту обоснованно отдавалось предпочтение. Для примера остановимся на способе прокладки питающих и распределительных цеховых низковольтных сетей. Повсеместно распространенная в недавнем прошлом прокладка сетей в трубах под полом характеризуется меньшими приведенными затратами за счет уменьшения длин трасс по сравнению с открытой прокладкой сетей в строительных конструкциях зданий. Однако в последнем случае, как показал опыт строительства ВАЗ, достигается необходимая независимость электромонтажных работ от строительной готовности объекта, повышается индустриализация электромонтажа, экономятся трудовые ресурсы и сокращаются сроки строительства, что в конечном итоге является более определяющим фактором.

Критерий минимума затрат в локальных задачах мог бы считаться единственным при условиях, что модель проблемы достаточно адекватна ее существу, а сама проблема рассматривается с учетом взаимосвязей с другими подсистемами. Но, к сожалению, последнее корректно пока невыполнимо: более того некоторые взаимосвязи, несомненно подлежащие учету при обосновании проектных решений, вряд ли вообще могут быть количественно определены (например, характеристики будущего поведения людей с точки зрения привлекательности для них работы в электроэнергетике). Все это обуславливает неформализуемость единого критерия оценки проектных решений, т. е. многокритериальность задачи, одним (но только одним) из которых будет значение приведенных затрат. В терминах обсуждаемой статьи это означает, что структурно-экономический анализ должен являться лишь одной из составляющих при выборе проектного решения.

В этой связи важнейшее значение имеет вопрос о стратегии поиска оптимальных решений при автоматизированном проектировании. При всей привлекательности идеи получения некоторого окончательного решения посредством оптимизации соответствующей модели трудно ожидать реальных результатов по ее осуществлению. Многокритериальность целевой функции предполагает наличие методов поиска разумного компромисса при оценке противоположных критериев. Однако до сих пор в математике полноценной теории компромисса не существует [4] и, как отмечено там же, дело математики в подобных случаях не выдать окончательное решение, а помочь человеку его выбрать.

Весьма перспективными для этих целей являются методы кибернетического моделирования [5], согласно которым возможно описание отдельных подсистем функциональными характеристиками, однозначно характеризующими подсистемы при незави-

¹ Продолжение. См. «Электричество», 1982, № 10, 11.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ного звена в ЭС. Необходимы разработка программы определения глобального к. п. д. ЭС с учетом современных условий эксплуатации с разными вариантами графиков нагрузки и создание мощных конденсаторов высокого напряжения.

Важным вопросом является экология. Здесь необходимы обобщенные директивные материалы и рекомендации для разных экономических районов и типов ЭС, так как проектировщики часто встречаются с фактами, когда при больших первоначальных затратах эффективность действия защитных средств мала.

СТАВРОВСКИЙ А. И.

Физико-технологическое прогнозирование в условиях появления новых технических идей, концепций и решений задач электроэнергетики представляется чрезвычайно актуальным. Именно этому вопросу посвящена обсуждаемая статья. Нам бы хотелось остановиться на некоторых проблемах собственно автоматизации управления развитием, проектированием и эксплуатацией электроэнергетических систем.

Создание действительно эффективной системы управления сложными объектами (к которым относится электроэнергетика) возможно лишь на основе правильного сочетания трех важнейших компонентов — организации, экономических механизмов и автоматизации обработки информации. В нашей стране много делается для развития первых двух компонентов. Однако современная электроэнергетика подразумевает не только строительство новых электростанций, линий электропередач, но и проведение энергосберегающей и природоохраняющей политики. В этой связи повышение эффективности и качества электроэнергетического производства, как впрочем и других отраслей промышленности, сегодня трудно представить без организации управления развитием, проектированием и их эксплуатацией на принципах автоматизированных систем, основным из которых является «системный подход» [1]. Таким образом, автоматизированные системы управления (АСУ) — это третий обязательный компонент для эффективного управления сложными объектами. В настоящее время ведутся интенсивные работы по созданию и внедрению АСУ на предприятиях и в организациях Минэнерго СССР для проектирования и эксплуатации энергосистем [2].

Определенные успехи в развитии экономико-математических методов оптимизации управления сложными объектами (теория систем, системный анализ) на основе современных информационно-вычислительных систем третьего и четвертого поколений создают предпосылки кажущегося уменьшения роли человека в сфере принятия управленческих решений и фетишизации электронно-вычислительной техники. Поэтому необходимо подчеркнуть, что АСУ не «управляет» сложными объектами (народным хозяйством страны, отрасли, крупного производственного объединения или предприятия), а лишь «командует» потоками информации о состоянии объекта, помогает организовать и упорядочить структуру управления и осуществлять решение плано-управленческих задач. Что же касается формирования цели управления и принятия решений, то эти функции остаются за человеком.

ИДЕЛЬЧИК В. И., АКИШИН Л. А., ПАЛАМАРЧУК С. И.

Повышение качества проектных разработок — один из путей решения больших задач, стоящих перед отечественной энергетикой. Неслучайно вопросам качества проектирования уделяется значительное внимание в научных исследованиях. Эти исследования должны получать ускоренное использование в реальной практике проектирования.

В статье «Задачи и возможности автоматизированного перспективного проектирования электроэнергетических систем» автором предлагается кардинально изменить существующую в настоящее время методику проектирования электроэнергетических систем. Суть предлагаемого нового подхода заключается в использовании наряду с общепринятым в настоящее время структурно-экономическим анализом результатов физико-технологического прогнозирования состояния оборудования.

Действительно, существующая методика проектирования основывается на том, что физико-технологические свойства оборудования электрических систем (так же, как и основной показате-

Список литературы

1. Налимов В. В., Голикова Т. И. Логические основания планирования эксперимента. — М.: Металлургия, 1981.
2. Веников В. А., Иванов-Смоленский А. В. Физическое моделирование электрических систем. — М.: ГЭИ, 1956.
3. Артемьев А. А., Артемьев А. И. Оптимизационные расчеты трансформаторов, построенных на базе ферритов. — Изв. вузов. Электромеханика, 1979, № 3.
4. Артемьев А. А., Артемьев А. И. Определение оптимальной толщины листа стали трансформаторов с помощью аналоговой машины. — Изв. вузов. Энергетика, 1972, № 8.

Естественно, что при этом люди могут и должны использовать новую технику исследования (системный анализ) — аппарат воспроизведения (имитации) на ЦВМ специально организованных систем математических моделей функционирования проектируемого или изучаемого комплекса [3]. Однако и здесь не стоит забывать, что в настоящее время человек, по удачному выражению Е. С. Вентцеля, «единственный инструмент, способный эффективно принимать компромиссные решения, преодолевать трудности, связанные с наличием неопределенности критериев или наличием нескольких противоречивых критериев» [4]. И в том, что порой АСУ не дают ожидаемого эффекта, объективно виноваты, как правило, люди.

В заключение следует внести ясность в понимание термина «автоматизация проектирования», который, как нам представляется (в силу общности проблем), надо трактовать довольно широко, т. е. говорить об автоматизации управления развитием, проектированием и эксплуатацией, в нашем случае, электроэнергетических систем. Это и создание взаимосвязанной иерархической системы комплекса технических и программных средств, и автоматизация рабочих мест исследователя, конструктора-проектировщика или инженера-технолога (диспетчера), и разнообразные диалоговые процедуры, и, конечно, автоматизация всех графических и рутинных работ. Центральная задача таких автоматизированных систем управления — разработка новой технологии управления, призванной повысить в условиях функционирования АСУ производительность работы исследователей, проектировщиков и производственников, направленной на повышение эффективности и качества электроэнергетики.

Список литературы

1. Мелентьев Л. А. Системные исследования в энергетике. — М.: Наука, 1979.
2. Автоматизированные системы управления в энергетике/Е. И. Бланк, В. Г. Орнов, В. А. Семенов, Г. А. Черня. — Электрические станции, 1982, № 6.
3. Моисеев Н. Н. Математические задачи системного анализа. — М.: Наука, 1981.
4. Вейценбаум Дж. Возможности вычислительных машин и человеческого разума (От суждений к вычислениям). — М.: Радио и связь, 1982.

тель — цена) являются заданными. Как справедливо указывается в статье, сопоставление и оценка выбираемого оборудования исходя из существующих в данное время цен, не учитывающих технологический прогресс, являются неправильными и приводят к явным парадоксам. Автор убедительно демонстрирует это на приведенных примерах. Подчеркивается, что допущенные ошибки не случайны и связаны с принципиально неправильным традиционным подходом к проектированию, при котором возможности технологического развития учитываются неполностью.

В настоящее время предлагаемый многоаспектный анализ становится более реальным благодаря внедрению в инженерную практику автоматизированного проектирования. Однако для реализации этого подхода проектировщику системы необходимо участвовать в перспективной оценке физико-технических свойств оборудования, что является наиболее труднореализуемым требованием новой методики.

Существуют статьи, в том числе авторов этой заметки, в ко-

ЛАРИОНОВ В. П., БАЗУТКИН В. В., СЕРГЕЕВ Ю. Г.
Техника высоких напряжений. Учебник для техникумов.— М.: Энергоиздат, 1982. — 296 с.

В учебных планах техникумов для специальностей электро-энергетического профиля содержится традиционная дисциплина «Техника высоких напряжений». Однако методическое обеспечение этого предмета неудовлетворительно, в связи с чем выход в свет рецензируемого учебника представляется весьма своевременным.

Программа по дисциплине «Техника высоких напряжений» включает большое число вопросов, затрагивающих различные физические явления, кроме того, к настоящему времени накоплен обширный экспериментальный материал, а также большой опыт проектирования и эксплуатации высоковольтного электро-технического оборудования — все это сильно затрудняет написание учебника для техникумов. Следует отметить, что авторы проделали большую работу по систематизации и конкретизации материала применительно к учебным программам средних технических учебных заведений.

Книга состоит из введения, шести разделов, включающих тридцать одну главу, приложений и списка литературы.

В первом разделе дана общая характеристика внешней изоляции электроустановок и особенности ее испытаний. Изложены физические процессы в ионизированных газах и особенности формирования разряда в различных промежутках при длительном действующих напряжениях, а также при грозовых и коммутационных импульсах. Указаны способы снижения потерь энергии на корону уровня радиопомех. Рассмотрены конструкции изоляторов и их разрядные напряжения при различных эксплуатационных условиях, а также способы повышения электрической прочности внешней изоляции.

Во втором разделе изложены физические процессы пробоя и старения внутренней изоляции электроустановок. Рассмотрены методы профилактического контроля внутренней изоляции.

В третьем разделе рассмотрены вопросы защиты подстанций от прямых ударов молнии, защитные аппараты, а также принципы молниезащиты воздушных линий электропередачи и защиты электрооборудования подстанций от набегающих с линии импульсов грозовых перенапряжений.

В четвертом разделе рассмотрены электромагнитные процессы возникновения коммутационных, феррорезонансных, ре-

зонансных перенапряжений, а также перенапряжений при однофазных дуговых замыканиях на землю с изолированной нейтралью. Приведены меры ограничения перенапряжений.

В шестом разделе изложены особенности выбора изоляции воздушных линий электропередачи. Рассмотрены испытательные установки высокого напряжения и методы испытания электрической прочности изоляции электрооборудования.

В шестом разделе приведено описание конструкций изоляции трансформаторов, электрических машин и аппаратов, кабелей высокого напряжения.

По рецензируемой книге следует сделать некоторые замечания, которые будут полезны авторам при подготовке последующего издания.

Следовало бы больше внимания уделить изложению практической стороны вопросов, увеличить число примеров расчета. В частности, желательно дать примеры расчета зон защиты молниеотводов при защите оборудования подстанций, зданий и сооружений от прямых ударов молнии, заземлений молниеотводов. Полезно было бы привести примеры расчета потерь энергии на корону, толщины градированной изоляции, методику проверки проводов по условиям коронирования. Желательно сообщить данные о новых типах изоляторов, кабелей, разрядников и ограничителей перенапряжений.

В тексте много мест выделено петитом, что затрудняет чтение и, следовательно, мешает усвоению физической сути рассматриваемых вопросов; слишком много мелких параграфов, что не способствует цельности в изложении материала. Представляется, что шестой раздел «Изоляция электрооборудования» удобнее поместить после изложения характеристик внутренней изоляции электроустановок.

Все отмеченные замечания могут быть легко учтены авторами при подготовке второго издания книги, которая является своевременной и полезной.

КАПУСТИНА А. Г., ПОЛЬГИНА Т. Л., МИТЬКИН Ю. А.

торых анализируется влияние различных факторов на решение проектных задач. В них показано, что существенное влияние на результаты проектирования оказывают неточности задания исходной информации, упрощения математических моделей и методов, используемых при выборе проектных решений.

Перерасход затрат из-за неточности исходных данных при определении оптимального варианта развития электрических сетей составляет в среднем для сетей 330—750 и 500 кВ и выше рассмотренных энергосистем соответственно 3,3 и 3,7%, а для районных сетей 110—220 кВ—1,3%. Уменьшение сроков прогнозирования при проектировании с 6—7 до 3—4 лет приводит к снижению погрешности исходных данных в два раза. Это вызывает снижение среднего перерасхода затрат для сетей энергосистемы на 36—38 %. Применение моделей и методов, учитывающих неоднозначность исходных данных, может снизить перерасход для этих же сетей на 21—28 %.

Неучет в модели дискретности параметров элементов сети, динамики развития, многорежимности работы энергосистемы, надежности электроснабжения и естественного потокораспределения в контурах сети приводит к погрешностям в выборе оптимальной сети, которые сопоставимы по величине с погрешностью из-за неточности исходных данных, а в отдельных случаях даже превосходят ее. Влияние перечисленных выше факторов проявляется сильнее в более сложных схемах сетей. Ввиду

продолжающегося усложнения структуры и повышения взаимосвязанности сетей энергосистем указанные факторы необходимо учитывать в моделях, применяемых в практике проектирования.

Погрешность решения, вызываемая использованием приближенного метода, позволяющего отыскивать лишь локальные минимумы, существенно зависит от сложности оптимизируемых схем сетей. Для уменьшения погрешности до допустимых значений целесообразно применять многократное повторение расчетов при различных начальных точках спуска к минимуму. Полученные зависимости погрешности от числа случайно заданных начальных точек при использовании приближенного метода релаксации.

С уверенностью можно сказать, что неучет перспективного изменения физико-технологических свойств оборудования может приводить к еще более заметным ошибкам проектирования. Поэтому автор статьи совершенно правильно и своевременно поставил вопрос о необходимости изменения существующего подхода к проектированию электроэнергетических систем. Существующая недооценка физико-технологического прогнозирования и возможностей, им открываемых, должна быть преодолена. Перед исследователями стоит задача разработки новой методики количественной оценки эффективности действия больших систем и управления их развитием, включающую оценку физико-технологического прогресса.

Три книги о повышении качества и эффективности работы энергосистем¹

Вопросы повышения качества продукции, управления качеством становятся все более актуальными, что стимулирует появление большого количества публикаций по этим темам. Не претендуя на полное обобщение их, проведем анализ трех работ, недавно появившихся в печати. Две из них посвящены снижению технологического расхода энергии в электрических сетях третья рассматривает в совокупности весь круг проблем управления качеством в энергосистеме, известным образом методически обобщая вопросы повышения эффективности и качества работы энергосистем.

Рецензируемые работы связаны между собой общностью тематики и хорошо иллюстрируют сегодняшнее состояние дел. Совместное их рассмотрение позволяет более наглядно выявить особенности каждого подхода и имеющиеся резервы повышения эффективности. Перейдем к краткому рассмотрению этих книг.

Первая книга — временная инструкция — утверждена в 1980 г., но на страницах журнала «Электричество» еще не обсуждалась, хотя является чрезвычайно важным методическим документом, который, несомненно, повлияет на реальную эффективность работы предприятий электрических сетей (ПЭС).

Инструкция устанавливает порядок составления планов мероприятий по снижению расхода энергии на ее транспорт (снижение потерь энергии) в электрических сетях, регламентирует порядок подготовки отчетных данных о выполнении этого плана. В ней указано распределение обязанностей между подразделениями ПЭС (РЭС) по планированию мероприятий, контролю за их внедрением и подготовке отчета; дан типовой перечень мероприятий и приведена методика подсчета ожидаемого и фактического эффектов от выполнения мероприятий. Наконец, работа содержит справочные данные, необходимые для составления плана, и некоторые укрупненные показатели, позволяющие делать предварительные расчеты или давать приближенную оценку экономического эффекта.

Обсуждаемая инструкция производит в целом благоприятное впечатление прежде всего своей полнотой и законченностью. В ней систематизирован весь имеющийся на сегодня материал по снижению потерь в сетях, составлен исчерпывающий перечень типовых мероприятий (их предложено свыше 40), даны методические пояснения к каждому пункту мероприятий и подобраны необходимые справочные материалы. Все это позволяет достаточно просто разработать план мероприятий и контролировать его выполнение.

Следует отметить, что сам текст инструкции написан просто и ясно и тщательно отредактирован. Учитывая, что инструкция временная, хотелось бы высказать ряд пожеланий. В инструкции мало внимания уделено внедрению рассчитанных оптимальных режимов. Ясно, что непрерывное «слежение» и отработка оптимального режима очень трудоемки, а зачастую и невозможны, поэтому следовало бы рекомендовать интегральные или регрессионные подходы, например, как это указано в работах Уральского отделения Союзтехэнерго [1].

Авторы инструкции делают все мероприятия на беззатратные (малозатратные или организационные) и технические, требующие дополнительных капитальных вложений. Такое деление полезно и особых возражений не вызывает, однако хотелось бы отметить, что сам термин «малозатратные мероприятия» явно неудачен.

Как правило, малозатратных мероприятий почти не существует. Организационные мероприятия, хотя и без дополнительных капитальных вложений, требуют обычно большой затраты труда персонала на подготовку и сбор информации, проведение расчетов (иногда весьма громоздких), внедрение в практику оптимальных режимов. А вот оценок таких затрат труда нет. В самом определении «беззатратные» или «малозатратные» как бы косвенно признается простота осуществления режимных мероприятий, закладывается легкое отношение к тяжелому труду инженера-режимщика.

¹ Инструкция по расчету технико-экономической эффективности и планированию мероприятий по снижению расхода электроэнергии на ее транспорт в электрических сетях энергосистем (временная). — М.: Издание СПО. Союзтехэнерго, 1980. — 96 с.

Щербина Ю. В., Бойко Н. Д., Бутенко А. Н. Снижение технологического расхода энергии в электрических сетях. — Киев: Техника, 1981. — 104 с.

Борушко А. П. Управление качеством в энергосистеме. — Минск: Высшая школа, 1981. — 98 с.

Сегодня ясно, что информации, получаемой в системах, недостаточно для строгого управления режимами, в связи с чем число измерений непрерывно растет, поэтому вовсе не безразлично, где в первую очередь устанавливать дополнительные и точные измерения. Поиск наилучшего размещения заданного числа дополнительных источников информации (например, счетчиков электрической энергии) может стать важным дополнительным мероприятием по снижению потерь электрической энергии, тем более, что сегодня известны такие проработки (например, [2]). Важно только уметь правильно оценивать полезность дополнительной информации (по величине снижения потерь) и полностью учитывать затраты на ее получение.

Авторы инструкции приводят рекомендации по программному обеспечению составителя плана мероприятий, если он попытается применить ЭВМ для облегчения своих расчетов, и отмечают большую роль подразделений АСУ в составлении и реализации плана. Однако опыт работы Всесоюзного института повышения квалификации (ВИПКэнерго) говорит о том, что руководители предприятий электрических сетей еще мало знают (а их подчиненные мало применяют) программы расчета и оптимизации режимов в сети. Без четких указаний им трудно разобраться в большом списке имеющихся программ. Часто режим ПЭС полностью планируется на уровне РЭС, что не совсем верно. Хотелось бы, чтобы у составителя плана мероприятий был специальный пакет программ «Мероприятия», работающих в диалоговом режиме и помогающих разработчику. Создать такой пакет сегодня возможно. К инструкции можно добавить раздел «рекомендуемые программы» и указать, как и где их можно получить. Здесь полезно использовать рекомендации, приведенные в [3].

Снижение потерь энергии в электрических сетях — эту задачу проблема решает и вторая книга. Ее авторы — украинские энергетики — вместо потерь энергии используют термин «технологический расход энергии». Такое название представляется более удачным, нежели «расход энергии на ее транспорт». В книге большое внимание уделяется измерениям расхода энергии, важная роль отводится прогнозам режимов, поскольку планирование их тесно связано с прогнозированием.

Ограниченный объем рецензии не позволяет описать все интересные проблемы, затронутые в книге. Хотелось бы отметить, что весьма полезным представляется рассмотрение процедуры планирования потерь с позиций планирования баланса энергии. Это позволило систематизировать соотношение ведомственных границ сети и точек замеров, обратить внимание на характерные случаи нарушения режима экономии и предложить оригинальные подходы к совершенствованию системы учета электрической энергии. Это же позволило использовать статистику прошлых замеров для улучшения прогнозирования потерь энергии.

Единственное, с чем нельзя согласиться, так это с предложением авторов использовать в качестве основного показателя работы предприятия электрических сетей «один достаточно простой и доступный пониманию персонала показатель» — среднеквадратичное остаточное отклонение регрессионной модели от отчетных. Иными словами, в качестве такого показателя предлагается использовать степень совпадения прогнозируемых потерь в сети с их фактическим значением. Такая оценка работы по управлению энергопредприятием представляется сложной и малоэффективной. Можно, запланировав достаточно высокие потери в сети, искусственно добиться их полного совпадения с фактическими значениями, получить весьма хорошее значение «доступного для понимания» показателя, но при этом иметь весьма плохой режим. Критикуемое положение не занимает в книге заметного места и приведено в самом ее конце.

Значительный интерес для практики представляет третья книга. Она суммирует и обобщает сегодняшний опыт энергосистем предприятий по разработке и внедрению комплексных систем управления качеством энергетического производства (КС УКЭП). Здесь будет уместно указать, что по вопросам управления качеством энергии в ВИПКэнерго были изданы два пособия [4 и 5], освещающие разные стороны этой проблемы. Они предназначены для слушателей института — руководителей энергетического производства. К сожалению, широкому кругу читателей эти работы остались неизвестными.

Рецензируемая книга А. П. Борушко обобщает опыт работы Белгавэнерго. Наибольший интерес представляет третий раздел книги — управление качеством в энергосистеме и проблемно-целевое планирование. Автор удачно выделяет три цели

управления качеством: надежность, эффективность (экономичность) и безопасность работы. Во временном разрезе он отмечает стадии планирования, оценки, контроля и стимулирования показателей качества. Кроме того, поскольку управление качеством и эффективностью затрагивает буквально все возможные стороны деятельности энергопредприятия, автор рассматривает и общие вопросы совершенствования управления предприятием. Это программы социального развития и социалистического соревнования, стандартизация и метрология, повышение квалификации кадров, внедрение новой техники и передовой технологии и, наконец, совершенствование организации управления.

Отметим, что главная сила КС УЭЭП как раз и заключается в комплексном рассмотрении как собственно качества и эффективности управления, так и общих вопросов.

Такой всесторонний анализ совершенствования управления с позиций повышения качества и эффективности весьма необходим, хотя и меняет привычный взгляд на проблему, и автор очень хорошо показывает это на страницах книги.

Есть в комплексной системе и трудные моменты. При развернутой схеме управления качеством мы непременно столкнемся с проблемой учета очень многих (до 40 и более) показателей работы персонала, в то время как для окончательной оценки или ранжирования персонала по качеству работы необходим только один показатель. В теории это называется «проблемой скаляризации векторных показателей». По-видимому, ни одна система показателей не может быть полной и непротиворечивой. Можно лишь попытаться разработать достаточно хорошую систему показателей, по крайней мере, не дающую нелепых результатов. В одной из известных систем показатель плохой уборки помещения был почти соизмерим в баллах с последствиями от одной аварии и даже несколько превосходил их.

Скаляризация эффекта — трудный, но необходимый момент работы системы. Вероятно, формализуемые оценки-баллы надо сочетать не с формальными подходами. Автор книги понимает трудность этой проблемы. Среди показателей, для которых можно установить норму, он предлагает такой, который для нормы

всегда будет равен единице; качество предлагается характеризовать отклонением от нормы (единицы). Такие показатели удобно осреднять. Однако есть такие показатели (и их относительно много), для которых заранее установить норму нельзя.

Может быть, в таких случаях следует интегрально учитывать не всю деятельность персонала, а лишь ее основные составляющие (надежность, эффективность и безопасность), и оценивать в баллах отдельно каждую из них. Общую же оценку работы персонала делать с учетом всех, в том числе и дополнительных, но не всегда учитываемых, сторон деятельности работника. По-видимому, другого пути нет. Автор брошюры не дает однозначного набора показателей, он лишь рекомендует некоторый возможный набор. Представляется, что этот набор все же излишне широк.

Суммируя сказанное выше, можно утверждать, что читатели получили три интересные и полезные книги, которые помогут повысить эффективность и качество работы энергетического предприятия.

Список литературы

1. Казанцев В. Н., Кушнир Г. З., Слюдарж В. М. Управление реактивной мощностью и напряжением в энергосистемах на основе оптимизационных расчетов. — Электричество, 1982, № 3.
2. Гамм А. З. Статистические методы оценивания состояния электрических систем. — М.: Наука, 1976.
3. Ариас-Альварес Х., Мерпорт Э. И. Об использовании в энергосистемах программ расчета потерь электроэнергии. — Электрические станции, 1982, № 8.
4. Аронова А. М. Комплексная система управления качеством энергетического производства. — М.: Изд. ВИПКэнерго, 1979.
5. Фианцев. Опыт разработки и внедрения комплексной системы управления качеством энергетического производства. Методическая разработка. — М.: Изд. ВИПКэнерго, 1980.

ЖУРАВЛЕВ В. Г., проф.

ХРОНИКА

II Всесоюзный симпозиум по атмосферному электричеству

(Совместное заседание Главной геофизической обсерватории им. А. И. Воейкова, Государственного комитета СССР по гидрометеорологии и контролю природной среды, IV секции «Теоретические проблемы электрофизики высоких напряжений» Научного совета АН СССР по комплексной проблеме «Научные основы электрофизики и электроэнергетики» и Комиссии по атмосферному электричеству секции метеорологии и физики атмосферы Межведомственного геофизического комитета при Президиуме АН СССР, октябрь 1982 г., Ленинград)

В работе симпозиума приняло участие более 200 специалистов. Было заслушано и обсуждено более 130 докладов и сообщений. Отмечено, что за период после I симпозиума (9 лет) исследования в области атмосферного электричества существенно расширились, хотя и не настолько, чтобы удовлетворить все запросы народного хозяйства в данных об электричестве атмосферы. Важное значение для развития работ по атмосферному электричеству имеют исследования, установившие влияние атмосферно-электрических факторов на человеческий организм. Существенно подталкивают исследования в области атмосферного электричества и внутренние задачи метеорологии — диагноз и прогноз грозовых явлений, выявление роли электрических сил в развитии грозовых и градовых процессов в кучево-дождевых облаках, изучение воздействий на электрическое состояние атмосферы и др.

Наряду с расширением круга задач, стоящих перед атмосферным электричеством, возникли новые технические возможности исследований, не оставшиеся за пределами внимания специалистов.

Полезным организационным шагом явилось создание совместных координационных планов работ ряда организаций, позволивших организовать внедрение получаемых результатов. Тем не менее к недостаткам научного и научно-организационного характера, в первую очередь, относится все еще слабая организация межведомственных работ.

Обсуждались доклады и сообщения по следующим направлениям.

Наблюдение за атмосферным электричеством. Это направление было представлено 14 докладами. Рассматривались модели электрических процессов в низких слоях атмосферы и роли генераторов глобальной атмосферно-электрической цепи, на основе которых возможно выделение антропогенной деятельности. Обсуждались результаты измерений электрических параметров атмосферы, имеющие значение для глобальных оценок атмосферно-электрической деятельности. Несколько докладов было посвящено методам измерений и результатам исследований ионного спектра.

Организация наблюдений за электричеством атмосферы, связь с загрязнением атмосферы. Путям повышения информативности атмосферно-электрических измерений было посвящено 16 докладов. Рассматривались особенности электрических характеристик атмосферы в чистых условиях Антарктиды, на острове-заповеднике Вильсанди, а также в условиях промышленного загрязнения в прибрежных районах. Несколько докладов было посвящено возмущениям вертикальной компоненты геоэлектрического поля, сопровождающим усиление магнитной активности и короткопериодные вариации плотности вертикального электрического тока в диапазоне 0,01—2 Гц. Были доложены результаты измерений элементов атмосферного электричества в отдельных районах.

Механизмы электризации, электрические характеристики конвективных (грозовых) облаков. Рассматривались результаты исследований элементарной электризации в лабораторных условиях при зарядке в ионизированной среде, при фазовых переходах и контактных взаимодействиях. Автор доклада о факторах, влияющих на электризацию твердых гидрометеоров, определял электризацию на границе лед — вода правилом Кёна, при этом он упустил то обстоятельство, что незначительные примеси кислот и щелочей, не меняющие практические диэлектрической проницаемости воды и льда, могут изменять не только значение, но и знак зарядов. Это исключает применение правила Кёна в исследуемых условиях.

Несколько докладов касались условий развития электрических разрядов в облаках. Было высказано предположение о необходимости введения критерия минимальной энергии наряду с критерием минимальной напряженности поля; рассматривались: возможная роль коронного разряда с капель в формировании разряда, влияние электрических полей на замерзание переохлажденных капель в облаках, результаты экспериментов по воздействию грубодисперсными аэрозолями на электрическое состояние конвективных облаков, подтвердившие роль конкретной электризации в зарядке частиц в облаках.

Географические аспекты грозовой деятельности. Рассмотрены особенности грозовой активности в отдельных районах СССР и над акваторией. Установлена связь грозовой активности с физико-географическими особенностями территории, приведены некоторые результаты исследований предикторов и косвенных диагностических параметров интенсивности грозовой деятельности, опасных последствий от гроз для лесов, кабелей связи, а также карты грозопоражаемости в горных районах.

Молнии и грозозащита. Группа докладов по этой теме была посвящена методам и результатам измерений параметров молнии. Для некоторых районов СССР впервые получены карты грозовой активности и параметры токов молнии. В другой группе докладов и сообщений обсуждались вопросы грозозащиты линий, подстанций высокого и сверхвысокого напряжения и линий связи, а также вопросы электризации летательных аппаратов и поражения их молнией.

Всего сделано 24 доклада и сообщения.

Атмосферика. Было сделано 27 докладов. Рассматривались теория и практика однопунктовых методов определения расстояния до грозовых очагов, работа многопунктных устройств локализации разрядов, влияние особенностей грозового разряда и расстояния от него на характеристики атмосфериков, приводилось описание автоматизированной системы для исследования статистических характеристик электромагнитных полей естественного происхождения и высказывались соображения об аппроксимации спектральных характеристик в НЧ диапазоне. Дискутировался вопрос об электромагнитных излучениях молний и характеристиках радиолокационных сигналов, возникаю-

щих при отражении от молний, приводились данные о радиотехническом комплексе для наблюдения указанных эффектов с целью исследования грозовых процессов. Также дискутировался вопрос о взаимосвязи и закономерности распределения характеристик грозовой деятельности. Было высказано пожелание о необходимости более тщательно подходить к методикам построения карт грозовой активности.

Электромагнитное излучение облаков. Представлено 8 докладов, три из которых были посвящены характеристикам ЭМ облаков, не связанным с грозовой активностью, и аппарату для этих измерений, затрагивался сложный и до сих пор до конца невыясненный вопрос о природе грозового излучения. Результаты радиолокационных исследований многочисленных грозовых очагов, а также грозовых процессов активно-пассивной радиолокационных комплексов обсуждались в трех докладах. Была показана возможность использованных методик для измерения гроз.

Электричество атмосферы как биофактор. Представлено докладов. Обсуждался вопрос об ионизированном воздухе как экологическом факторе, рассматривалось влияние электрического поля на состояние центральной нервной системы человека. Намечались пути объективизации данных, получаемых при измерении электричества атмосферы как биофактора. В одном докладе рассмотрена динамика атмосферного электричества при различных барических и метеопатических эффектах атмосферы.

Большинство представленных по этой тематике материалов указывает на необходимость проведения работ по исследованию электричества атмосферы как биофактора.

В целях развития работ по исследованию атмосферного электричества и практического их использования симпозиум считает необходимым:

просить ГГО создать из представителей заинтересованных организаций межведомственные комиссии по выработке рекомендаций к наземным сетевым датчикам молний и к самолетным датчикам атмосферно-электрических характеристик с регистрацией показаний на МСПП;

организовать ряд межведомственных семинаров и совещаний по дискуссионным вопросам атмосферного электричества;

просить Государственный комитет СССР по гидрометеорологии и контролю природной среды и Межведомственный геофизический комитет при Президиуме АН СССР разрешить проведение всесоюзных симпозиумов по атмосферному электричеству не реже одного раза в три — четыре года;

просить Минздрав СССР, Минэнерго СССР и Госкомгидромет санкционировать организацию специализированных сетей атмосферно-электрических наблюдений, таких как медикобиологическая сеть, сеть грозорегистраторов;

просить Госкомгидромет содействовать в расширении атмосферно-электрических наблюдений в невозмущенных условиях, а также в районах, подвергнутых интенсивному антропогенному воздействию;

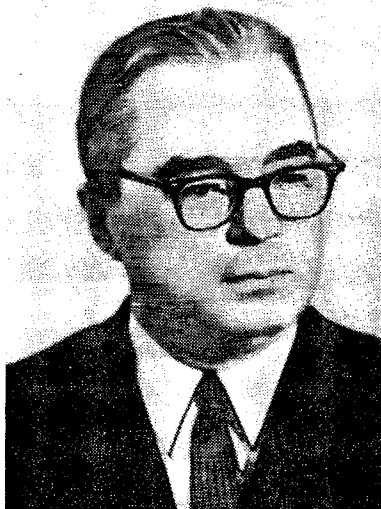
просить Госкомгидромет и Межведомственный геофизический комитет изыскать возможность межведомственного распространения (издания) руководящих методических материалов организации и проведению атмосферно-электрических измерений;

просить Госкомгидромет и Минприбор СССР рассмотреть вопрос о производстве унифицированной аппаратуры для атмосферно-электрических измерений.

ИМЯНИТОВ И. М., доктор техн. наук
ХАЛИЛОВ Ф. Х., канд. техн. наук

ВЛАДИМИР ПЕТРОВИЧ ЛАРИОНОВ

(К 60-летию со дня рождения)



28 марта 1983 г. исполнилось 60 лет со дня рождения видного педагога и ученого в области техники высоких напряжений, члена КПСС, доктора технических наук, профессора Владимира Петровича Ларионова.

В. П. Ларионов окончил МЭИ в 1946 г. и был оставлен в аспирантуре по кафедре техники высоких напряжений. В 1950 г. он успешно защитил кандидатскую диссертацию, затем работал в ВЭИ им. В. И. Ленина, где продолжал заниматься проблемами электрического разряда в длинных воздушных промежутках и молниезащиты.

В 1957 г. В. П. Ларионов был избран на должность доцента кафедры техники высоких напряжений МЭИ, в течение ряда лет работал заместителем заведующего кафедрой по научной работе, а с 1972 г. заведует кафедрой.

Владимир Петрович плодотворно ведет большую и разностороннюю педагогическую работу. Много внимания он уделяет организации учебного процесса, программам и содержанию курсов, читаемых преподавателями кафедры, развитию учебной лаборатории. Его работа над учебными планами и программами курсов в значительной мере определила характер и уровень подготовки инженеров-электрофизиков по специальности «Техника высоких напряжений». Он является соавтором двух изданий учебника по технике высоких напряжений для

вузов (1963 и 1976 гг.), учебника по ТВН для техникумов (1982 г.), автором и соавтором ряда учебных пособий, в том числе двух изданий пособия «Лабораторные работы по ТВН» (1976 и 1982 гг.).

Владимир Петрович создал и возглавил новые научные направления, связанные с применением высоких напряжений в установках радиосвязи и с молниезащитой летательных аппаратов. Результаты обширных ис-

следований, выполненных В. П. Ларионовым и его сотрудниками, были обобщены в монографии «Электрические разряды в воздухе при напряжении высокой частоты». В 1978 г. В. П. Ларионову была присвоена ученая степень доктора технических наук, а в 1979 г. — звание профессора. Всего В. П. Ларионовым опубликовано около 100 научных и учебно-методических работ. Под его руководством выполнено и защищено 10 кандидатских диссертаций.

В. П. Ларионов постоянно ведет большую общественно-научную работу. Он является председателем секции ТВН Научно-методического Совета Минвуза СССР, членом секции энергетики Комитета по Ленинским и Государственным премиям СССР, членом редсовета издательства «Энергоатомиздат», членом редколлегии журналов «Электричество» и «Известия вузов. Энергетика», входит в ряд ученых советов.

Коммунист В. П. Ларионов в разные годы избирался в состав парткома МЭИ, партбюро электроэнергетического факультета, был партгрупоргом кафедры. В настоящее время он является членом постоянно действующей комиссии парткома МЭИ и руководителем школы научного коммунизма. За плодотворную научно-педагогическую работу Владимир Петрович Ларионов награжден четырьмя медалями, почетными знаками Минвуза и Минэнерго СССР.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество», группа товарищей

ГРИГОРИЙ ГРАНТОВИЧ ГИМОЯН

(К 60-летию со дня рождения)



Исполнилось 60 лет со дня рождения и 35 лет инженерной, научной и научно-педагогической деятельности заведующего кафедрой «Электроснабжение промышленных предприятий, городов и сельского хозяйства» Ереванского политехнического института им. К. Маркса, доктора технических наук, профессора Григория Грантовича Гимояна.

Г. Г. Гимоян родился в 1923 г. в Ереване. В 1947 г. с отличием окончил Московский энергетический институт, после чего работал в системе Армглавэнерго инженером Центральной службы релейной защиты и автоматики.

Окончив аспирантуру МЭИ, Г. Г. Гимоян в 1954 г. защитил кандидатскую диссертацию, в 1969 г. стал доктором технических наук, в 1970 г. — профессором.

В 1954 г. Г. Г. Гимоян был направлен в Донбасс, где организовал и до 1959 г. руководил отделом автоматики и релейной защиты Донецкого научно-исследовательского угольного института. В 1959 г. был приглашен на работу в Ереван начальником отдела низковольтной аппаратуры Всесоюзного научно-исследовательского института комплексного электрооборудования, а вскоре был назначен директором вновь организованного электро-технического филиала ВНИИЛТЕК-МАИ. В 1965 г. Г. Г. Гимоян по кон-

курсу поступил в Ереванский политехнический институт им. К. Маркса, где и работает до настоящего времени.

Основное направление инженерной и научной деятельности Г. Г. Гимояна — выработка теоретических основ повышения надежности и рентабельности работы систем электроснаб-

жения промышленности предприятий (преимущественно горных) средствами релейной защиты и автоматики. В этой области им опубликовано более 100 научных трудов, в том числе две монографии, учебное пособие «Переходные процессы в системах электроснабжения», несколько брошюр, а также большое число статей.

Велики заслуги юбиляра в деле подготовки высококвалифицированных кадров по электроснабжению промышленных предприятий, городов и сельского хозяйства. Много сил и энергии отдает он укреплению научной и материально-технической базы руководимой им кафедры в ЕрПИ.

Г. Г. Гимоян активно участвует в общественно-научной жизни страны. Является членом Научно-технического и Научно-методического советов Минвуза СССР по электроэнергетике, Научно-методического совета Минвуза Арм. ССР, Научного Совета по защите докторских диссертаций Московского горного института, Научного Совета по защите кандидатских диссертаций Ереванского политехнического института.

Член КПСС с 1946 г., участник обороны Москвы в составе народного ополчения, Григорий Грантович награжден правительственными наградами.

Группа товарищей

Астахов Ю. Н., Веников В. А., Иванов А. М., Лидоренко Н. С., Мучник Г. Ф., Тер-Газарян А. Г., Харитонов В. Ф. — Функциональные возможности накопителей электрической энергии в энергосистемах
Оруджев Ф. Д. — Экспертные оценки и теория нечетких множеств в исследовании электрических систем
Ершевич В. В., Кривушкин Л. Ф. — Некоторые итоги освоения электропередач 750 кВ
Давыдов В. Е., Ефремов И. А., Левинштейн М. Л., Лысков Ю. И., Подъячев В. Н., Тугулев В. Н. — Управление коммутациями при глубоком ограничении перенапряжений

Кудрявцев Е. П. — Расчет электродинамической стойкости гибких шин
Шумилов Ю. Н., Аксенов В. А. — Электрофизические процессы в поверхностном слое при перекрытии загрязненных изоляторов
Кобзев А. В., Лебедев Ю. М., Сидонский И. Б. — Применение одной модификации метода коммутационных функций для анализа ключевых схем преобразовательной техники

Киселев П. В., Ходжаев К. Ш. — Уравнения нестационарных процессов синхронного генератора, питающего нагрузку через выпрямитель
Генералов А. П. — Колебательный процесс в цепи, состоящей из конденсатора и двух отрезков линий
Зечихин Б. С., Старовойтова Н. П. — Гармонический анализ активных зон генераторов с редкоземельными постоянными магнитами

Из опыта работы

Молиш З. — Приоритеты реализации функций в автоматизированных системах диспетчерского управления

Кузнецов А. П., Селивахин А. И. — Определение участков и опор с поврежденной изоляцией на воздушных линиях 110 кВ и выше

Макоклюев Б. И., Воронков В. Н., Логинова Л. В. — Эффективность введения «летнего времени» для Московской энергосистемы

Игнатов В. Е., Кузьмин А. В., Скобарихин Ю. В. — Экспериментальная модель сверхпроводящего преобразователя на ток 1000 А

Сообщения

Матвеев В. Ф. — Уточнение телеграфных уравнений для расчета электромагнитной связи между непараллельными воздушными линиями

Икрянников В. И. — Анализ разряда конденсатора в-контуре с нелинейной диссипацией энергии

Карпенко Л. И., Скорняков В. А. — Распределение плотности тока в цилиндрических контактах

Булатов О. Г., Одын С. В., Шевченко А. Г. — Расчет узлов коммутации комбинированно выключаемых тиристоров

Исхаков А. С. — Выбор дискретных переменных при анализе устойчивости выпрямителей

Дискуссии

Библиография

Хроника

CONTENTS

Functional Capability of Electric Energy Storage Banks in Power Systems. — U. N. Astakhov, V. A. Venikov, A. M. Ivanov, N. S. Lidorenko, G. F. Muchnik, A. G. Ter-Gazarin, V. F. Kharitonov

Expert Appraisal and Odd Set Theory in Power System Studies — F. D. Orudjev

First Results on the Operation of 750 kV Transmission Systems — V. V. Yershevitch, L. F. Krivushkin

Controlling Switching Operations for Maximum Reduction of Overvoltages. — V. E. Davidov, I. A. Yefremov, M. L. Levinstein, U. I. Lyskov, V. N. Podyachev, V. N. Tugulyev

Calculating the Electrodynamical Strength of Leads — E. P. Kudryavtsev

Electro-Physical Processes in the Surface Layer for Flashover Across Fouled Insulators — U. N. Shumilov, V. A. Aksenov

Application of a Modification of a Switching Function Method for Analyzing Keying Circuits in Converter Technology — A. V. Kobzev, U. M. Lebedev, I. B. Sidonski

Equations for the Non-Steady-State of a Synchronous Generator Feeding a Load Through a Rectifier — P. V. Kiselev, K. S. Khodjajev

Oscillations in a Circuit Consisting of a Capacitor and Two Lengths of Line — A. P. Generalov

Harmonic Analysis of Active Zones in Generators With Rare-Earth Permanent Magnets — B. S. Zechikhin, N. P. Starovoirova

FROM OPERATING EXPERIENCE

Priorities for Realizing Functions in Automatic Dispatch Control Systems — Z. Molish

Locating Sections and Towers Having Faulty Insulation in Overhead Lines of 110 kV and Higher — A. P. Kuznetsov, A. I. Selivakhin

Benefits From "Summer Time" for the Moscow Power System. — B. I. Makokliuev, V. N. Voronkov, L. V. Loginova

Experimental Model for a 1000 A Superconducting Converter — V. E. Ignatov, A. V. Kuzmin, U. V. Skobarikhin.

REPORTS

More Precise Formulation of the Telegraph Equations for Calculating Electromagnetic Coupling Between Non-Parallel Overhead Lines — V. F. Matveyev

Analysis of Capacitor Discharge in an RL-Circuit Having Non-Linear Energy Dissipation — V. I. Ikryanikov. Distribution of Current Density in Cylindrical Contacts — L. N. Karpenko, V. A. Skornyakov

Design of Commutating Modules in Composite Switching Thyristors — O. G. Bulatov, S. V. Odin, A. G. Shevchenko

Selection of Discrete Variables for Analyzing the Stability of Rectifiers — A. S. Iskhakov

DISCUSSION

BIBLIOGRAPHY

CHRONICLE

УДК 621.31.004.4:621.311

Функциональные возможности накопителей электрической энергии в энергосистемах. Астахов Ю. Н., Веников В. А., Иванов А. М., Лидоренко Н. С., Мучник Г. Ф., Тер-Газарян А. Г., Харитонов В. Ф. — «Электричество», 1983, № 4.

Исследованы возможности использования накопителей электроэнергии и приведен метод расчета параметров этих накопителей с учетом требований энергосистемы. Библ. 4.

УДК 621.311.001.24

Экспертные оценки и теории нечетких множеств в исследовании электрических систем. Оруджев Ф. Д. — «Электричество», 1983, № 4. Исследована возможность использования теории нечетких множеств совместно с экспертными оценками в задачах проектирования. Предложена методика сопоставления проектных вариантов по нескольким показателям качества элементов электрических систем. Описаны алгоритмы прогнозирования показателей эффективности и выбора проектного варианта элемента электрической системы. Библ. 5.

УДК 621.315.027.875.002.2

Некоторые итоги освоения электропередач 750 кВ. Ершевич В. В., Кривушкин Л. Ф. — «Электричество», 1983, № 4. Рассмотрены основные этапы сооружения электропередач 750 кВ в Европейской части СССР. Дан анализ технических решений, заложенных в проектах электропередач и их соответствии современным условиям эксплуатации. Библ. 4.

УДК 621.315.1.027.875.015.38

Управление коммутациями при глубоком ограничении перенапряжений. Давыдов В. Е., Ефремов И. А., Левинштейн М. Л., Лысков Ю. И., Подъячев В. Н., Туигулев В. Н. — «Электричество», 1983, № 4.

Исследуется комплекс защитных мероприятий, позволяющих обеспечить глубокое ограничение коммутационных перенапряжений в электропередачах сверхвысокого напряжения. В качестве аппаратных средств защиты рассматриваются выключатели, оснащенные предвключаемыми и шунтирующими сопротивлениями, и нелинейные ограничители перенапряжений.

УДК 621.316.35.064.1.001.24

Расчет электродинамической стойкости гибких шин. Кудряцев Е. П. — «Электричество», 1983, № 4. Изложена методика оценки смещений и прочности гибких проводников при коротких замыканиях. Расчет построен на использовании энергетических соотношений. Получены уравнения, определяющие смещения проводников и формулы для вычисления тяжений. Библ. 4.

УДК 621.315.624.8

Электрофизические процессы в поверхностном слое при перекрытии загрязненных изоляторов. Шумилов Ю. Н., Аксенов В. А. — «Электричество», 1983, № 4.

Разработаны математическая модель загрязненной изоляции и комплекс программ, позволяющие проводить расчеты изменения электротепловых характеристик поверхностного слоя (тока утечки, распределения удельного сопротивления, потенциалов вдоль пути утечки, а также температуры поверхности), в процессе формирования условий для поверхностного перекрытия, а также оценивать величину разрядного напряжения изолятора. Исследования, позволили теоретически обосновать возможность косвенной оценки влагоразрядных напряжений загрязненных изоляторов по характеристикам слоя загрязнения, оптимальными из которых являются полное поверхностное сопротивление изолятора и отношение удельных поверхностных сопротивлений верхней и нижней части изолятора. Библ. 9.

УДК 621.316.72.001.24

Применение одной модификации метода коммутационных функций для анализа ключевых схем преобразовательной техники. Кобзев А. В., Лебедев Ю. М., Сидонский И. Б. — «Электричество», 1983, № 4.

Представлена новая модификация метода коммутационных функций, основанная на описании алгоритма работы ключевых элементов преобразователя простейшими разрывными функциями. Рассматриваются варианты составления коммутационных функций, методика решения дифференциальных уравнений с разрывными и сингулярными коэффициентами, вопросы моделирования устройств преобразовательной техники на ЭВМ, способы получения интегральных характеристик. Библ. 5.

УДК 621.313.1/3:621.318.2

Гармонический анализ активных зон генераторов с редуктоземельными постоянными магнитами. Зечихин Б. С., Старовойтова Н. П. — «Электричество», 1983, № 4.

На основе теории классических синхронных машин с использованием принципа наложения проведено исследование электромагнитных процессов возбуждения и реакции якоря генераторов с традиционным радиальным и тангенциальным расположением редуктоземельных постоянных магнитов и определены расчетные коэффициенты магнитных цепей. Задачи электромагнитного поля решены методом гармонического анализа, обобщенным на области сложной конфигурации, содержащие намагниченные среды. Библ. 4.

УДК [621.313.322+621.314.632].018.782.3.001.24

Уравнения нестационарных процессов синхронного генератора, питающего нагрузку через выпрямитель. Киселев Н. В., Ходжаев К. Ш. — «Электричество», 1973, № 4.

Рассмотрен синхронный генератор, работающий на активно-индуктивную нагрузку через выпрямитель. Анализируется случай, когда угловая скорость ротора в ходе рабочего процесса существенно меняется. Проводятся асимптотические преобразования уравнений машины, в результате чего получаются уравнения медленных нестационарных процессов, значительно более простые, чем исходные. С помощью полученных уравнений решается задача, об управлении возбуждением для обеспечения заданного закона изменения тока в нагрузке. Библ. 8.

УДК 621.372.011.71

Колебательный процесс в цепи, состоящей из конденсатора и двух отрезков линий. — Генералов А. П. — «Электричество», 1983, № 4.

Исследуются режимы разряда конденсатора и воздействия дельта-импульса тока в схеме, состоящей из конденсатора и подсоединенных к нему с одной и с другой стороны двух отрезков длинных линий, замкнутых накоротко на концах. Отрезки произвольны по длине и с произвольными, но не меняющимися поперечными параметрами. Анализ проводится с помощью преобразования Лапласа. Изображения напряжений (токов) представляются в виде отношений мероморфных функций, оригиналы для которых находятся по формуле разложения. Для условий отсутствия потерь в отрезках длинных линий определяются значения частот и амплитуд возбуждаемых колебаний. Находится полный спектр собственных колебаний схемы. Библ. 6.

УДК 621.311-5.001.24

Приоритеты реализации функций в автоматизированных системах диспетчерского управления. Молиш З. — «Электричество», 1983, № 4.

На основе применения метода экспертных оценок определены приоритеты реализации задач управления в АСДУ электроэнергетических систем. Задачи управления оценены специалистами по их важности, неотложности и методической разработанности. Библ. 6.

УДК 621.317.333.4:621.315.1

Определение участков и опор с поврежденной изоляцией на воздушных линиях 110 кВ и выше. Кузнецов А. П., Селиванов А. И. — «Электричество», 1983, № 4.

Рассмотрены вопросы применения топографических средств определения опор и участков с поврежденной изоляцией на ВЛ. Приведены результаты исследований токораспределения в тросах и опорах ВЛ. Даны рекомендации по применению в энергосистемах серийно выпускаемых указателей опор с поврежденной изоляцией типа УПИ-1. Библ. 5.

УДК 621.311.153.001.24

Эффективность введения «летнего времени» для Московской энергосистемы. Маклюев Б. И., Воронков В. Н., Логинова Л. В. — «Электричество», 1983, № 4. Приведена методика оценки эффективности «летнего времени», основанная на статистическом анализе графиков нагрузки энергосистемы за ряд лет. Библ. 3.

УДК 621.314.6:537.312.62.001.57

Экспериментальная модель сверхпроводящего преобразователя на ток 1000 А. Игнатов В. Е., Кузьмин А. В., Скобарихин Ю. В. — «Электричество», 1983, № 4.

Дано обоснование целесообразности применения сверхпроводящих преобразователей в крупных энергетических установках. Описана экспериментальная модель сверхпроводящего преобразователя и приведены ее параметры. Основные результаты исследований представлены в виде экспериментальных зависимостей тока обмотки сверхпроводящего магнита при работе преобразователя в трех основных режимах. Библ. 3.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. И., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы: А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макарьшин

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., д. 2/10; телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор О. Д. Кузнецова

Сдано в набор 14.02.83

Подписано в печать 12.04.83

Т-08324

Формат 60х90¹/₈

Печать высокая.

Усл. печ. л. 10,9

Усл. кр.-отт. 10,5

Уч.-изд. л. 13,61

Тираж 5768 экз.

Заказ 429

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат ВО «Союзполиграфпром» Государственного комитета СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли г. Чехов Московской области