



ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1980

• ЭНЕРГИЯ •

8

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

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

8
1980
АВГУСТ

ЭНЕРГИЯ

УДК 621.311.016.001.24

Программный комплекс МОДЕЛЬ для обработки контрольных замеров и суточных ведомостей в энергосистемах

БОГДАНОВ В. А., КОДЖА М. И., ЛИСЕЕВ М. С., ШУЛЬЖЕНКО С. В.

Москва

При обработке результатов контрольных замеров и суточных ведомостей в электроэнергетических системах (ЭЭС) персонал режимных служб сталкивается со значительными трудностями, вызванными необходимостью «балансирования» режимов. Поступающие в диспетчерские службы данные измерений имеют погрешности, обусловленные, в частности, неодновременностью снятия показаний приборов, инструментальными ошибками, искажениями при передаче и др. Присутствие человека в цепи получения и передачи информации зачастую делает эти ошибки непрогнозируемыми. Как следствие, уравнения установившегося режима, в которые подставлены данные измерений, не удовлетворяются.

До недавнего времени обработка измерений и получение сбалансированного режима основывались исключительно на эвристических процедурах, подкрепленных инженерным опытом и интуицией. При этом подбирались и корректировались «нужные» данные, удовлетворяющие балансу мощностей, прочие данные считались ошибочными и не участвовали в расчете. Хотя расчеты установившихся режимов проводились на ЦВМ, подбор данных был связан с большими затратами времени и инженерного труда. Кроме того количественная оценка близости полученного режима к реализованному практически невозможна из-за субъективных факторов, действующих в процессе такой обработки измерений.

Разработанные в последнее время в электроэнергетике специальные методы обработки измерений, в которых присутствуют погрешности (методы оценивания состояния), существенно облегчают обработку контрольных замеров и суточных ведомостей.

Суть их состоит в поиске оценки фактически реализованного режима.

Существуют два подхода к определению наиболее близких к фактическим параметров режима по измерениям с ошибками. В первом, который в [Л. 1] назван логическим, оценивается рассогласование между измеренными и расчетными значениями параметров. Во втором, статистическом [Л. 2], применяется аппарат теории обработки результатов наблюдений, в основе которого лежит метод наименьших квадратов и его модификации. Статистические методы оценивания подробно рассмотрены в [Л. 3].

Практическая реализация этих подходов применительно к обработке телеизмерений сразу же выявила необходимость решения двух важных вопросов: оценки достаточности имеющихся данных для получения режима ЭЭС («наблюдаемости» по терминологии [Л. 3]), обнаружения и отсеивания данных с большими погрешностями, — существенно искажающих результаты оценивания. Кроме того, при решении специфической задачи обработки измерений, полученных и переданных человеком, возникает необходимость в предварительной оценке качества каждого измерения или их отдельных групп. Все эти вопросы тесно взаимосвязаны, и предложенные их решения, по-видимому, неудовлетворительны, поскольку эти вопросы решались в рамках только какого-либо одного подхода (либо логического, либо статистического).

Отсеивание «плохих» данных в рамках логического подхода [Л. 4—6] приводит к повышению необходимой избыточности измерений, не существующей в реальных ЭЭС, и как следствие — к выделению в схеме сети отдельных изолированных

районов, для которых возможно получение удовлетворительных оценок режима.

Определение «плохих» данных в рамках только статического подхода приводит к необходимости многократного определения оценок при разном составе данных [Л. 2] или к искусственному, но далеко не полному подавлению их влияния [Л. 7], либо к использованию информации, которая заранее, до расчета, неизвестна [Л. 8].

С другой стороны, каждый из подходов имеет свои преимущества при обработке реальных наборов измерений. Так, в рамках логического подхода создана эффективная методика определения качества и достаточности измерений [Л. 6]. В рамках статистического подхода разработан метод, предотвращающий выделение в ЭЭС расчетных районов из-за недостатка измерений (при этом используется априорная информация [Л. 9]). Кроме того, осредняя результаты, статистический подход способствует получению устойчивых оценок режима, на которые мало влияют мелкие случайные погрешности исходных данных.

Практическая разработка и реализация логического и статистического подходов привели к созданию двух промышленных программ, специально ориентированных на обработку контрольных замеров и суточных ведомостей в ЭЭС: ИМЭС (разработка ЦДУ ЭЭС СССР — [Л. 4 и 6] и ОКЗ (разработка МЭИ — [Л. 11]). Ввиду отмеченных особенностей этих подходов представляется целесообразным объединить положительные свойства каждого из них в рамках единой расчетной методики обработки контрольных замеров и суточных ведомостей.

В связи с этим ЦДУ ЭЭС СССР, ОДУ Юга и МЭИ совместно разработан программный комплекс МОДЕЛЬ, решающий задачи:

первичного контроля правильности и диагностики информации, заносимой в банк данных базисных схем контрольных замеров (суточных ведомостей);

выбора из банка базисных схем соответствующей схемы сети, в которой проводится обработка замеров, введения в них изменений с дополнительной проверкой соответствия набора измерений базисному варианту и введенным изменениям;

определения достаточности имеющихся замеров для оценивания режима фрагмента сети, проведения расчета в случае их недостаточности, выработки сообщений пользователю о необходимости задания дополнительных данных и о ожидаемой точности результата;

определения качества (погрешностей) замеров с целью улучшения оценки реализованного режима;

получения результирующей статистической оценки параметров режима с учетом качества исходных данных.

Все указанные выше задачи, а также проверка возможности предварительного определения установившегося режима методом расчетных траекторий, результируются в комплексе МОДЕЛЬ автоматически. В описываемом варианте программный комплекс МОДЕЛЬ реализован на языке ФОРТРАН IV для ЦВМ серии ЕС. Максимальная раз-

мерность одновременно рассчитываемого фрагмента сети (количество узлов, ветвей, измерений) определяется располагаемым объемом оперативной памяти ЦВМ.

Состав измерений и модель электрической сети. Состав измерений для комплекса МОДЕЛЬ определяется реально имеющимися в настоящее время в ЭЭС замерами параметров электрического режима. Исходная измерительная информация включает: P_n , Q_n , I_n — активную и реактивную мощности, модуль тока в начале ветви; P_k , Q_k , I_k — активную и реактивную мощности, модуль тока в конце ветви; $P_{y,n}$, $Q_{y,n}$, $I_{y,n}$ — активную и реактивную мощности, модуль тока узловой нагрузки; $P_{y,r}$, $Q_{y,r}$ — генерируемые в узле активные и реактивные мощности; U — модуль напряжения узла; $\cos \varphi$ — коэффициент мощности (для нагрузок).

По величинам $\cos \varphi$, U и $I_{y,n}$ в узле вычисляются активная и реактивная мощности нагрузок на шинах низшего напряжения подстанций.

Ветви сети ЭЭС представляются четырехполюсниками. Для линии используется П-образная схема замещения, для трансформатора — Г-образная схема с шунтом намагничивания. Измерения в ветвях определяются на зажимах четырехполюсников. Потоки мощностей на зажимах определяются для четырехполюсника общего вида (включающего трансформатор с комплексным коэффициентом трансформации):

$$\left. \begin{aligned} P_n &= \left[\frac{U_n^2}{a} \cos \gamma - \frac{U_n U_k}{n} \cos (\delta_n - \delta_k + \gamma - b\psi) \right] \frac{b}{z}; \\ Q_n &= \left[\frac{U_n^2}{a} \sin \gamma - \frac{U_n U_k}{n} \sin (\delta_n - \delta_k + \gamma - b\psi) \right] \frac{b}{z} + cW_n. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь $\dot{z} = r + jx = ze^{j\tau}$ — комплексное сопротивление ветви; $\dot{n} = ne^{j\psi}$ — комплексный коэффициент трансформации; $W_n = 0,5Y_c U_n^2$ для линии; $W_n = -Y_\mu U_n^2$ для трансформатора (Y_c и Y_μ — проводимости линии и шунта трансформатора).

Если зажимы четырехполюсника начальные (индекс «н»), то $a=1$, $b=-1$, $c=1$ (за положительное направление потока принимается направление к зажиму). Если зажимы четырехполюсника конечные (индекс «к»), то в формулах (1) надо поменять индекс «н» на индекс «к» и наоборот и принять $a=n^2$, $b=1$, $c=0$.

Балансные узловые мощности находятся суммированием потоков мощностей по инцидентным данному узлу ветвям с учетом шунтов реакторов. Положительное напряжение узловой мощности — к углу. Модель сети служит для формирования вектор-функций f в методе обобщенной нормальной оценки и формирования оценок качества по методу расчетных траекторий.

Влияние ошибочных данных на результаты оценивания установившегося режима определяется: параметрами и конфигурацией схемы сети; соста-

вом, размещением и погрешностью ошибочных данных; критериями и методами, применяемыми для решения задачи оценивания. При использовании метода взвешенных наименьших квадратов на каждой итерации вектор поправок модулей и аргументов узловых напряжений [Л. 12] в общем виде

$$\Delta \dot{V}_k = A_k^{-1} \dot{G}_k.$$

Сходимость процесса оценивания означает, что

$$\dot{G}_k = \left[\frac{\partial F(\dot{V})}{\partial \dot{V}} \right]^T R^{-1} [\dot{P}_n - F(\dot{V}_{k-1})] = 0.$$

Если при оценивании используется матрица ковариаций ошибок задания (измерения) исходных данных \dot{R} , а реальную погрешность измерений отражает матрица ковариаций R_0 , то получаемые оценки вектора состояния \dot{V}_{k-1} будут отличаться от точных значений \dot{V}_0 на величину $\Delta \dot{V} = \dot{V}_{k-1} - \dot{V}_0$, определяемую из условия

$$\begin{aligned} & \left[\frac{\partial F(\dot{V})}{\partial \dot{V}} \right]^T \Delta R^{-1} [\dot{P}_n - F(\dot{V}_0)] = \\ & = \left[\frac{\partial F(\dot{V})}{\partial \dot{V}} \right]^T R^{-1} [\dot{P}_n - F(\dot{V}_0 + \Delta \dot{V})], \end{aligned} \quad (2)$$

где $\Delta R^{-1} = R^{-1} - R_0^{-1}$ — матрица, отражающая несоответствие между реальными и используемыми в расчете погрешностями исходных данных.

Из (2) следует, что для получения точных оценок вектора состояния \dot{V}_0 , необходимо, чтобы соотношения между значениями элементов матрицы \dot{R} совпадали с соотношениями реальных погрешностей измерений. Измерения, которым соответствуют отличные от нуля элементы матрицы ΔR^{-1} будут иметь тем большее влияние на погрешность $\Delta \dot{V}$ получаемых оценок вектора состояния, чем выше проводимость и топологическая связность элементов схемы. Следовательно, для получения наиболее близких к \dot{V}_0 оценок вектора состояния необходимо предварительное решение задачи оценки качества исходных данных и, в первую очередь, определения реальной погрешности измерений.

Если σ_d^2 — дисперсия допустимой ошибки измерений, то среднеквадратичное рассогласование между измеренным P_{in} и расчетным P_{ip} значениями i -го параметра [Л. 3].

$$\bar{d}_i = \sqrt{M(P_{in} - P_{ip})^2} = \sqrt{\sum_{j=1}^m \sigma_{d,j}^2 \left[\frac{\partial F_i(\dot{P}_I)}{\partial \dot{P}_j} \right]^2}, \quad (3)$$

где M — математическое ожидание; m — число параметров, входящих в совокупность $\dot{P}_I \neq P_{in}$, через которую может быть получено расчетное значение параметра $P_{ip} = F_i(\dot{P}_I)$.

Таким образом, при наличии избыточных измерений появляется возможность оценки точности результатов и исходных данных по условию

$$|P_{in} - P_{ip}| \leq K \alpha_i,$$

где K — коэффициент, значение которого зависит от требуемой вероятности отсутствия в составе \dot{P}_I данных, дисперсия погрешности которых не превышает допустимую.

Пусть в состав \dot{P}_I входят S элементов, описывающих схему сети, r параметров схемы и m измерений параметров режима. При этом P_{in} не входит в \dot{P}_I , т. е. является избыточным измерением. Вероятность ошибочного задания или определения по данным телесигнализации каждого элемента, описывающего схему сети, составляет $p(\Delta P_s)$. Вероятности ошибок в параметрах схемы равны $p(\Delta P_r)$, а вероятности ошибок в измерениях параметров режима $p(\Delta P_m)$. Если все ошибки взаимно независимы, то вероятность задания каждого из входящих в \dot{P}_I элементов с погрешностями ΔP_s , ΔP_r , ΔP_m соответственно будет равна

$$p_s = [1 - p(\Delta P_s)]^s [1 - p(\Delta P_r)]^r [1 - p(\Delta P_m)]^m. \quad (4)$$

При известной погрешности каждого элемента совокупности \dot{P}_I максимально возможное рассогласование между измеренным и расчетным значениями параметра P_i

$$\begin{aligned} \max(P_{in} - P_{ip}) &= \beta = |\Delta P_i| + |\alpha_i| = \\ &= |\Delta P_i| + \sum_{j=1}^{s+r+m} |\Delta P_j| \left| \frac{\partial F_i \dot{P}_I}{\partial \dot{P}_j} \right|, \end{aligned} \quad (5)$$

где ΔP_i — максимально возможная ошибка измерения (задания) параметра P_{in} ; α_i — максимально возможная ошибка вычисления P_{ip} при известных погрешностях ΔP_j задания параметров совокупности \dot{P}_I .

Таким образом, выполнение условия

$$|P_{in} - P_{ip}| \leq \beta \quad (6)$$

означает, что с вероятностью, определяемой (4), все параметры совокупности \dot{P}_I заданы с погрешностью ΔP_j . При этом как это видно из (5), не исключена вероятность того, что ошибки ряда параметров могут превышать допустимые, так как одному значению α_i могут соответствовать различные сочетания значений ΔP_j .

Из изложенного следует, что оценка погрешности исходных данных может быть получена только при наличии избыточных измерений. При этом качество получаемых оценок зависит от числа, разменения и погрешности избыточных измерений.

Методы оценки качества исходных данных характеризуются: возможностью обнаружения ошибок, величина которых превышает допустимые значения; способностью локализации зоны поиска ошибочных данных, когда в оптимальном случае обеспечивается оценка точности каждого параметра, входящего в совокупность исходных данных; объемом необходимых исходных данных и требуемых вычислений.

В составе методов оценки качества исходных данных можно выделить методы, в основу которых положено: использование априорных данных о статистических свойствах распределений исходной информации; применение неквадратичных критериев оценивания; использование топологических

свойств уравнений, описывающих установившийся режим электрической сети. По указанным выше показателям лучшими можно считать [Л. 3] методы, использующие топологические свойства уравнений установившегося режима.

Пусть в составе исходных данных можно выделить d совокупностей, каждая из которых обеспечивает определение расчетного значения каждого избыточного измерения,

$$P_{1p} = F_1(\dot{P}_1), \quad P_{2p} = F_2(\dot{P}_2), \quad \dots, \quad P_{dp} = F_d(\dot{P}_d).$$

При этом избыточные измерения не входят в соответствующие совокупности исходных данных

$$P_{1n} \notin \dot{P}_1, \quad P_{2n} \notin \dot{P}_2, \quad \dots, \quad P_{dn} \notin \dot{P}_d.$$

Тогда качество исходных данных, вошедших в состав указанных совокупностей, можно оценить по результатам сравнения расчетного и измеренного значений каждого избыточного параметра. Допустим, что параметр P_i входит в f_i совокупностей, для каждой из которых выполняется условие (6), и в g_i совокупностей, для которых это условие не выполняется. Тогда погрешность P_i не превышает допустимую, и параметр является точным, если $c_i = f_i - g_i \geq K_i$. Величина K_i зависит от числа и вероятности ошибочного измерения (задания) параметров, входящих в указанные выше совокупности. Анализ показывает, что при реально существующих погрешностях измерений можно принять $K_i = 2$, поскольку в этом случае в соответствии с (4) вероятность того, что погрешность параметра P_i не превышает допустимую.

$$p_i \approx [1 - p(\Delta P_d)]^x + [1 - p(\Delta P_d)]^y \geq 1,$$

где $p(\Delta P_d)$ — вероятность задания каждого параметра с допустимой погрешностью ΔP_d , x и y — числа параметров в каждой из двух совокупностей, для которых выполняется условие (6).

При $c_i = 1$ значение P_i будем считать условно точным, поскольку при этом не исключена возможность выполнения условия (6) при определенном сочетании недопустимо больших ошибок ряда параметров. Если $c_i = 0$, качество P_i не может быть оценено при имеющемся составе и размещении избыточных измерений. Значение P_i считается сомнительным, когда $c_i = -1$. При $c_i = -2$ значение P_i ошибочно и содержит погрешность, превышающую допустимую.

Таким образом, для оценки качества данных необходимо выявить все совокупности параметров, через которые может быть получено расчетное значение каждого избыточного измерения.

При большом числе и топологически равномерном распределении избыточных измерений качество исходных данных может оцениваться с использованием локальных уравнений установившегося режима, отражающих баланс мощностей в узлах и ветвях. В общем случае задача выделения совокупностей данных, каждая из которых может быть проверена по условию (6), решается только после специального расчета установившегося режима, в процессе которого выделяются все избыточные измерения и определяются данные, используя которые можно получить расчетные значения этих измерений.

Метод расчетных траекторий обеспечивает выделение совокупностей данных, которые позволяют определить модули и аргументы напряжения каждого узла прямыми (безытеративными) методами [Л. 4]. Каждая совокупность включает в себя модуль напряжения базисного узла, описание схемы и параметры ветвей, соединяющих рассматриваемый узел с базисным, а также измерения в этих ветвях и инцидентных им узлах, которые позволяют получить однозначные результаты при всех возможных сочетаниях знаков и абсолютных значений исходных данных [Л. 6].

В процессе выбора расчетных траекторий одновременно решаются задачи: определения модулей и аргументов узловых напряжений всех узлов сети; оценка достаточности измерений для расчета установившегося режима с выделением всех районов, где расчет возможен, и индексацией всех избыточных измерений с топологической их привязкой к месту замера. В состав всех расчетных траекторий топологически связанного района сети входит напряжение базисного узла. Параметры и измерения ветвей, инцидентных базисному узлу, будут входить в состав наибольшего числа расчетных траекторий. Поэтому погрешности измерения напряжения базисного узла, задания параметров и измерений в ветвях, топологически близких базисному узлу, будут иметь влияние на точность определения модулей и аргументов напряжения наибольшего числа узлов.

Исходя из изложенного, процедуру оценки качества данных целесообразно реализовать в два этапа [Л. 6]. На первом, предшествующем выделению расчетных траекторий и определению установившегося режима, осуществляется предварительная оценка качества данных с использованием локальных уравнений, отражающих баланс мощностей в узлах и ветвях. Осуществляется последовательный просмотр измерений во всех узлах и ветвях. Во всех случаях, когда возможно получение расчетного значения избыточного измерения по условиям баланса в узлах и ветвях, осуществляется проверка выполнения условия (6). Если условие (6) выполняется, то для всех измерений, входящих в рассматриваемую совокупность данных, осуществляется прибавление единицы к соответствующим элементам матрицы \dot{F} . Невыполнение (6) обуславливает прибавление единиц к соответствующим элементам матрицы \dot{G} . По окончании просмотра всех узлов и ветвей результаты предварительной оценки качества измерений отражаются численными значениями элементов матрицы

$$\dot{C} = \dot{F} - \dot{G}.$$

На втором этапе оценка качества данных осуществляется по методу расчетных траекторий. При этом в качестве базисного выбирается узел с измерением напряжения, который имеет наибольшую сумму значений элементов \dot{C} , соответствующих измерениям в данном узле и инцидентных ему ветвях.

В процессе выбора расчетных траекторий преимущественно используются измерения, обеспечи-

вающие однозначность результатов и имеющие наибольшие значения соответствующих элементов матрицы \hat{C} .

Расчетная траектория фиксируется в памяти ЦВМ в виде последовательности номеров входящих в нее узлов сети и кодов, отражающих состав измерений, использованных для определения модуля и аргумента напряжения каждого узла. Если сопоставление избыточного измерения с его расчетным значением показывает, что условие (6) выполняется, прибавляется единица к текущим значениям тех элементов \hat{F} , которые соответствуют измерениям, вошедшим в расчетные траектории, использованные для получения расчетного значения данного параметра. В противном случае единицы прибавляются к тем же элементам \hat{G} .

Так, например, расчетные значения параметров режима в каждой ветви определяются через модули и аргументы напряжения ограничивающих ее узлов. Поэтому в состав данных, учитываемых в \hat{F} или \hat{G} , должны в этом случае входить расчетные траектории ограничивающих ветвь узлов и параметры схемы замещения ветви.

По окончании процедуры сопоставления всех избыточных измерений с их расчетными значениями численные значения элементов матрицы \hat{C} будут отражать качество исходных данных, используемых для определения установившегося режима. Преобразование численных значений элементов матрицы \hat{C} в весовые коэффициенты критерия оценивания осуществляется с учетом рассмотренной выше градации качества измерений на 5 групп. При этом наибольшие значения весовых коэффициентов присваиваются точным, а наименьшие — ошибочным измерениям.

Обобщенная нормальная оценка. После определения качества исходных измерений расчет модулей U и фаз δ узловых напряжений производится методом обобщенной нормальной оценки [Л. 9]. Итерационная последовательность метода имеет вид:

$$\left(\frac{\Delta U^{k+1}}{\Delta \delta^{k+1}} \right) = -(\alpha \rho + A^T R A)^{-1} \left\{ A^T \left[\hat{\Pi}_n - f \left(\frac{U^k}{\delta^k} \right) \right] + \alpha \rho \left[\left(\frac{U^k}{\delta^k} \right) - \left(\frac{U^0}{\delta^0} \right) \right] \right\}. \quad (7)$$

Здесь $\hat{\Pi}_n$ — вектор измеренных величин; f — вектор-функция уравнений установившегося режима, связывающих измеренные величины с модулями и фазами узловых напряжений; Δ — приращения переменных на итерации $k+1$; A — прямоугольная матрица частных производных f по U и δ ; R — диагональная матрица весовых коэффициентов; U^0, δ^0 — априорно известные значения модулей и фаз узловых напряжений оцениваемого режима (например, номинальные значения модулей и нулевые фаз, либо значения, соответствующие аналогичному режиму); ρ — диагональная матрица весовых коэффициентов для априорной информации; α — коэффициент регуляризации. Методика выбора α и ρ изложена в [Л. 8 и 9]. В комплексе МОДЕЛЬ эти величины выбраны на основе опыта предыдущих расчетов по программе ОКЗ—МЭИ [Л. 10].

Весовые коэффициенты в R выбираются в зависимости от качества исходных измерений: чем выше точность измерений, тем больше весовой коэффициент. Если оценку качества для данного индивидуального измерения получить не удастся, весовой коэффициент выбирается в зависимости от группы измерений ($U, P, Q, P_y, Q_y, I, \cos \varphi$) и номинального напряжения сети по методике [Л. 10]. Кроме того, предусматривается априорное задание весовых коэффициентов для наиболее и наименее точных измерений. Весовой коэффициент для априорно наиболее точных измерений принимается равным максимальному для всех групп измерений коэффициенту по данным [Л. 10], а для априорно наименее точных измерений — соответственно минимальному коэффициенту.

Итерационная последовательность (7) реализуется в комплексе МОДЕЛЬ с помощью последовательного раздельного решения уравнений для активных и реактивных мощностей.

$$\left. \begin{aligned} B_P \Delta \delta^{k+1} &= -A_{P\delta}^T R_{P\delta} \Delta V_{P\delta} - \alpha_{\delta} \rho_{\delta} (\delta^k - \delta^0); \\ B_Q \Delta U^{k+1} &= -A_{QU}^T R_{QU} \Delta V_{QU} - \alpha_U \rho_U (U^k - U^0), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где

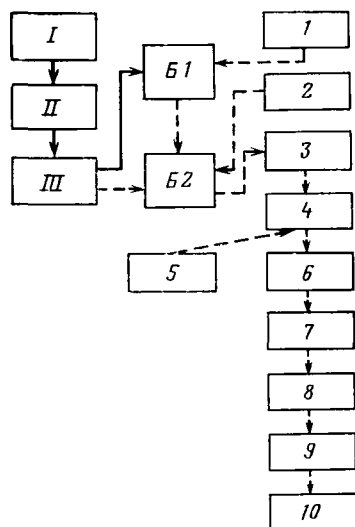
$$\left. \begin{aligned} B_P &= A_{P\delta}^T R_{P\delta} A_{P\delta} + \alpha_{\delta} \rho_{\delta}; \\ B_Q &= A_{QU}^T R_{QU} A_{QU} + \alpha_U \rho_U; \\ \Delta V_{P\delta} &= \hat{\Pi}_{P\delta} - f_{P, \delta}(U^k, \delta^k); \\ \Delta V_{QU} &= \hat{\Pi}_{QU} - f_{QU}(U^k, \delta^k); \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

индексами P, δ и Q, U обозначены блоки матриц A, R, ρ и векторов $\hat{\Pi}, f, \Delta V$.

Отметим, что матрицы B_P и B_Q — симметричные и слабозаполненные, что позволяет применять эффективную вычислительную схему решения уравнений (8) методом Гаусса. Сокращение затрат времени и памяти ЦВМ на итерации достигается также за счет квазиоптимальной динамической перенумерации узлов в процессе исключения по Гауссу.

Оценка достаточности измерительной информации. Оценивание режима ЭЭС как единого целевого возможно лишь в том случае, если исходной измерительной информации достаточно для однозначного определения модулей и фаз напряжений всех узлов сети. На практике часто встречаются случаи, когда измерений достаточно лишь для расчета режима одного или нескольких районов сети ЭЭС. Режим остальной части ЭЭС определить при этом невозможно из-за недостатка измерительной информации. Расчетные районы могут образоваться также из-за разделения сети на электрически не связанные части при переключениях. Подобные ситуации вызываются также ошибками кодирования и перфорации исходных данных. Поэтому анализ достаточности исходной информации должен быть неотъемлемой частью программы обработки измерений.

Таким образом, анализ исходных данных необходим: при оценке достаточности измерений для определения режима ЭЭС в целом; для выделения



Блок-схема программного комплекса МОДЕЛЬ.

расчетных районов; для выявления топологической целостности сети ЭЭС; для получения оценки режима в случае электрического разделения сети или недостатка исходной информации.

В используемом методе обобщенной нормальной оценки однозначное определение модулей и фаз узловых напряжений ЭЭС в целом возможно лишь в том случае, если система линейных алгебраических уравнений (8) невырождена, так как $\det(B_P) \neq 0$ и $\det(B_Q) \neq 0$ в (8) и (9). Таким образом, в раздельном методе расчета задача анализа исходных данных разбивается на две: определения достаточности измерений активных мощностей, определения достаточности измерений реактивных мощностей и напряжений.

Определитель матрицы равен нулю при наличии нулевых или линейно зависимых строк (столбцов). Подробный анализ возможных сочетаний размещения измерений в сети (который здесь не приводится) показывает, что по структуре матриц $A_{P\delta}^T R_{P\delta} A_{P\delta}$ и $A_{QU}^T R_{QU} A_{QU}$ можно диагностировать выделение в сети ЭЭС расчетных районов (вне зависимости от причины выделения — электрического разделения сети или недостатка измерений) либо отдельных узлов, режим которых определить не представляется возможным, а также указать конкретные измерения, задание которых необходимо для получения оценки режима ЭЭС в целом. Важно отметить, что анализ достаточности измерений производится в процессе расчета оценки режима и практически не связан с дополнительными затратами времени и памяти ЦВМ.

При выделении в сети расчетных районов (или узлов с неопределяемыми параметрами) матрицы $A_{P\delta}^T R_{P\delta} A_{P\delta}$ и $A_{QU}^T R_{QU} A_{QU}$ особенные, однако матрицы B_P и B_Q неособенные за счет регуляризации членами $\alpha_\delta \rho_\delta$, $\alpha_U \rho_U$. Чтобы регуляризация не вносила дополнительных погрешностей в решение, в этом случае полагается, что $\rho_U = E'$ и $\rho_\delta = E''$. При этом

$\alpha > 0$ — любое число, диагональные матрицы E' и E'' отличаются от единичных нулевыми элементами на диагонали. Диагональный элемент i равен нулю, если режим узла i можно определить по активной (реактивной) мощности. В правой части верхнего уравнения (8) принимается равным нулю элемент, соответствующий узлу с фиксированной фазой в расчетном районе. В результате таких приемов расчет оценки режимных параметров всех районов производится одновременно, диагностические сообщения позволяют судить о точности оценки в случае недостатка измерительной информации, а процесс получения решения становится практически инвариантным к составу исходных данных.

Структура программного комплекса МОДЕЛИ и организация расчетов. Обработка контрольных замеров и суточных ведомостей в настоящее время осуществляются режимными службами районных энергоуправлений (РЭУ). Полученные результаты передаются в объединенные диспетчерские управления (ОДУ), где на их основе осуществляется окончательная обработка, обеспечивающая взаимное согласование и формирование модели реализованного режима энергообъединения.

Как в РЭУ, так и в ОДУ, как правило, обработка замеров и ведомостей осуществляется для получения нескольких моделей электрической сети, существенно отличающихся друг от друга по размерности, составу и схеме учитываемого оборудования. Так в РЭУ применяются как минимум две модели: подробная, охватывающая все оборудование, находящееся в оперативном управлении и ведении РЭУ, упрощенная, включающая в первую очередь оборудование, находящееся в оперативном управлении и ведении ОДУ. Подробная модель используется при анализе и планировании режимов РЭУ. Упрощенная модель предназначена в основном для получения и передачи требуемых данных в ОДУ.

В ОДУ, как правило, используются модели, полученные от РЭУ, а также модель, охватывающая все оборудование, находящееся в оперативном подчинении ОДУ. Кроме того, формируется специальная модель, обеспечивающая получение данных, необходимых для передачи в Центральное диспетчерское управление Единой энергосистемы (ЦДУ ЕЭС) СССР. Поэтому комплекс МОДЕЛЬ ориентирован на применение на различных ступенях диспетчерского управления. Однако основными пользователями комплекса должны быть соответствующие подразделения РЭУ и ОДУ.

С учетом изложенного в составе комплекса предусмотрен банк базисных схем, каждая из которых соответствует одной из моделей ЭЭС, используемых на данном уровне управления. Загрузка параметров каждой базисной схемы и измерений осуществляется специальными программами I и II (см. рисунок). Поступающая в ЦВМ информация подвергается первичному контролю и диагностике III, которые обеспечивают выявление грубых ошибок.

При этом все параметры проверяются: на соответствие допустимым пределам, отсутствие формальных ошибок при перфорации, топологическую

связность схемы сети, отсутствие совпадающих кодов узлов и ветвей и т. п.

Информация, прошедшая первичный контроль, поступает в банк базисных схем и измерений *Б1*. Процедура оценивания начинается с программы *1* выбора и вызова из *Б1* в *Б2* требуемой схемы и соответствующих параметров и измерений. Обеспечена возможность внесения необходимых изменений в конфигурацию и параметры схемы, состав и значения измерений программой *2*. Осуществляется проверка достаточности измерений для оценивания выбранной схемы в целом *3* и выдача сообщений о недостающих измерениях *4*. После ввода недостающих измерений *5* включается блок первичного контроля и диагностики ошибок *III*. Масштаб дополненной и откорректированной информации хранится в рабочем банке данных *Б2*.

Если задание недостающих измерений невозможно, осуществляется переход к первичной оценке качества измерений и ожидаемой точности результатов *6*. Однако при этом обязательно печатается уведомление, что требуемая точность результатов не гарантируется. Осуществляется определение параметров установившегося режима и выделение расчетных траекторий каждого узла *7*. При этом также определяются все избыточные измерения. Окончательная оценка качества измерений *8* как и первичная их оценка *6* осуществляются по результатам сравнения фактического рассогласования между измеренными и расчетными значениями избыточных измерений. Поэтому результаты оценки качества будут существенно зависеть от выбора величины допустимого рассогласования β . Анализ результатов обработки контрольных замеров ряда ЭЭС показывает, что указанную величину целесообразно принимать равной $\beta \approx 2,5\sigma_i P_{im}$, где σ_i — среднеквадратичная приведенная погрешность измерения, которая для большинства параметров составляет около 2%; P_{im} — максимальное значение измеряемого параметра.

По результатам оценки качества измерений осуществляются статистическое оценивание параметров режима *9* и печать результатов *10*. При этом в качестве исходного приближения в *9* используются результаты определения модулей и аргументов узловых напряжений, полученных в *7*.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Data processing and computation for real-time security assessment/Johnston A., Dromey G., Harris J., Knight U. G. — Proc. of the 4th PSCC, 1972, p. 2.2/7.
2. Techniques for the real-time monitoring of power system operations/Stagg G. W., Dopazo J. F., Klitin O. A., Van Slick L. S. — IEEE Trans. PAS, 1970, vol. 89, № 4.
3. Гамм А. З. Статистические методы оценивания состояния электроэнергетических систем. — М.: Наука, 1976, — 220 с.
4. Богданов В. А. Информационная модель электрической сети автоматизированной системы диспетчерского управления. — Электричество, 1973, № 5, с. 1—7.
5. Power system state estimation for load dispatching/Farmer E. D., Jervis P., Laing W. D., Prewett J. — CIGRE Session 1974, Report № 32-01. — Paris, 1974.
6. Богданов В. А. Оценка качества исходных данных и точности результатов определения режима электрической системы при произвольном составе и размещении измерений. — Электричество, 1978, № 6, с. 1—8.
7. Merrill E. M., Schweppe F. C. Bad data suppression in power system static state estimation. — IEEE Trans. PAS, 1971, vol. 90, № 6.
8. Обнаружение ошибочных измерений при оценке состояния электроэнергетической системы./Веников В. А., Головицын Б. И., Лисеев М. С., Унароков А. А. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1976, № 5, с. 44—54.
9. Расчет режима электроэнергетической системы по данным телеизмерений на основе метода регуляризации/Веников В. А., Головицын Б. И., Лисеев М. С., Унароков А. А. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1976, № 2, с. 39—49.
10. Лисеев М. С., Унгер А. П. Методика обработки контрольных замеров в энергосистеме. — Электричество, 1979, № 2, с. 18—22.
11. Лисеев М. С., Строев В. А., Унгер А. П. Сравнение вычислительных методов обработки результатов измерений в электроэнергетических системах. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1978, № 6, с. 58—66.
12. Гамм А. З. Обнаружение недостаточно достоверных данных при оценивании состояния ЭЭС с помощью топологического анализа. — Электричество, 1978, № 4, с. 1—6.

[14.01.80]

УДК [621.316.761.2:621.311.014.011.4].001.24

Особенности функционирования поисковых систем компенсации емкостных токов замыкания на землю в электрических сетях

ОБАБКОВ В. К., МЕРКУЛОВ О. Н., ЦЕЛУЕВСКИЙ Ю. Н.

Институт прикладной математики и механики АН УССР

Надежность трехфазной электрической сети 6—35 кВ с изолированной нейтралью и безопасность ее эксплуатации при значительных емкостных токах замыкания на землю может быть существенно повышена введением в ее нейтраль катушки индуктивности, настроенной в «резонанс» с распределенной емкостью фаз на частоте сети [Л. 1]. Переменная во времени суммарная емкость фаз относительно земли компенсируется соответствующей подстройкой индуктивности катушки вручную или

при помощи специальной системы, непрерывно контролирующей резонансный режим образованного контура.

Задача автоматической компенсации емкостных токов в электрических сетях высокого напряжения обычно решалась как задача автоматического управления настройкой резонансных контуров. Дальнейшее повышение эффективности систем компенсации привело к созданию систем компенсации экстремального типа [Л. 2 и 3], в том числе и

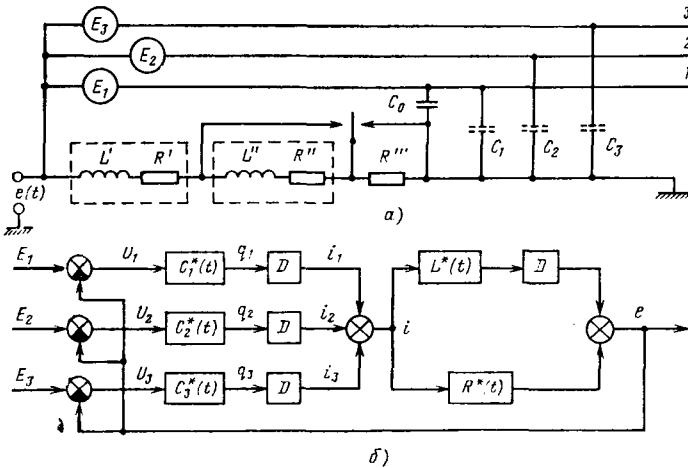


Рис. 1. Схема замещения сети (а) и структурная схема объекта (б).

с применением принципа синхронного детектирования. Эти системы обладают следующими преимуществами: активностью поиска экстремума; нечувствительностью к несимметрии сети и, следовательно, работоспособностью как в кабельных, так и в воздушных сетях, работоспособностью как в нормальном режиме работы сети, так и в режиме глухого однофазного замыкания на землю; возможностью использования поисковых сигналов для построения селективной сигнализации о замыкании на землю; возможностью построения многоканальных систем компенсации (например, с целью компенсации также и активной составляющей тока замыкания).

Однако, как показывает опыт проектирования и теоретические исследования, поисковую систему компенсации необходимо рассматривать не как координатную [Л. 2] экстремальную систему, а как самонастраивающуюся систему с поисковой модуляцией параметров [Л. 4, 6].

В настоящей статье предлагается строгий путь исследования систем автоматической компенсации емкостных токов в терминах дифференциальных уравнений [Л. 6 и 7] (при этом обнаруживается недостаточность анализа процессов только при помощи широко известного символического метода описания резонансного контура) и выводятся нелинейные дифференциальные уравнения низкочастотной модели [Л. 4—6] самонастраивающейся системы с периодическими (релейного типа) поисковыми и демодулирующими сигналами, на основании которых затем предлагается произвести динамический синтез всей системы.

Математическое описание управляемого объекта. Распространенной схемой замещения высоковольтной трехфазной сети принято считать схему, приведенную на рис. 1,а [Л. 1—3]. Рассмотрим элементы условно изображенного экстремального объекта в предположении, что нагрузка и ряд неучтенных (малых) параметров не оказывают существенного влияния на процессы в параметрическом контуре. В нейтраль трехфазной сети с фазными напряжениями $E_i(t)$ ($i=1, 2, 3$) питающего трансформатора введены основная регулируемая катушка с индуктивностью $L'(t)$ и активным со-

противлением R' и дополнительная катушка с индуктивностью L'' и активным сопротивлением R'' , предназначенная исключительно для создания поисковых колебаний общей индуктивности контура при помощи периодического шунтирования этой катушки на землю тиристорным ключом. Сопротивление R''' включено между катушкой и землей с целью устранения паразитной модуляции активного сопротивления поисковой коммутацией витков R'' , L'' . Распределенные емкости фаз C_1 , C_2 и C_3 показаны пунктиром.

Конденсатор C_0 введен для образования незначительной асимметрии одной из фаз с тем, чтобы на катушке в нормальном состоянии существовало небольшое напряжение, при помощи которого в сочетании с сигналом поиска оценивается степень удаления колебательного контура от резонанса. Заметим, что при наличии в сети достаточной естественной асимметрии надобность в конденсаторе отпадает. Ток несимметрии конденсатора, совпадающий с током, протекающим через заземляющий провод в сети с эффективным заземлением нейтрали, будем называть пробным сигналом по аналогии с терминологией для самонастраивающихся систем с поисковой модуляцией параметров [Л. 4, 6].

Полагая емкости $C_i(t)$ ($i=1, 2, 3$) для сигналов на частоте 50 Гц и протяженности электрической сети до 200 км сосредоточенными, нетрудно описать систему «трехфазная сеть — регулируемая индуктивность» линейным дифференциальным уравнением с переменными во времени коэффициентами:

$$L^*(t) D^2 [C(t) e(t)] + \left(R^*(t) + \frac{dL^*(t)}{dt} \right) D [C(t) e(t)] + e(t) = \left[L^*(t) D + \left(R^*(t) + \frac{dL^*(t)}{dt} \right) \right] \theta(t); \quad D = d/dt. \quad (1)$$

Здесь

$$\theta(t) = \frac{d}{dt} \left[A_c(t) \cos \omega t + A_s(t) \sin \omega t \right]; \quad \left. \begin{aligned} A_c(t) &= \sum_{i=1}^3 C_i^*(t) E_i^m(t) \cos \varphi_i; \\ A_s(t) &= \sum_{i=1}^3 C_i^*(t) E_i^n(t) \sin \varphi_i; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$C(t) = \sum_{i=1}^3 C_i^*(t), \quad \varphi_1 = 0^\circ, \quad \varphi_2 = 120^\circ, \quad \varphi_3 = 240^\circ; \quad \left. \begin{aligned} C_1^*(t) &= C_0 + C_1(t), \quad C_2^*(t) = C_2(t), \quad C_3^*(t) = C_3(t); \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$R^*(t) = R - 0,5(R'' - R''') \operatorname{sign} \cos \Omega t; \quad \left. \begin{aligned} R &= R' + 0,5R'' + 0,5R'''; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$L^*(t) = L(t) - 0,5L'' \operatorname{sign} \cos \Omega t, \quad L(t) = L'(t) + 0,5L''(t) \quad (5)$$

$\theta(t)$ — пробный сигнал; ω — частота пробного сигнала $\theta(t)$; Ω — частота колебаний поиска $\delta L(t)$.

Соответствующая рис. 1,а и соотношениям (1)–(5) структурная схема объекта представлена на рис. 1,б. Уравнение (1) и структурная схема рис. 1,б являются общими: они справедливы и для несимметричных сетей, допускают произвольные по скорости изменения во времени (например, ступенчатые) емкости, индуктивностей и сопротивлений, позволяют количественно оценить воздействие шумов на точность настройки системы.

Для режима работы объекта характерно ступенчатое изменение емкостей $C_i(t)$, имитирующее отключение или подключение какого-либо участка электрической сети в процессе эксплуатации. Имеют место также плавные изменения во времени индуктивности дугогасящего реактора при регулировании в экстремальном контуре. С учетом сказанного и принятых упрощений $C_1(t) = C_2(t) = C_3(t)$, $R'' = R'''$, сосредоточим внимание на принципиальных вопросах проектирования самонастраивающейся системы [Л. 4–7]. В этом случае поведение системы при квазистационарных рабочих $L(t)$, $C(t)$ и произвольных поисковых $\delta L(t)$, $\delta R(t)$ движениях можно описать уравнением

$$e(t) = \Phi(D, t)\theta(t)$$

или

$$Q(D, t)e(t) = R(D, t)\theta(t), \quad (6)$$

где

$$\left. \begin{aligned} Q(D, t) &= a_2(t)D^2 + a_1(t)D + a_0(t); \\ R(D, t) &= b_1(t)D + b_0(t); \quad a_0(t) \equiv 1; \\ b_0 &= R + \mu\delta R(t); \quad a_1(t) = C[R + \mu\delta R(t)]; \\ a_2(t) &= C[L + \mu\delta L(t)]; \quad b_1(t) = L + \mu\delta L(t); \\ \delta R(t) &= \frac{d\delta L(t)}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

При этом пробный сигнал $\theta(t)$, поисковые движения $\delta L(t)$ и колебания $\delta R(t)$ определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} \theta(t) &= \theta \cos(\omega t + \vartheta); \\ \theta &= \sqrt{A_c^2 + A_s^2}; \\ \vartheta &= -\left[\arctg \frac{A_s}{A_c} + \frac{\pi}{2}(1 - \text{sign } A_c)\right]; \\ \delta L(t) &= \sum_{k=1}^N a_k \cos \Omega_k t = \sum_{k=-N}^N \dot{a}_k e^{j\Omega_k t}; \\ \dot{a}_k &= a_k/2; \quad a_{2k-1} = \frac{2L''}{(2k-1)\pi}; \quad a_{2k} = 0; \\ \Omega_{2k-1} &= (2k-1)\Omega; \quad \Omega_{2k} = 0; \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\left. \begin{aligned} \delta R(t) &= -\sum_{k=1}^N (a_k \Omega_k \sin \Omega_k t = \sum_{k=-N}^N \dot{b}_k e^{j\Omega_k t}; \\ \dot{b}_{\pm k} &= \pm \frac{1}{2j} b_k; \quad b_k = -a_k \Omega_k. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Колебания (9) порождены операцией типа $d\{[L + \delta L(t)]i(t)\}/dt$ и играют роль паразитных поисковых движений, как бы введенных на сопротивление R . Параметр μ подчеркивает факт малости $\max|\delta L(t)|$ и $\max|\delta R(t)|$ по сравнению с текущими значениями L и R .

Согласно процедуре метода малого параметра будем искать общее решение дифференциального уравнения с периодическими коэффициентами (6) в форме ряда:

$$e(t) = \bar{e}(t) + \mu \bar{e}(t) + \mu^2 \bar{e}(t) + \dots \quad (10)$$

Полагаем, по аналогии с [Л. 6], что параметр μ мал и членами разложения (10), начиная с μ^2 можно пренебречь. В противном случае следует учесть и члены с более высоким по μ порядком малости. Подставляя разложение (10) в уравнение (6) и полагая сигналы $\delta R(t)$ одного порядка малости с $\delta L(t)$, получим приближенную систему дифференциальных уравнений для определения величин $\bar{e}(t)$ и $\tilde{e}(t)$: $Q(D, \xi)\bar{e}(t) = R(D, \xi)\theta(t)$, $\xi = (R, L, C)$, $D = d/dt$; (11)

$$Q(D, \xi)\tilde{e}(t) = \delta L(t) \left[\frac{\partial R(D, \xi)}{\partial R} \theta(t) - \frac{\partial Q(D, \xi)}{\partial R} \bar{e}(t) \right] + \delta R(t) \left[\frac{\partial R(D, \xi)}{\partial R} \theta(t) - \frac{\partial Q(D, \xi)}{\partial R} \bar{e}(t) \right], \quad (12)$$

где

$$Q(D, \xi) = LCD^2 + RCD + 1, \quad R(D, \xi) = LD + R \quad (13)$$

— операторные полиномы с медленно меняющимися коэффициентами.

Для отыскания приближенного решения (10) достаточно найти сигнал $\bar{e}(t)$ из уравнения (11), затем при известном $\bar{e}(t)$ найти $\tilde{e}(t)$ из уравнения (12). Уравнения (11) и (12) справедливы при любой форме поисковых и пробных сигналов. В дальнейшем ограничимся практически важным случаем периодических поисковых (8), (9) и гармонических пробных сигналов [Л. 6]:

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \dot{\theta}_+ e^{j\omega t} + \dot{\theta}_- e^{-j\omega t} = \theta \cos(\omega t + \vartheta) + \vartheta; \\ \dot{\theta}_{\pm 1} &= \frac{1}{2} \theta e^{j(\pm \vartheta)}. \end{aligned} \quad (14)$$

Тогда вынужденное решение первого уравнения системы (12) запишется в виде

$$\begin{aligned} \bar{e}(t) &= \sum_{r=\pm 1} \dot{\theta}_r W(j\omega_r, \xi) e^{j\omega_r t}, \quad \omega_{\pm 1} = \pm \omega, \quad W(j\omega, \xi) = \\ &= R(j\omega, \xi) Q^{-1}(j\omega, \xi). \end{aligned} \quad (15)$$

Подставляя (8), (9), (14) и (15) в (12), получим выражение для информационной составляющей $\tilde{e}(t)$ на выходе объекта:

$$\begin{aligned} \tilde{e}(t) &= \sum_{r=\pm 1} \sum_{k=-N}^N \dot{\theta}_r \frac{Q(j\omega_r, \xi)}{Q(j\omega_r + j\Omega_k, \xi)} \left(\dot{a}_k \frac{\partial W(j\omega_r, \xi)}{\partial L} + \right. \\ &\quad \left. + \dot{b}_k \frac{\partial W(j\omega_r, \xi)}{\partial R} \right) e^{j(\omega_r + \Omega_k)t}. \end{aligned} \quad (16)$$

Эти выражения позволяют проследить за количественными и качественными преобразованиями поисковых и пробных сигналов собственно в колебательном контуре и тем самым положить начало исследованию подобных объектов.

Анализ процесса настройки колебательного контура на резонанс. Рассмотрим самонастраивающуюся систему с поисковой модуляцией приме-

нительно к резонансному объекту. Подобные объекты обычно приводятся в качестве классической иллюстрации поискового принципа экстремального регулирования [Л. 4], что оказывается безупречным лишь при достаточно малых частотах поисковых сигналов (по сравнению с частотами пробного сигнала). Забегая вперед, скажем, что эти частоты составляют не более 0,75 Гц в режиме нормальной эксплуатации сети и не превышают 50 Гц в режиме глухого однофазного заземления.

На рис. 2 изображена общая структурная схема самонастраивающейся системы с поисковой модуляцией параметров применительно к рассматриваемому управляемому объекту. Помимо объекта на схеме показаны амплитудный детектор с полосовым фильтром $W_\Omega(D)$, настроенным на частоту поиска Ω , множительное звено с опорным сигналом вида

$$\delta V(t) = \sum_{q=1}^N c_q \cos(\Omega_q t + \beta_q) = \sum_{q=-N}^N \dot{c}_q e^{j\Omega_q t}; \quad c_{\pm q} = \frac{1}{2} c_q e^{\pm j\beta_q}, \quad \Omega_{-q} = -\Omega_q \quad (17)$$

и низкочастотным фильтром $W_\Phi(D)$ (вместе составляющие синхронный детектор), и астатический фильтр $W_1(D)D^{-1}$, символизирующий линейный или нелинейный исполнительный механизм.

В теоретических работах [Л. 4 и 6] предпочтение отдается квадратичному детектору из-за простоты его математического описания и очевидности осуществляемых им преобразований. В частности, амплитудный детектор играет двойственную роль: с одной стороны, это детектор колебаний на частотах поиска, с другой — это амплитудный модулятор поисковых колебаний сигналом частной производной $\partial |W(j\omega, \xi)|^2 / \partial L$, из которого формируется затем параметрическое управление $U(t)$.

Рассмотрим случай линейного амплитудного детектора, как более практичного, но вместе с тем и более сложного в исследовании, в особенности когда на его вход поступает многочастотный сигнал типа (16). Представим сигнал $e(t)$ с выхода объекта в форме:

$$e(t) = \bar{e}(t) + \mu \tilde{e}(t) = A(\Omega, t) \cos[\omega t + \Phi(\Omega, t)] = \operatorname{Re} [A(\Omega, t) e^{j\Phi(\Omega, t)} e^{j\omega t}], \quad (18)$$

где

$$\begin{aligned} A(\Omega, t) e^{j\Phi(\Omega, t)} &= \dot{\theta}_1 W(j\omega, \xi) + \\ &+ \mu \sum_{k=1}^N \dot{\theta}_1 \left[\dot{a}_k \left(\frac{\partial W(j\omega, \xi)}{\partial L} + \dot{b}_k \frac{\partial W(j\omega, \xi)}{\partial R} \right) \times \right. \\ &\times e^{j(\Omega_k t + \gamma_k^+)} + \Gamma_k^- \left(\dot{a}_{-k} \frac{\partial W(j\omega, \xi)}{\partial L} + \right. \\ &\left. \left. + \dot{b}_{-k} \frac{\partial W(j\omega, \xi)}{\partial R} \right) e^{-j(\Omega_k t - \gamma_k^-)} \right]. \quad (19) \end{aligned}$$

Опишем реакцию $z(t)$ линейного детектора на сигнал (18) сложным рядом Фурье [Л. 7]:

$$z(t) = |e(t)| = \sum_{n=0}^{\infty} I_n [A(\Omega, t)] \cos n[\omega t + \Phi(\Omega, t)]. \quad (20)$$

Принимая во внимание, что все колебательные составляющие, связанные с частотами $n\omega$, $\pm m\Omega \pm \pm n\omega \neq \Omega$ ($n, m=0, 1, 2, \dots$), в дальнейшем отфильтровываются [Л. 4—6], целесообразно проследить лишь за преобразованием сигнала $I_0[A(\Omega, t)]$, который в случае нелинейного звена типа «модуль» имеет простое выражение [Л. 7]:

$$I_0[A(\Omega, t)] = \frac{2}{\pi} A(\Omega, t). \quad (21)$$

Отыскивая $A(\Omega, t)$ из соотношения (19) и подставляя в (21), получим уравнение для самонастраивающейся системы с линейным детектором при $W_\Omega(D) = 1$:

$$\frac{dL(t)}{dt} = W_1(D) W_\Phi(D) U(t); \quad (22)$$

$$U(t) = G_N \frac{\partial |W(j\omega, \xi)|}{\partial L} + \sigma(t). \quad (23)$$

Здесь

$$\begin{aligned} G_N &= (2\pi)^{-1} \theta \sum_{q=1}^N c_q a_q [\Gamma_q^+ \cos(\gamma_q^+ - \beta_q) + \\ &+ \Gamma_q^- \cos(\gamma_q^- + \beta_q)]; \quad (24) \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned} \sigma(t) &= \sigma_1(t) + \sigma_2(t) + \sigma_3(t); \\ \sigma_1(t) &= \frac{\partial \varphi(\omega, \xi)}{\partial L} |W(j\omega, \xi)| G_N^1; \\ \sigma_2(t) &= \frac{\partial |W(j\omega, \xi)|}{\partial R} G_N^2; \\ \sigma_3(t) &= \frac{\partial \varphi(\omega, \xi)}{\partial R} |W(j\omega, \xi)| G_N^3; \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

$$\left. \begin{aligned} G_N^1 &= -(2\pi)^{-1} \theta \sum_{q=1}^N c_q a_q [\Gamma_q^+ \sin(\gamma_q^+ - \beta_q) + \\ &+ \Gamma_q^- \sin(\gamma_q^- + \beta_q)]; \\ G_N^2 &= (2\pi)^{-1} \theta \sum_{q=1}^N c_q b_q a [\Gamma_q^+ \sin(\gamma_q^+ - \beta_q) - \\ &+ \Gamma_q^- \sin(\gamma_q^- + \beta_q)]; \\ G_N^3 &= (2\pi)^{-1} \theta \sum_{q=1}^N c_q b_q [\Gamma_q^+ \cos(\gamma_q^+ - \beta_q) - \\ &- \Gamma_q^- \cos(\gamma_q^- + \beta_q)]; \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

$$\left. \begin{aligned} \varphi(\omega, \xi) &= \arg W(j\omega, \xi); \quad \xi = (R, L, C); \\ b_q &= -a_q \Omega_q; \\ \Gamma_q^\pm &= \frac{|Q(j\omega, \xi)|}{|Q[j(\omega \pm \Omega_q), \xi]|}; \quad \gamma_q^\pm = \\ &= \arg \left[\frac{Q(j\omega, \xi)}{Q[j(\omega \pm \Omega_q), \xi]} \right]; \\ q &= 1, 2, \dots, N. \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Анализ соотношений (22) — (27) показывает, что система приходит в действительно экстремальное (резонансное) состояние только тогда, когда величины (25) в совокупности пренебрежимо малы, а величина (24) знакопостоянна при всех допустимых значениях R , L , C . Это возможно только в квазистационарном режиме с медленными поисковыми сигналами [Л. 4]. Действительно, при конечном N справедливо:

$$\lim_{\Omega \rightarrow 0} \Gamma_q^+(\Omega) = 1; \quad \lim_{\Omega \rightarrow 0} |\gamma_q^-(\Omega)| = 0. \quad (28)$$

При $\beta_q=0$ ($q=1, \dots, N$) это приводит к неограниченному уменьшению ошибок (25), вносимых неквазистационарностью частот поискового и опорного сигналов. В случае выполнения условий (28) сигнал управления $U(t)$ равен:

$$U(t) = \frac{1}{\pi} \theta \sum_{q=1}^N c_q a_q \frac{\partial |W(j\omega, \xi)|}{\partial L}, \quad (29)$$

что является, очевидно, наилучшим вариантом функционирования самонастраивающейся системы.

Управление (29) имеет место при строго выдержанных условиях (28), которые наступают тем быстрее, чем ниже добротность колебательного контура, т. е. чем быстрее заканчиваются переходные процессы в колебательном контуре по сравнению с таковыми в параметрическом контуре. При высокой добротности достичь удачного компромисса возможно лишь ценой значительного снижения быстродействия экстремального контура путем перехода к малым частотам поиска (не более 0,75 Гц). Причем, в рассматриваемом случае количественным критерием выбора соответствующей рабочей частоты поиска является статическая точность настройки контура на резонанс.

Анализ показывает, что проектировать поисковые системы компенсации с рабочими частотами поиска 6,25 Гц, не говоря о 12,5 Гц, как это рекомендуется в [Л. 2], не представляется возможным из-за низкой точности настройки системы на экстремум. Система компенсации останавливается на некотором удалении $\Delta L = L - L_{\text{опт}}$ от оптимального значения $L_{\text{опт}}$. При $\Omega/2\pi = 6,25$ Гц $\Delta L = 0,3L_{\text{опт}}$. Расчеты показывают также, что процент погрешности ϵ уменьшается с понижением поисковой частоты. Именно этот эффект совершенно исчезает из поля зрения в [Л. 2], что явилось препятствием на пути внедрения поисковой системы компенсации в производство. В действительности рабочее частоты поиска следует брать примерно в 35 раз меньше частоты сети в нормальном режиме эксплуатации. При этом погрешность настройки составляет не более 5%, причем погрешность уменьшается, если контур обладает повышенным активным сопротивлением.

В режиме глухого замыкания одной из фаз сети на землю рабочие частоты поиска могут достигать 50 Гц без заметного снижения точности резонансной настройки. Это объясняется низкой добротностью силового контура.

Вторым важным фактором при проектировании поисковых систем компенсации является устойчивость самонастраивающейся системы. Устойчивость

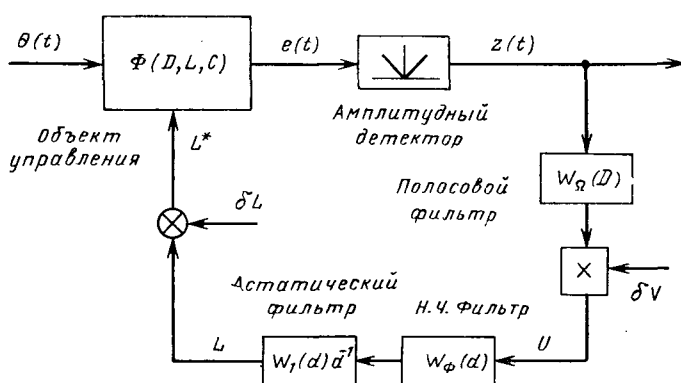


Рис. 2. Структурная схема самонастраивающейся системы с поисковой модуляцией параметров.

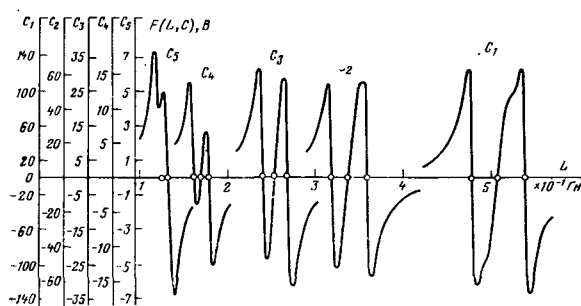


Рис. 3. Характеристики $F(L, C)$ при $R=2$ Ом; $\Omega=3\pi$ 1/с; $C_1=20$ мкФ; $C_2=30$ мкФ; $C_3=40$ мкФ; $C_4=60$ мкФ; $C_5=80$ мкФ.

системы (рис. 2) следует оценивать [Л. 6] по низкочастотной модели (22) — (27), которую в нашем случае можно представить в виде:

$$\frac{dL(t)}{dt} = W_1(D) W_\phi(D) U(t);$$

$$U(t) = F^*(t) = F^*[L(t), C(t), \Omega, R] = \\ = F[L_{\text{опт}}(C) - L(C, R, \Omega)],$$

где F — обобщенная нелинейная характеристика, описываемая соотношениями (23) — (27).

Очевидно, в случае квазистационарных режимов с повышенными частотами поиска (более 0,75 Гц) условия квазистационарности (28) с оптимальным управлением (29) нарушаются. Степень нарушения определяется допустимой ошибкой в статике с общим характером нелинейности F в структуре низкочастотной модели, от которой зависят и устойчивость и точность исходной системы.

Проследим (см. рис. 3) за преобразованиями обобщенной нелинейности $F^*(L, C)$ с заданным сопротивлением $R=2$ Ом при частоте поиска 1,5 Гц по всему диапазону возможных значений индуктивности $L \in [L_{\min}, L_{\max}]$, предполагая, что возмущение изменяется ступенчато в реальных пределах от 20 до 80 мкФ. На рис. 3 видим в начале шкалы процесс зарождения нелинейности с тремя состояниями равновесия. Черные точки соответствуют резонансным значениям $L_{\text{опт}}$ для соответствующих возмущающих воздействий C .

Переход от системы с одним состоянием равновесия к системе с тремя состояниями равновесия происходит между $C=80$ мкФ и $C=60$ мкФ. При

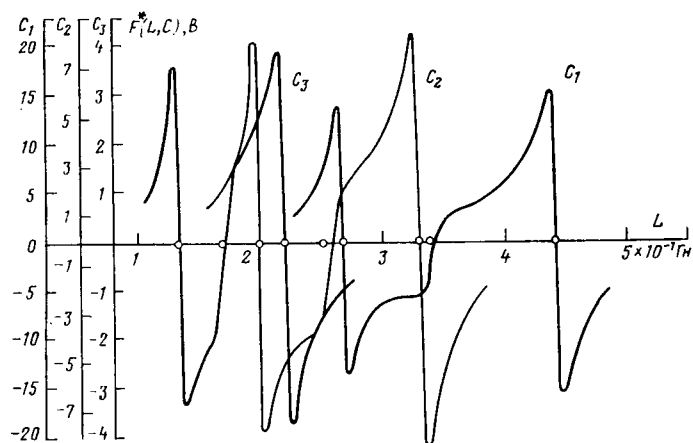


Рис. 4. Характеристики $F^*(L, C)$ при $R=2$ Ом; $\Omega=12,5\pi$ 1/с; $C_3=60$ мкФ; $C_2=40$ мкФ; $C_1=30$ мкФ.

$C < 60$ мкФ всегда существуют три состояния равновесия. На рис. 3 точки притяжения (устойчивые состояния равновесия), отмеченные светлыми кружками. Расстояния по L между черными и светлыми точками характеризуют степень удаления режима работы колебательного контура (6) от резонансного. По мере уменьшения C , т. е. при работе дугающей катушки с более короткими кабельными линиями, статическая ошибка в настройке системы компенсации возрастает, но не превосходит 6,1%.

Представленные характеристики показывают, что при скачкообразном изменении C , например, в наихудшем случае, со значения $C=80$ до $C=20$ мкФ, происходит резкое снижение (примерно в 100 раз) сигнала управления, что в свою очередь приводит к крайне низкому быстродействию системы (рис. 2), если она устойчиво работает при подходе к точкам притяжения. Наоборот, если система обладает приемлемым быстродействием вдали от резонанса, она становится неустойчивой по мере приближения к устойчивым в малом точкам равновесия: первый всплеск сигнала управления (например, при $C=20$ мкФ) воспринимается системой как импульсное возмущение, и под действием этого возмущения она проскакивает левую точку притяжения, переходя в неустойчивую область, в которой раскачивается уже сама по себе вследствие динамической неустойчивости так, что рабочее значение L оказывается слева либо справа от $L_{\text{опт}}$.

Описанная разновидность неустойчивости является типичной параметрической неустойчивостью, вредной для систем компенсации. Для борьбы с указанными эффектами следует «выправлять» характеристики (рис. 3), стремясь сделать их менее импульсивными, так как это осуществлено, например, при помощи увеличения сопротивления R с 2 до 6 Ом. Выбросы в наихудшем варианте снижаются с 133 В до 40 В. Аналогичного эффекта можно добиться введением автоматической регулировки в тракте на несущей частоте. Для сравнения на рис. 4 приведены обобщенные характеристики систем компенсации с $R=2$ Ом и частотой поиска 6,25 Гц. Естественно, точность функционирования системы компенсации [Л. 2] с поисковой частотой 12,5 Гц будет ниже.

Сделаем некоторые выводы применительно к системе компенсации с параметрами $R=2$ Ом, $L_{\text{min}}=0,1$ Г, $L_{\text{max}}=1$ Г, $C_{\text{min}}=20$ мкФ, $C_{\text{max}}=80$ мкФ.

Оптимальными поисковыми частотами в режиме подготовки следует считать частоты не выше 2–3 Гц, если не использованы разного рода программные блоки для устранения статических погрешностей. В последнем случае, однако, требуется точное, а не приближенное дифференциальное уравнение объекта управления, которое на деле может оказаться существенно нестационарным, а всякое программное подрегулирование по разомкнутому контуру — неэффективным. Если описание объекта известно точно и обладает высокой степенью стабильности, то быстродействие системы может быть повышено увеличением частот поиска с применением программных блоков.

Обобщенные характеристики (рис. 3 и 4), которыми определяются, в конечном итоге устойчивость и качество процессов управления, могут быть рассчитаны по формулам (23)–(27) или сняты экспериментально. Для построения быстродействующих систем компенсации на частотах поиска не более 2–3 Гц требуется высококачественное регулирование с длительностью переходных процессов в 5–10 периодов колебаний поиска и менее. Переходу электрической сети от нормального режима к режиму однополюсного замыкания на землю соответствует переход системы компенсации от режима подготовки к рабочему режиму, при котором значительно меняются параметры объекта управления. Выбор рабочей частоты поиска в данном случае также может производиться из соображений, изложенных выше, и она может без потери точности взята достаточно высокой, что повышает быстродействие системы, необходимое в режиме замыкания.

В заключение отметим, что все высказанные соображения, являясь иллюстрацией к общей теории самонастраивающихся систем [Л. 4–6], составляют вместе с тем научную основу проектирования поисковых систем автоматической компенсации емкостных токов в кабельных сетях высокого напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лихачев Ф. А. Замыкания на землю в сетях с изолированной нейтралью и компенсацией емкостных токов. — М.: Энергия, 1971.
2. Степанчук Д. Н. Способ автоматической компенсации емкостной составляющей токов замыкания на землю в шахтных электрических сетях высокого напряжения. — В кн.: Горная электромеханика и автоматика. — Харьков: Изд-ние Харьковского Государственного ун-та, 1971, вып. 18.
3. Петров О. А. Система автоматической настройки дугающей катушки. — Электрические станции, 1973, № 1.
4. Красовский А. А. Динамика непрерывных самонастраивающихся систем. — М.: Наука, 1968.
5. Обаков В. К. К теории многоканальных систем экстремального регулирования с синусоидальными сигналами поиска. — Автоматика и телемеханика, 1967, № 1.
6. Алимов Ю. И., Обаков В. К. Приближенный расчет быстродействующих систем автоматической оптимизации параметров при почти периодических пробных и поисковых сигналах. — Изв. АН СССР. Техническая кибернетика, 1963, № 4.
7. Обаков В. К. Описание нелинейных зависимостей в системах автоматического управления. — Автоматика и телемеханика, 1974, № 2.

[04.01.78]

Автоматическая коммутация поврежденной фазы в сетях с изолированной нейтралью

СИРОТА И. М., доктор техн. наук, НАЗАРОВ В. В., инж.

Повышение уровня электробезопасности электрических сетей напряжением 3—10 кВ является весьма актуальной задачей, важным условием решения которой, в первую очередь, следует считать снижение вероятности тяжелого исхода при случайном непосредственном прикосновении человека к токоведущей части, находящейся под рабочим напряжением сети. Если в электроустановках напряжением до 1 кВ эта задача относительно успешно решается с помощью устройств защитного отключения, то в сетях более высоких напряжений, в особенности при наличии в них установок с повышенной опасностью обслуживания, требуется применение более совершенных способов быстрого действия снятия напряжения с пострадавшего.

Выполненные в последние годы исследования [Л. 1 и 2] показали, что решающими факторами, от которых зависит вероятность возникновения наиболее опасного состояния организма — фибрилляции сердца, являются действующее значение и длительность прохождения электрического тока через тело человека, а эффективным способом предотвращения тяжелых последствий электротравматизма в некомпенсированных сетях 3—10 кВ считается замыкание на землю фазы, которой прикоснулся человек («поврежденной фазы»), с помощью специального быстродействующего автоматического устройства УЗФ, как это показано на рис. 1. Подобные устройства выполнявшиеся на электромеханических выключателях, применялись ранее для ликвидации замыканий на землю в сетях с изолированной нейтралью, но ввиду присущих им недостатков не нашли широкого распространения и были заменены дугогасящими реакторами.

Однако использование дугогасящих реакторов, настроенных в резонанс с емкостью сети, не облегчает последствия прикосновения человека к токоведущим частям, так как в этом случае через его тело может пройти значительный, медленно затухающий свободный ток реактора [Л. 3]. Кроме того, реактор не предотвращает протекание через сопротивление тела человека активной и высших гармонических составляющих тока однофазного замыкания на землю.

Существенное повышение быстродействия УЗФ позволяет на качественно новой основе решить проблему обеспечения высокого уровня электробезопасности в некомпенсированных электрических сетях 3—10 кВ, и в первую очередь, в сетях, питающих электроустановки с повышенной опасностью обслуживания. В последнее время было достигнуто общее время срабатывания УЗФ 10—20 мс [Л. 2], причем основной составляющей этой величины является время действия схемы выбора поврежденной фазы. Шагом вперед в данном направлении явилась разработка УЗФ на тиристорах [Л. 4 и 5], при которой обеспечивается еще меньшее время срабатывания (до 3 мс) и, следовательно, протекания тока через тело человека.

Для ограничения нарушений электроснабжения потребителей в схеме УЗФ предусматривается автоматическое повторное отключение фазы от земли с выдержкой времени. Эти устройства могут применяться совместно с обычной селективной релейной защитой фидеров [Л. 2], в частности, выполняемой на реле с магнитоуправляемыми контактами [Л. 5]. С помощью такой комплексной системы УЗФ и селективной защиты осуществляется полный цикл коммутации поврежденной фазы в сети 3—10 кВ.

Повышение быстродействия УЗФ поставило задачу более строгого подхода к оценке эффективности применения этих устройств. В настоящее время определение вероятностей тяжелого исхода поражения производится на основе использования значений установившихся токов через тело человека в случае прикосновения его к токоведущей части электроустановки. Не учитываются свободный ток переходного процесса замыкания на землю и начальный угол фазного напряжения в момент прикосновения. Пренебрежение влиянием особенностей переходного процесса на исход поражения человека при воздействиях электрического тока длительностью менее 0,02 с неизбежно ведет к ошибкам при оценке эффективности применения УЗФ. В настоящей статье рассмотрен переходный процесс, которым сопровождается замыкание фазы на землю через большое активное сопротивление в сетях с изолированной нейтралью. Основной задачей статьи является оценка вероятности тяжелого исхода электротравмы в зависимости от емкостного тока металлического замыкания на землю в сети с изолированной нейтралью $I_{с.м.}$, который должен считаться ее основным параметром, и времени t_1 срабатывания УЗФ. Для решения поставленной задачи необходимо вывести уравнения действующего значения тока замыканий на землю, который может пройти через тело человека, и найти распределение его вероятности.

Действующее значение тока замыкания на землю через тело человека. При соприкосновении человека с токоведущей частью после включения тиристорного замыкателя свободная составляющая тока, проходящего через тело человека, затухает с постоянной времени, не превышающей 0,1 мс [Л. 6]. Имея в виду, что сопротивление замыкателя весьма невелико по сравнению с сопротивлением тела человека, можно приближенно принять, что ток перестает проходить через него в момент включения замыкателя.

На протяжении времени от момента соприкосновения до включения замыкателя общий ток, проходящий через тело человека,

$$i_T = \sqrt{2} I_c \sin(\omega t + \psi - \varphi) - i_{св}, \quad (1)$$

где I_c — установившийся емкостный ток (действующее значение); $i_{св}$ — свободный затухающий емкостный ток; $\omega = 314$ — рабочая угловая частота сети;

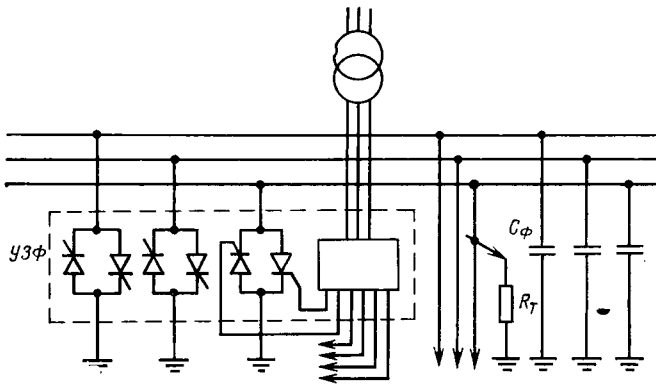


Рис. 1. Принципиальная схема сети с автоматическим тиристорным замыкателем поврежденной фазы (прямоугольником показан блок выбора поврежденной фазы и управления замыкателем).

ψ — угол напряжения поврежденной фазы сети в начальный момент времени $t=0$; это напряжение изменяется по закону $u = \sqrt{2} u_{\phi} \sin(\omega t + \psi)$; φ — фазовый угол контура нулевой последовательности.

Величины I_c и φ можно представить в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} I_c &= \beta I_{c.m}; \\ \varphi &= -\operatorname{arccctg} 3R_T \omega C_{\phi} = -\operatorname{arctg} I_{tm*} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Здесь $I_{c.m}$ — полный установившийся емкостный ток металлического замыкания на землю в сети

$$I_{c.m} = 3U_{\phi} \omega C_{\phi};$$

β — коэффициент полноты замыкания на землю,

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{(3R_T \omega C_{\phi})^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{I_{tm*}^2} + 1}}; \quad (3)$$

R_T — сопротивление в месте замыкания на землю, практически равное сопротивлению тела человека; C_{ϕ} — полная емкость одной фазы сети относительно земли; I_{tm*} — максимальный ток, который прошел бы через сопротивление R_T в случае глухого заземления нейтрали сети и пренебрежимо малого сопротивления фазы, отнесенный к току $I_{c.m}$,

$$I_{tm*} = \frac{U_{\phi}}{R_T I_{c.m}} = \frac{1}{3\omega R_T C_{\phi}}. \quad (4)$$

Таким образом, ток I_{tm*} зависит только от емкости сети и расчетного сопротивления R_T . Для дальнейших рассуждений введем следующие параметры: $\omega_{св}$, α , γ [Л. 7]. Параметр $\omega_{св} = \frac{1}{\sqrt{L_{\phi} C_{\phi}}}$

представляет собой угловую частоту свободных колебаний при переходном процессе в сети в идеализированном случае однофазного металлического замыкания на землю в заданной точке при пренебрежимо малых активных сопротивлениях сети. При этом в упрощенной схеме замещения нулевой последовательности сети эквивалентные индуктивность фазы L_{ϕ} и емкость C_{ϕ} включены последовательно, а $R_T = 0$. В общем случае частота $\omega_{св}$ зависит от конструктивного и схемного выполнения сети, ее распределенных параметров и оборудования, а также от точки замыкания на землю. Использование $\omega_{св}$ в качестве обобщенного параметра

избавляет от необходимости учета каждого из числа перечисленных влияющих факторов в отдельности. Другие два параметра характеризуют действительный процесс замыкания на землю через сопротивление R_T :

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{3R_T}{2L_{\phi}} = \frac{3R_T C_{\phi} \omega'_{св}}{2} = \frac{\omega_{св}^2}{2I_{tm*} \omega}; \\ \gamma &= \sqrt{\alpha^2 - \omega_{св}^2} = \frac{\omega_{св}^2}{2I_{tm*}} \sqrt{1 - \left(\frac{2I_{tm*} \omega}{\omega_{св}}\right)^2}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Сумма и разность этих величин $-\alpha + \gamma$ и $-\alpha - \gamma$ представляют собой корни характеристического уравнения переходного процесса в контуре L_{ϕ} , C_{ϕ} , R_T .

Сопротивление тела человека зависит от ряда трудно учитываемых факторов (состояние организма человека, окружающая температура, влажность, наличие дополнительного сопротивления в цепи «человек — земля», например, обуви или пола); однако для условий импульсного воздействия высокого напряжения на тело человека определяющим фактором становится путь протекания тока.

Анализ электротравматизма в СССР и за рубежом показывает, что в подавляющем большинстве случаев электропоражения человека ток проходит по пути «рука — нога» или «рука — рука», при котором внутреннее сопротивление тела человека оценивается разными авторами в пределах от 600 до 900 Ом. Нелинейность зависимости R_T от приложенного напряжения наблюдается только при напряжениях до 1000 В. При напряжениях выше 1000 В она за счет нейтрализации сопротивления кожи выражена очень слабо и в расчетах может не учитываться. Для выяснения общих закономерностей переходных процессов при замыканиях на землю в случае прикосновения человека к токоведущей части примем, что R_T может изменяться в пределах от 500 до 3000 Ом.

Расчеты, а также опыты, проведенные на физической модели и в реальной сети 6 кВ, показали, что при замыкании фазы на землю через сопротивления, равные указанным значениям R_T , свободная составляющая тока изменяется по аperiodическому закону и, следовательно, параметр γ является вещественной величиной.

В сетях 3—10 кВ свободная частота $\omega_{св}$ изменяется ориентировочно в пределах от 12500 до 125000 Гц [Л. 7]. При учитываемых пределах изменения тока $I_{c.m}$ от 0,25 до 10 А и сопротивления R_T от 500 до 3000 Ом ток $I_{tm*} \approx 0,1 \div 20$. Следует иметь в виду, что при большом токе $I_{c.m}$ частота $\omega_{св}$ бывает небольшой и I_{tm*} также невелик. Поэтому можно считать, что меньшему пределу частоты $\omega_{св}$ соответствует меньший предел тока I_{tm*} , а большему пределу $\omega_{св}$ — больший предел I_{tm*} . При этих условиях $\alpha = 1250000 \div 2500000$, а входящее в выражение γ отношение

$$\frac{2I_{tm*} \omega}{\omega_{св}} \approx 0,01 \div 0,05. \text{ В таком случае можно при-}$$

ближенно принять

$$\sqrt{1 - \left(\frac{2I_{tm*} \omega}{\omega_{св}}\right)^2} \approx 1 - 2 \left(\frac{I_{tm*} \omega}{\omega_{св}}\right)^2$$

и

$$\gamma \approx \frac{\omega_{CB}^2}{2I_{TM*}\omega} - I_{TM*}\omega. \quad (6)$$

В соответствии с [Л. 8] уравнение свободного тока

$$i_{CB} = V\sqrt{2} \beta I_{C.M} e^{-\alpha t} \left\{ \sin(\psi - \varphi) \operatorname{ch} \gamma t - \right. \\ \left. - \frac{1}{\gamma} \left[\frac{\omega_{CB}^2}{\omega} \cos(\psi - \varphi) - \alpha \sin(\psi - \varphi) \right] \operatorname{sh} \gamma t \right\}.$$

В этом уравнении с учетом найденных α и γ множитель при $\operatorname{sh} \gamma t$ равен

$$\frac{V\sqrt{1+4I_{TM*}^2}}{1-2\left(\frac{\omega}{\omega_{CB}}I_{TM*}\right)^2} \sin(\psi - \varphi - \operatorname{arctg} 2I_{TM*}) \approx \\ \approx V\sqrt{1+4I_{TM*}^2} \sin(\psi - \varphi - \operatorname{arctg} 2I_{TM*}),$$

откуда получаем

$$i_{CB} = V\sqrt{2} \beta I_{C.M} \sin(\psi - \varphi) \left[e^{-I_{TM*}\omega t} + e^{-\left(\frac{\omega_{CB}^2}{I_{TM*}\omega} - I_{TM*}\omega\right)t} \right] - \\ - V\sqrt{1+4I_{TM*}^2} \sin(\psi - \varphi - \operatorname{arctg} 2I_{TM*}) \times \\ \times \left[e^{-I_{TM*}\omega t} - e^{-\left(\frac{\omega_{CB}^2}{I_{TM*}\omega} - I_{TM*}\omega\right)t} \right].$$

После преобразования находим:

$$i_{CB} = V\sqrt{2} \beta I_{C.M} \left\{ I_{TM*} \cos(\psi - \varphi) e^{-I_{TM*}\omega t} + [\sin(\psi - \varphi) - \right. \\ \left. - I_{TM*} \cos(\psi - \varphi)] e^{-\left(\frac{\omega_{CB}^2}{I_{TM*}\omega} - I_{TM*}\omega\right)t} \right\} = \\ = i_{CB I} + i_{CB II}. \quad (7)$$

Таким образом, в рассматриваемых условиях свободный ток представляет собою сумму двух экспонент, из которых вторая $i_{CB II}$ затухает во много раз быстрее первой $i_{CB I}$, так как отношение их показателей степени при указанных возможных значениях ω_{CB} и I_{TM*}

$$\frac{\omega_{CB}^2}{I_{TM*}\omega} - I_{TM*}\omega \approx \left(\frac{\omega_{CB}}{I_{TM*}\omega} \right)^2 \gg 1.$$

Для оценки влияния экспонент $i_{CB I}$ и $i_{CB II}$ на результирующее действующее значение тока $I_{\tau t_1}$, протекающего через сопротивление R_T в течение времени t_1 , найдем действующие значения токов $I_{CB I}$ и $I_{CB II}$:

$$I_{CB I} = V\sqrt{2} \beta I_{C.M} \sqrt{\frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} \sin^2(\omega t + \psi - \varphi) dt} = \\ = V\sqrt{2} \beta I_{C.M} \times \\ \times \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{1}{4\omega t_1} [\sin 2(\omega t_1 + \psi - \varphi) - \sin 2(\psi - \varphi)]}; \quad (8)$$

$$I_{CB I} = V\sqrt{2} \beta I_{C.M} \cos(\psi - \varphi) \sqrt{I_{TM*} \frac{1 - e^{-2I_{TM*}\omega t_1}}{2\omega t_1}}; \quad (9)$$

$$I_{CB II} = V\sqrt{2} \beta I_{C.M} [\sin(\psi - \varphi) - \\ - I_{TM*} \cos(\psi - \varphi)] \sqrt{\frac{I_{TM*}\omega}{2\omega_{CB}^2 t_1}}. \quad (10)$$

Расчеты, выполненные по формулам (8), (9) и (10) при $t_1 = 0,003$ с и различных значениях I_{TM*} и угла $\psi - \varphi$ показали, что ток $I_{CB I}$ может быть как меньше, так и больше тока $I_{CB I}$. Что же касается тока $I_{CB II}$, то он во всех случаях пренебрежимо мал по сравнению с $I_{CB I}$.

В результате получим

$$i_{CB} = V\sqrt{2} \beta I_{C.M} I_{TM*} \cos(\psi - \varphi) e^{-I_{TM*}\omega t}. \quad (11)$$

Из этого уравнения видно, что в рассматриваемых условиях свободный ток не зависит от частоты ω_{CB} , т. е. от индуктивности L_Φ .

Действующее значение полного тока

$$I_{\tau t_1} = \sqrt{\frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} i^2 dt} = V\sqrt{2} \beta I_{C.M} \times \\ \times \sqrt{\frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} [\sin(\omega t + \psi - \varphi) - I_{TM*} \cos(\psi - \varphi) e^{-I_{TM*}\omega t}]^2 dt}.$$

Относительная величина этого тока

$$I_{\tau t_1} = \frac{I_{\tau t_1}}{I_{C.M}} = V\sqrt{2} \beta \sqrt{\frac{\lambda}{t_1}}, \quad (12)$$

где

$$\lambda = \int_0^{t_1} [\sin^2(\omega t + \psi - \varphi) dt - 2I_{TM*} \sin(\omega t + \psi - \varphi) \cdot \\ \cdot - \varphi) \cos(\psi - \varphi) e^{-I_{TM*}\omega t} dt + \\ + I_{TM*}^2 \cos^2(\psi - \varphi) e^{-2I_{TM*}\omega t} dt].$$

Интегрированием находим

$$\lambda = \frac{t_1}{2} - \frac{1}{4\omega} [\sin 2(\omega t_1 + \psi - \varphi) - \sin 2(\psi - \varphi)] - \\ - \frac{2I_{TM*} \cos(\psi - \varphi)}{\omega \sqrt{I_{TM*}^2 + 1}} [e^{-I_{TM*}\omega t_1} \sin(\omega t_1 + \psi - \varphi + \\ + \operatorname{arctg} I_{TM*}) - \sin(\psi - \varphi + \operatorname{arctg} I_{TM*})] - \\ - \frac{I_{TM*}^2 \cos^2(\psi - \varphi)}{2\omega} (e^{-2I_{TM*}\omega t_1} - 1). \quad (13)$$

Важно отметить, что ток $I_{\tau t_1}$ в переходном режиме может значительно превышать свое установившееся значение. Так, например, при $\psi - \varphi = 0$; $I_{TM*} = 10$; $t_1 = 0,003$ с, $\frac{I_{\tau t_1}}{I_{CB I}} \approx 4,7$.

Подобные соотношения имеют место и при других значениях I_{TM*} , t_1 и ψ , что свидетельствует о необходимости учета свободного тока и началь-

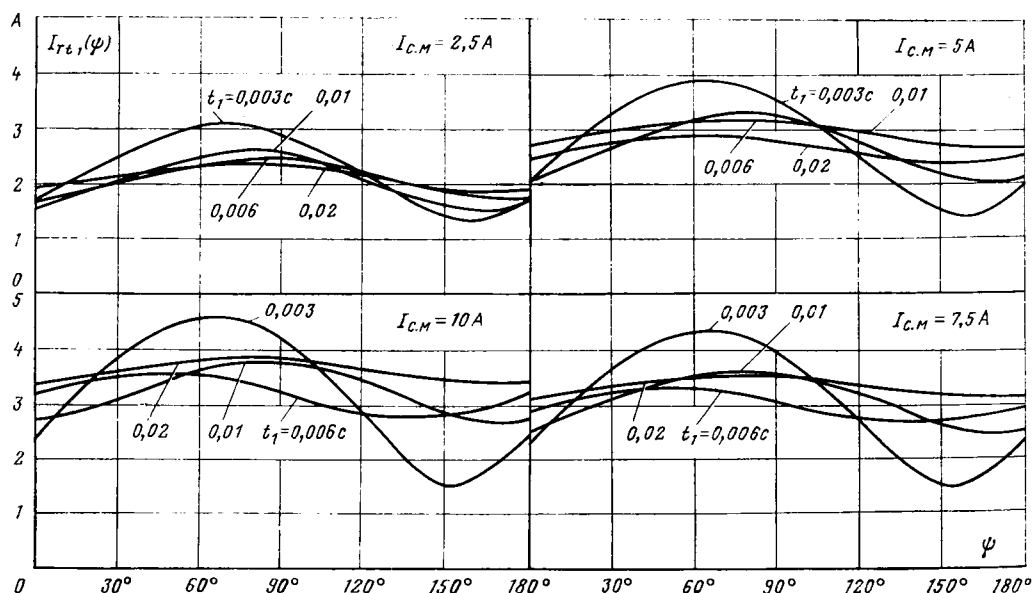


Рис. 2. Кривые зависимости относительного действующего тока I_{Tt1} от угла ψ в сети 6 кВ при времени протекания тока t_1 , равном: 0,003; 0,006; 0,01; 0,02 с, токе $I_{с.м}=2,5; 5; 7,5; 10$ А и расчетном сопротивлении $R_T=900$ Ом.

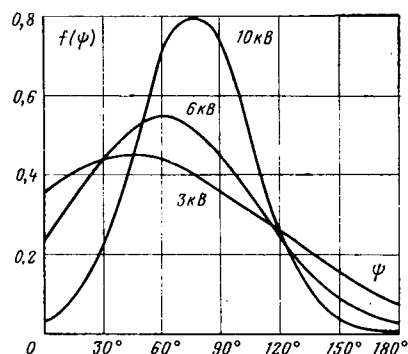


Рис. 3. Плотности распределения вероятностей начального фазового угла напряжения ψ для сетей 3 кВ, 6 кВ и 10 кВ.

ного угла замыкания на землю для определения действующего значения полного тока через тело человека, а в конечном итоге, для оценки эффективности быстродействующих УЗФ.

Как видно из выражений (2), (3), (12) и (13), относительное действующее значение тока I_{Tt1} полностью определяется тремя величинами: $I_{с.м}$, t_1 и ψ . Значение первой из этих величин задается для каждой сети с учетом принятого расчетного сопротивления R_T и тока $I_{с.м}$; значение второй величины зависит от конкретного выполнения УЗФ, а начальный угол ψ является основной, влияющей на I_{Tt1} случайной величиной. Он может изменяться в пределах от 0 до 180°.

При переходе от относительной величины тока I_{Tt1} к действительной I_{Tt1} учитываются заданные значения U_ϕ , $I_{с.м}$ и R_T . В качестве примера на рис. 2 построены кривые зависимости тока I_{Tt1} от угла ψ в сети 6 кВ при нескольких значениях $I_{с.м}$ и t_1 и сопротивлении $R_T=900$ Ом.

Распределение вероятностей начального угла напряжения поврежденной фазы и действующего тока замыкания на землю. Для определения вероятностей

различных значений угла ψ были проведены опыты, при которых заземляющий провод с помощью изолирующей штанги приближался к шине, находящейся под напряжением 10000/ $\sqrt{3}$, 6000/ $\sqrt{3}$ и

3000/ $\sqrt{3}$ В (приблизительно по 200 опытов для каждого из этих напряжений). Скорость перемещения провода составляла 0,2–0,8 м/с. На основании подробного рассмотрения движений оперативного и ремонтного персонала, обслуживающего действующие электроустановки, а также выяснения обстоятельств попадания людей под напряжение следует считать, что в реальных условиях рука человека может приближаться к токоведущей части с указанной скоростью. Для определения угла ψ в этих опытах проводилось осциллографирование напряжения и тока замыкания на землю.

В результате опытов получены распределения относительной частоты перекрытия воздушного промежутка «шина—провод» в различных диапазонах угла ψ . Эти распределения физически объясняются конечной скоростью нарастания (в промежутке $0 \rightarrow \pi/2$) и спада (в промежутке $\pi/2 \rightarrow \pi$) синусоидального фазного напряжения, что совместно с влиянием электрической прочности воздушного зазора между приближающимся предметом и токоведущей частью приводит к снижению количества пробоев этого зазора при $\psi=\pi/2 \rightarrow \pi$ и увеличению их при $\psi=0 \rightarrow \pi/2$. Причем с повышением номинального напряжения сети максимум распределений приближается к 90°.

Анализ полученных распределений показал, что они могут быть аппроксимированы с погрешностью не более 5% известными кривыми усеченного нормального распределения [Л. 9] с поправочными коэффициентами k . С помощью этих коэффициентов обеспечивается равенство единице площадей, ограниченных дифференциальными кривыми распределений в промежутке $0 < \psi < \pi$ (рис. 3). В общем виде дифференциальная функция этих распределений в указанном промежутке

$$f(\psi) = \frac{k}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(\psi-a)^2}{2\sigma^2}}, \quad (14)$$

а вне этого промежутка $f(\psi)=0$. В зависимости от номинального напряжения электроустановки функ-

Таблица 1

$U_{\phi}, \text{В}$	$\sigma, \text{рад}$	$a, \text{рад}$	k
$10000/\sqrt{3}$	0,5	1,31	1
$6000/\sqrt{3}$	0,8	1,05	1,11
$3000/\sqrt{3}$	1,25	0,78	1,42

ция $f(\psi)$ характеризуется параметрами σ , a и k , приведенными в табл. 1.

На основании получаемых зависимостей (рис. 2 и 3) можно найти интегральную функцию распределения вероятностей действующего значения тока $G(I_{Tt_1})$ при касании человека токоведущих частей в сетях 3—10 кВ. Так как $I_{Tt_1}(\psi)$ — немонотонная функция угла ψ (рис. 2), сделаем графическое построение [Л. 10]. Задавись некоторым значением тока $I_{Tt_1} = I_1$, проведем на графике $I_{Tt_1}(\psi)$ прямую, параллельную оси абсцисс с ординатой $I_{Tt_1} = I_1$ (рис. 4). Эта прямая отсекает от кривой одну или две площадки шириною $\Delta\psi_1$ и $\Delta\psi_2$, в пределах каждой из которых ток I_{Tt_1} не превышает I_1 . Значение интегральной функции распределения вероятности тока I_{Tt_1} в точке $I_{Tt_1} = I_1$ находим с учетом (7) из выражения:

$$G(I_1) = \sum_m \left| \int_{\Delta\psi} f(\psi) d\psi \right|, \quad (15)$$

где $m=1$ или 2.

Воспользовавшись нормированной функцией Лапласа, запишем для $m=2$:

$$G(I_1) = P(I_{\min} < I_{Tt_1} < I_1) = k \left[\Phi_0 \left(\frac{\psi_1 - a}{\sigma} \right) - \Phi_0 \left(\frac{-a}{\sigma} \right) + \Phi_0 \left(\frac{\pi - a}{\sigma} \right) - \Phi_0 \left(\frac{\psi_2 - a}{\sigma} \right) \right],$$

где ψ_1 и ψ_2 — точки пересечения прямой $I_{Tt_1} = I_1$ и графика $I_{Tt_1} = f(\psi)$.

При $m=1$

$$G(I_1) = k \left[\Phi_0 \left(\frac{\psi_2 - a}{\sigma} \right) - \Phi_0 \left(\frac{\psi_1 - a}{\sigma} \right) \right].$$

Сделав построение и расчеты для ряда значений тока $I_1, I_2, I_3 \dots$, получим точки $G(I_1), G(I_2), G(I_3) \dots$, а по ним построим кривые $G(I_{Tt_1})$. На рис. 5 построены кривые интегральных функций распределения тока I_{Tt_1} для сети 6 кВ при тех же параметрах $I_{с.м}$ и t_1 , что и кривые рис. 2. Аналогичные расчеты были выполнены для сетей 3 и 10 кВ.

Из этих кривых видно, что наибольшая плотность распределения тока I_{Tt_1} имеет место при его больших значениях. Анализ составляющих тока I_{Tt_1} , выполненный на ЦВМ, показал сложный и вместе с тем объяснимый характер влияния параметров цепи замыкания на землю на ток I_{Tt_1} . Так, свободный ток,

зависящий от $I_{с.м}$, ϕ , для принятого значения R_T затухает при $I_{с.м} < 3 \text{ А}$ быстрее, чем при больших $I_{с.м}$, а при $I_{с.м} > 8 \text{ А}$ его влияние на I_{Tt_1} также уменьшается, но уже из-за того, что емкостное сопротивление сети становится значительно меньше R_T . Строго говоря, ток I_{Tt_1} для рассматриваемых значений t_1 и принятых допущений зависит от ϕ . Естественно, что наибольшие разности максимальных и минимальных значений I_{Tt_1} имеют место при $t_1 = 0,003 \text{ с}$. С увеличением t_1 эти разности уменьшаются — ток I_{Tt_1} приближается к своему установившемуся значению. Одна из важных особенностей взаимного расположения рассматриваемых кривых заключается в резком уменьшении тока I_{Tt_1} при $t_1 = 0,006 \text{ с}$. Именно это значение в дальнейшем выбрано как оптимальное для выдержки времени срабатывания защитного устройства.

Полная вероятность тяжелого исхода электротравмы и допустимые значения тока $I_{с.м}$ и времени t_1 . Перейдем к решению основной задачи — определению $I_{с.м}$ и t_1 , допустимых с точки зрения ограничения опасности прикосновения людей к токоведущим частям, находящимся под рабочим напряжением сети.

В настоящее время еще нет полной ясности в наиболее вероятной причине тяжелых последствий электропоражения (нарушение работы сердца, органов дыхания или ожоги). Однако большинст-

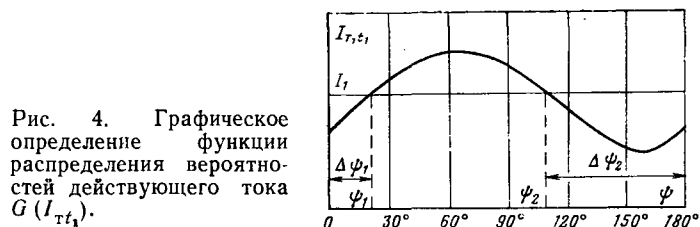


Рис. 4. Графическое определение функции распределения вероятностей действующего тока $G(I_{Tt_1})$.

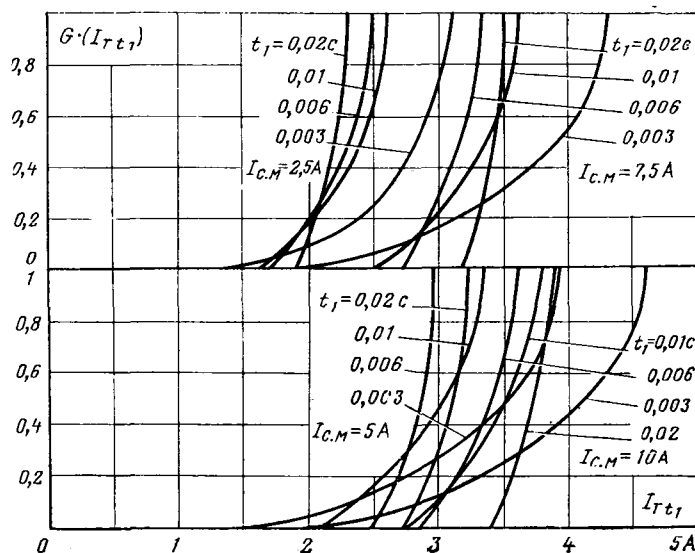


Рис. 5. Интегральные функции распределения вероятностей действующего тока $G(I_{Tt_1})$ в сетях 6 кВ при t_1 , равном 0,003, 0,006, 0,01 и 0,02 с.

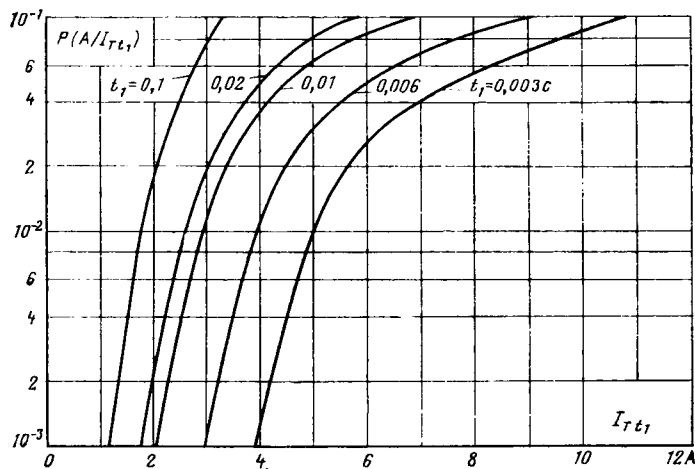


Рис. 6. Вероятности тяжелого исхода прикосновения человека к токоведущей части в зависимости от действующего тока I_{Tt_1} при времени его прохождения $t_1=0,003; 0,006; 0,01; 0,02$ и $0,1$ с.

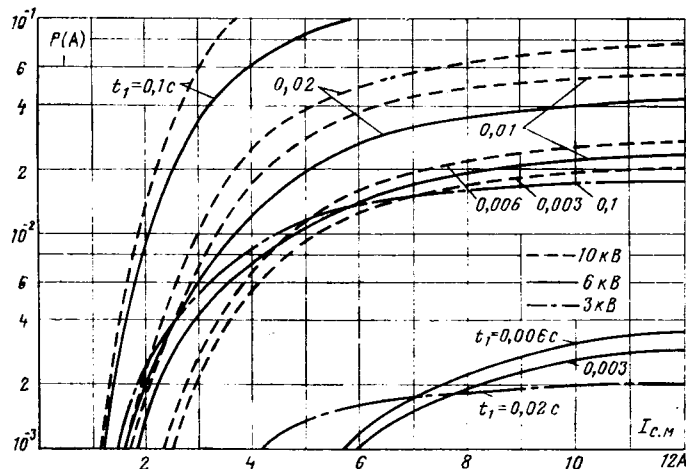


Рис. 7. Полные вероятности $P(A)$ тяжелого исхода прикосновения к токоведущим частям в сетях 3, 6 и 10 кВ в зависимости от тока $I_{с.м}$ при t_1 , равном 0,003; 0,006; 0,01; 0,02 и $0,1$ с.

во специалистов в СССР и за рубежом принимает в качестве основы для инженерных рекомендаций единые условные критерии электроопасности, вытекающие из наиболее общих закономерностей нарушения сердечной деятельности, т. е. возникновения необратимой фибрилляции сердца. Эти критерии и положены в основу дальнейшего рассмотрения. В связи с этим следует подчеркнуть, что быстрое действующее замыкание на землю поврежденной фазы, резко снижая вероятность возникновения фибрилляции сердца, одновременно практически полностью предотвращает тяжелые ожоги, так как ввиду весьма кратковременного прохождения тока характер дуги в месте замыкания ограничивается лишь слабым искровым разрядом.

Назовем событием A возникновение фибрилляции сердца человека. Исследования воздействия на организм человека токов длительностью менее $0,1$ с [Л. 1] показали, что вероятность возникновения фибрилляции сердца зависит от действующего значения тока за данный промежуток времени.

На рис. 6 по данным [Л. 11] построены зависимости вероятностей этого события $P(A/I_T)$ от действующего значения тока при заданном времени его прохождения через тело человека (эти кривые построены для среднего веса человека — 60 кг).

Если на рис. 5 разбить весь диапазон возможных значений тока от $I_{T \min}$ до $I_{T \max}$ на ряд небольших отрезков $\Delta I_1, \Delta I_2, \dots, \Delta I_k$, то попадания тока на эти отрезки образуют полную группу несовместных случайных событий. Вероятности попадания тока I_{Tt_1} на указанные отрезки $P(\Delta I_1), P(\Delta I_2), \dots, P(\Delta I_k)$ определяются по кривым рис. 5, как соответствующие приращения функции $G(I_{Tt_1})$. Событие A может произойти совместно с каждым из этих событий $\Delta I_1, \Delta I_2, \dots, \Delta I_k$ с условной вероятностью $P(A/\Delta I_1), P(A/\Delta I_2), \dots, P(A/\Delta I_k)$. Каждая из них, например, $P(A/\Delta I_n)$ определяется как ордината кривой рис. 6 в точке, соответствующей большему пределу отрезка ΔI_n . Полная вероятность события A рассчитывается по формуле [Л. 9 и 10]:

$$P(A) = \sum_{n=1}^k P(\Delta I_n) P(A/\Delta I_n). \quad (16)$$

В расчетах полной вероятности было принято сопротивление тела человека $R_T=900$ Ом. По результатам этих расчетов на рис. 7 построены результирующие кривые зависимостей $P(A)=f(I_{с.м})$ для сетей 3, 6 и 10 кВ при $t_1=0,003, 0,006, 0,01, 0,02$ и $0,1$ с. Для этих кривых характерна слабая зависимость $P(A)=f(I_{с.м})$ при $I_{с.м}>5$ А, что наиболее четко видно для сети 3 кВ. Действительно, если $I_{с.м}>5$ А, то в случае замыкания на землю через сопротивление тела человека $R_T=900$ Ом, ток через него ограничивается в основном только величиной R_T , так как емкостное сопротивление сети x_c становится значительно меньше R_T . При одном и том же значении $I_{с.м}$ уменьшение номинального напряжения сети приводит к соответственному уменьшению x_c и дальнейшему увеличению отношения R_T/x_c (сеть по отношению к R_T как бы переходит в режим с глухозаземленной нейтралью).

В соответствии с кривыми рис. 7 в табл. 2 приведены значения тока замыкания на землю $I_{с.м}$, при которых вероятность $P(A)$ не превышает 10^{-3} и $3 \cdot 10^{-3}$, т. е. достаточно малых значений.

Таблица 2

$U_{ном},$ кВ	$P(A) \cdot 10^{-3}$	Значения $I_{с.м},$ А				
		$t_1=0,003$ с	$t_1=0,006$ с	$t_1=0,01$ с	$t_1=0,02$ с	$t_1=0,1$ с
3	1	>15	>15	>15	4,1	1,4
	3	>15	>15	>15	15	2,4
6	1	5,8	5,5	1,8	1,65	1,15
	3	12	9,8	2,6	2,25	1,9
10	1	2,45	2,35	1,7	1,6	1,1
	3	3,3	3,1	2,4	2,1	1,8

Из рис. 7 следует, что вероятности возникновения фибрилляции сердца в одной и той же сети при времени срабатывания УЗФ 0,003 и 0,006 с примерно равны, а из табл. 2 — что при одном и том же напряжении сети значения $I_{с.м}$ при $t_1=0,003$ и 0,006 с весьма близки. Это вытекает из общей закономерности расположения кривых $G(I_{т1})$ при указанных значениях t_1 . Учитывая необходимость обеспечения селективного выбора замкнувшейся на землю фазы, можно считать время срабатывания УЗФ порядка 0,006 с оптимальным для сетей 6 и 10 кВ, а соответствующие значения тока $I_{с.м}$ при вероятности $P(A)=3 \cdot 10^{-3}$ — допустимыми.

Из рис. 7 и табл. 2 можем сделать еще один важный вывод о бесспорном преимуществе применения быстродействующих УЗФ для снижения вероятности тяжелого исхода электропоражения человека перед обычными защитами от замыканий на землю, при использовании которых в лучшем случае может быть достигнуто время снятия напряжения с пострадавшего $t_1=0,1$ с.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Первичные критерии электробезопасности при кратковременных воздействиях токов промышленной частоты/ Богушевич М. С., Власов С. П., Гурвич Н. Л. и др. — Электричество, 1975, № 5, с. 65—68.
2. Микрюков В. И., Ягудаев Б. М. Быстродействующее защитное закорачивание на землю фазы сети 3—10 кВ.

Безопасность труда в промышленности, 1973, № 5, с. 35—37.

3. Сирота И. М. Влияние режимов нейтрали в сетях 6—35 кВ на условия безопасности. — В кн.: Режимы нейтрали в электрических системах. — Киев: Наукова думка, 1974, с. 84—104.

4. А. с. № 577601 (СССР). Устройство для выбора поврежденной фазы/ Кисленко С. Н., Михайлов А. М., Назаров В. В., Рогоза В. В. — Опубл. в Б. И., 1977, № 39.

5. Сирота И. М., Кисленко С. Н., Назаров В. В. Быстродействующее заземление поврежденной фазы и селективная защита от замыканий на землю в сетях с изолированной нейтралью. — Промышленная энергетика, 1977, № 5, с. 37—38.

6. Назаров В. В., Шпак Е. И. Особенности расчета токов замыкания на землю в сети с быстродействующим шунтирующим выключателем. — В кн.: Автоматизация и релейная защита электрических систем. — Киев: Наукова думка, 1977, с. 86—90.

7. Сирота И. М., Масляник В. В. Свободные емкостные токи замыкания на землю в электрических сетях с малыми токами замыкания на землю. — Электричество, 1977, № 3, с. 38—43.

8. Сирота И. М. Переходные процессы в компенсированной сети при замыкании фазы на землю. — В кн.: Вопросы устойчивости и автоматики энергетических систем. — Киев: Изд-во АН УССР, 1959, с. 55—75.

9. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. — М.: Гос. изд-во физ.-мат. литературы, 1962.

10. Гнеденко Б. В. Курс теории вероятностей. — М.: Наука, 1969.

11. Шишкин Н. Ф., Ягудаев Б. М., Власов С. П. Критерии нормирования допустимого времени срабатывания защитно-отключающей аппаратуры в электрических сетях. — Безопасность труда в промышленности, 1975, № 11.

[22.01.80]



УДК 621.316.1.015:621.314.26

Определение коэффициента несинусоидальности напряжения сети, питающей вентиляльные преобразователи с фазоповоротными устройствами

ЗИЛЬБЕРБЛАТ М. Э., канд. техн. наук, РАИС Б. Г., инж.

Харьков

Одним из способов уменьшения искажений напряжения сети, питающей вертикальные преобразователи большой мощности, является создание эквивалентных многопульсационных схем с помощью фазоповоротных устройств (ФПУ). Применение ФПУ позволяет уменьшить мощность короткого замыкания питающей сети и соответственно сократить затраты на высоковольтную аппаратуру и источники питания при сохранении регламентируемого ГОСТ 13109—67 коэффициента несинусоидальности напряжения питающей сети.

В [Л. 1] произведен сравнительный анализ различных схем соединения ФПУ и определены значения их габаритной мощности в зависимости от угла сдвига δ между напряжением, питающим трансформаторы вентиляльных преобразователей (ВТ), и напряжением питающей сети (рис. 1, а).

В [Л. 2] изложена методика расчета эффективного напряжения высших гармоник в сети, питающей вентиляльные преобразователи. Воспользуемся ею для случаев применения ФПУ. Расчетная схема приведена на рис. 1, б. Согласно [Л. 2] эффективное напряжение высших гармоник $U_{г.}$ отнесенное

к действующему неискаженному напряжению источника бесконечной мощности U_0 , определяется как

$$e_r = \frac{U_r}{U_0} = \frac{1}{P_{к.з}} \sqrt{\frac{9U_0^2}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta} \right)^2 d\theta - S^2}, \quad (1)$$

где $P_{к.з} = \frac{3U_0^2}{x_c}$ — мощность короткого замыкания на шинах, к которым присоединены ВТ, x_c — эквивалентное сопротивление сети; $\frac{di}{d\theta}$ — скорость изменения тока, потребляемого преобразователем от сети в периоды коммутации (в остальные части периода изменения напряжения питающей сети величина $\frac{di}{d\theta}$

принята равной нулю, что эквивалентно допущению об идеальном сглаживании выпрямленного тока); $\theta = \omega t$ — угловая мера измерения времени t ; S_1 — кажущаяся мощность первой гармоники тока, потребляемая от источника ($S_1 = 3U_0 I_1$).

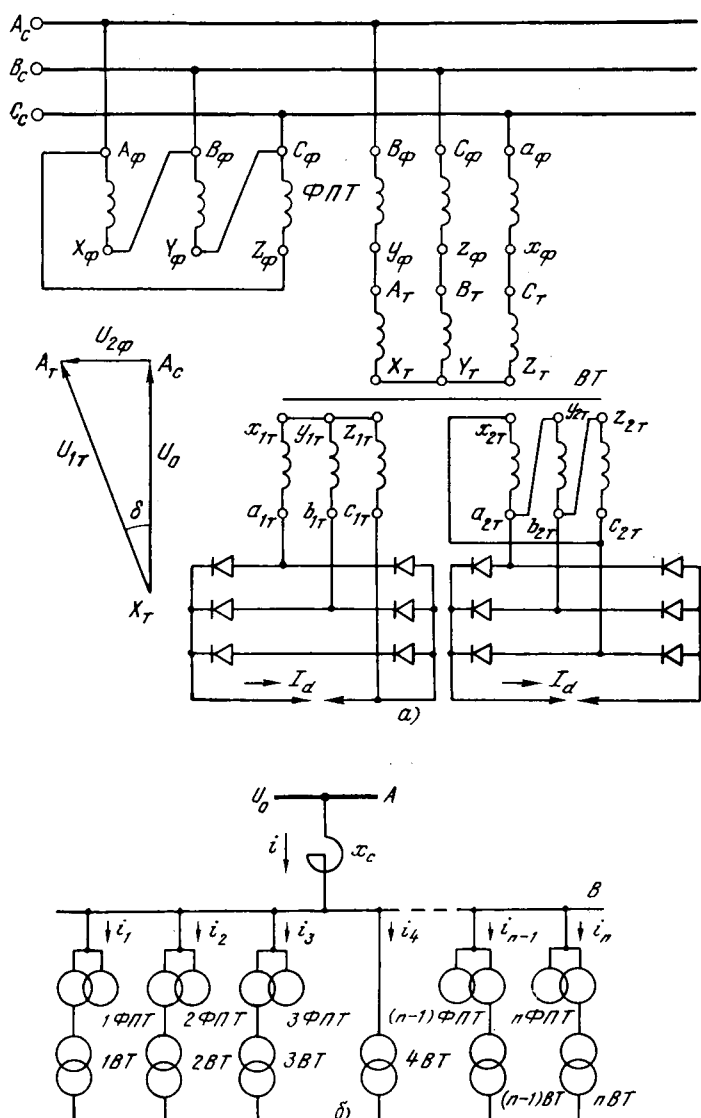


Рис. 1. Схема включения фазоворотного трансформатора (а) и расчетная схема сети, питающей вентильные преобразователи (б).

Уравнение (1) может быть преобразовано к следующему виду:

$$e_r = \frac{x_c}{U_0} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta} \right)^2 d\theta - I_1^2}. \quad (2)$$

Действующее значение первой гармоники первичного тока I_1 следует определять с помощью соотношения, полученного в [Л. 3], а именно:

$$I_1 = \frac{3E_M}{2\sqrt{2} \pi x_k k_T} \sqrt{4\gamma \sin \gamma \sin^2 \psi + (\gamma - \sin \gamma)^2}, \quad (3)$$

где E_M — амплитудное значение фазового напряжения вторичной обмотки ВТ; k_T — коэффициент трансформации ВТ; x_k — сопротивление цепи короткого замыкания. При отсутствии ФПУ $x_k = x_c + x_{1\tau} + x_{2\tau} k_T^2$, при наличии ФПУ [Л. 1]

$$x_k = x_c + x_{1\tau} + x_{2\tau} k_T^2 + q x_{2\phi} + q x_{1\phi} \beta^2;$$

x_c , $x_{1\tau}$, $x_{2\tau}$ — соответственно сопротивления сети, рассеяния первичной и вторичной обмоток ВТ; $x_{1\phi}$,

$x_{2\phi}$ — соответственно сопротивления рассеяния первичной (с учетом сети) и вторичной обмоток ФПУ; $q=3$ для соединения первичных обмоток ВТ в треугольник и $q=1$ — для соединения их в звезду; β — коэффициент, равный отношению напряжений вторичной обмотки ФПУ к первичной $\left(\beta = \frac{U_{2\phi\text{ФПУ}}}{U_{1\text{ФПУ}}} = \frac{U_{2\phi\text{ФПУ}}}{U_0} \right)$; γ — угол коммутации; $\psi = \alpha + \frac{\gamma}{2}$; α — угол регулирования.

Уравнение (3) для мостовой схемы выпрямления преобразуется (с учетом $I_H = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{I_{dH}}{k_T}$) к виду

$$I_1 = \frac{3}{2} \frac{I_H}{\pi e_k} H(\alpha, \gamma), \quad (4)$$

где e_k — э. д. с. короткого замыкания ВТ с учетом ФПУ, соответствующая сопротивлению x_k и

$$H(\alpha, \gamma) = \sqrt{4\gamma \sin \gamma \sin^2 \psi + (\gamma - \sin \gamma)^2}. \quad (5)$$

В схемах с ФПУ I_H является общим сетевым током и при равенстве нагрузок вентильных преобразователей и одинаковых значениях α и γ отдельных мостов представляет собой сумму равных токов I_{H1} потребляемых отдельными ВТ и ФПУ, а именно $I_H = n I_{H1}$, где n — число шестипульсационных преобразователей, образующих эквивалентную многопульсационную схему.

В этом случае

$$I_1^2 = \frac{9}{4} \frac{n^2 I_{H1}^2}{\pi^2 e_k^2} H^2(\alpha, \gamma). \quad (6)$$

$$\text{Рассмотрим теперь член } \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta} \right)^2 d\theta,$$

в котором $\frac{di}{d\theta}$ — представляет собой производную от текущего значения суммарного сетевого тока всех преобразователей с учетом ФПУ. В соответствии с ранее принятыми допущениями $\frac{di}{d\theta}$ имеет значения, отличные от нуля, только в периоды коммутации. Можно показать, что при несовпадении во времени коммутационных участков отдельных преобразователей

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta} \right)^2 d\theta = \sum_{j=1}^n \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta} \right)_j^2 d\theta = \frac{n}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta} \right)_j^2 d\theta, \quad (7)$$

где $\left(\frac{di}{d\theta} \right)_j$ — производная сетевого тока одного преобразователя с учетом ФПУ.

В [Л. 1] найдены значения $\left(\frac{di}{d\theta} \right)_j$ для случая сдвига с помощью ФПУ напряжения трансформатора ВТ в сторону опережения. Они приведены в табл. 1 (соединение обмоток ВТ в треугольник)

Таблица 1

Направление сдвига напряжения первичных обмоток ВТ	Номер участков коммутации	Значения $\left(\frac{di}{d\theta}\right)_i$	Углы начала θ_0 и конца θ_K коммутационного участка
На угол δ в сторону опережения	1	$\frac{P_H \sqrt{2} \sin(\theta + \delta)}{3e_K U_0 \sqrt{1 + 3\beta^2}}$	$\theta_0 = \alpha - \delta$ $\theta_K = \alpha - \delta + \gamma$
	2	$\frac{P_H (1 + 3\beta) \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3} + \delta\right)}{3\sqrt{2} e_K U_0 \sqrt{1 + 3\beta^2}}$	$\theta_0 = \alpha - \delta + \frac{\pi}{3}$ $\theta_K = \alpha - \delta + \gamma + \frac{\pi}{3}$
	3	$-\frac{P_H (1 - 3\beta) \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3} + \delta\right)}{3\sqrt{2} e_K U_0 \sqrt{1 + 3\beta^2}}$	$\theta_0 = \alpha - \delta + \frac{2\pi}{3}$ $\theta_K = \alpha - \delta + \gamma + \frac{2\pi}{3}$
Угол $\delta = 0$ (фазоповоротный трансформатор отсутствует)	1	$\frac{P_H \sqrt{2} \sin \theta}{3e_K U_0}$	$\theta_0 = \alpha$ $\theta_K = \alpha + \gamma$
	2	$\frac{P_H \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)}{3\sqrt{2} e_K U_0}$	$\theta_0 = \alpha + \frac{\pi}{3}$ $\theta_K = \alpha + \gamma + \frac{\pi}{3}$
	3	$-\frac{P_H \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)}{3\sqrt{2} e_K U_0}$	$\theta_0 = \alpha + \frac{2\pi}{3}$ $\theta_K = \alpha + \gamma + \frac{2\pi}{3}$
На угол δ сторону в отставания	1	$\frac{P_H \sqrt{2} \sin(\theta - \delta)}{3e_K U_0 \sqrt{1 + 3\beta^2}}$	$\theta_0 = \alpha + \delta$ $\theta_K = \alpha + \gamma + \delta$
	2	$\frac{P_H (1 - 3\beta) \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3} - \delta\right)}{3\sqrt{2} e_K U_0 \sqrt{1 + 3\beta^2}}$	$\theta_0 = \alpha + \delta + \frac{\pi}{3}$ $\theta_K = \alpha + \delta + \gamma + \frac{\pi}{3}$
	3	$-\frac{P_H (1 + 3\beta) \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \delta\right)}{3\sqrt{2} e_K U_0 \sqrt{1 + 3\beta^2}}$	$\theta_0 = \alpha + \delta + \frac{2\pi}{3}$ $\theta_K = \alpha + \delta + \gamma + \frac{2\pi}{3}$

Примечание. $\beta = \tan \delta / \sqrt{3}$.

и 2 (соединение обмоток ВТ в звезду) для случая соединения первичной обмотки ФПУ в треугольник при изменении угла коммутации в диапазоне от 0 до 60°. При этом рассматривается отдельно каждый из двух шестипульсационных вентиляционных преобразователей, образующих 12-пульсационную схему. В табл. 1 и 2 приведены также значения $\left(\frac{di}{d\theta}\right)_i$ для случая сдвига напряжения ВТ в сторону отставания. Методика их определения аналогична приведенной в [Л. 1] для сдвига в сторону опережения.

Следует иметь в виду, что по условиям симметрии питающего напряжения при нахождении интеграла

$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta}\right)_i^2 d\theta$ можно ограничиться интервалом,

равным π (например от α до $\alpha + \pi$), т. е.

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta}\right)_i^2 d\theta = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{di}{d\theta}\right)_i^2 d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} \left(\frac{di}{d\theta}\right)_i^2 d\theta. \quad (8)$$

В течение этого интервала происходит три коммутационных процесса для всех схем с ФПУ. В схемах без ФПУ три коммутационных процесса проходят при соединении первичных обмоток ВТ в треугольник и два — при соединении этих обмоток в звезду.

Для иллюстрации сказанного на рис. 2 приведены графики сетевых токов для 24-пульсационной схемы.

Подставив в уравнение (8) значение $\left(\frac{di}{d\theta}\right)_i$ для любого направления сдвига на угол δ , из табл. 1

Таблица 2

Направление сдвига напряжения первичных обмоток ВТ	Номера участков коммутации	Значения $\left(\frac{di}{d\theta}\right)_i$	Углы начала θ_0 и конца θ_k коммутационного участка
На угол δ в сторону опережения	1	$\frac{P_H (1 + \beta) \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6} + \delta\right)}{\sqrt{6} e_K U_0 \sqrt{1 + 3\beta^2}}$	$\theta_0 = \alpha - \delta + \frac{\pi}{6}$ $\theta_k = \alpha - \delta + \gamma + \frac{\pi}{6}$
	2	$\frac{P_H 2\beta \sin\left(\theta - \frac{\pi}{2} + \delta\right)}{\sqrt{6} e_K U_0 \sqrt{1 + 3\beta^2}}$	$\theta_0 = \alpha - \delta + \frac{\pi}{2}$ $\theta_k = \alpha - \delta + \gamma + \frac{\pi}{2}$
	3	$\frac{P_H (1 - \beta) \sin\left(\theta - \frac{5\pi}{6} + \delta\right)}{\sqrt{6} e_K U_0 \sqrt{1 + 3\beta^2}}$	$\theta_0 = \alpha - \delta + \frac{5\pi}{6}$ $\theta_k = \alpha - \delta + \gamma + \frac{5\pi}{6}$
Угол $\delta = 0$ (фазоповоротный трансформатор отсутствует)	1	$\frac{P_H \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)}{\sqrt{6} e_K U_0}$	$\theta_0 = \alpha + \frac{\pi}{6}$ $\theta_k = \alpha + \gamma + \frac{\pi}{6}$
	2	$\frac{P_H \sin\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right)}{\sqrt{6} e_K U_0}$	$\theta_0 = \alpha + \frac{5\pi}{6}$ $\theta_k = \alpha + \gamma + \frac{5\pi}{6}$
На угол δ в сторону отставания	1	$\frac{P_H (1 - \beta) \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6} - \delta\right)}{\sqrt{6} e_K U_0 \sqrt{1 + 3\beta^2}}$	$\theta_0 = \alpha + \delta + \frac{\pi}{6}$ $\theta_k = \alpha + \delta + \gamma + \frac{\pi}{6}$
	2	$\frac{P_H 2\beta \sin\left(\theta - \frac{\pi}{2} - \delta\right)}{\sqrt{6} e_K U_0 \sqrt{1 + 3\beta^2}}$	$\theta_0 = \alpha + \delta + \frac{\pi}{2}$ $\theta_k = \alpha + \delta + \gamma + \frac{\pi}{2}$
	3	$\frac{P_H (1 + \beta) \sin\left(\theta - \frac{5\pi}{6} - \delta\right)}{\sqrt{6} e_K U_0 \sqrt{1 + 3\beta^2}}$	$\theta_0 = \alpha + \delta + \frac{5\pi}{6}$ $\theta_k = \alpha + \delta + \gamma + \frac{5\pi}{6}$

Примечание. $\beta = \tan \delta / \sqrt{3}$.

и 2 (для трех участков) как при соединении первичных обмоток ВТ в звезду, так и в треугольник, получим:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta}\right)^2 d\theta = \frac{3nI_{H1}^2}{\pi e_K^2} \frac{F_0(\alpha, \gamma)}{4}, \quad (9)$$

где

$$F_0(\alpha, \gamma) = 2\gamma - 2\cos(2\alpha + \gamma) \sin \gamma. \quad (10)$$

В результате, уравнение (2) может быть преобразовано к следующему виду:

$$e_r = \frac{3P_H}{2\pi P_{K.3} e_K} \sqrt{\frac{\pi}{3} \frac{F_0(\xi, \gamma)}{n} - H^2(\alpha, \gamma)}. \quad (11)$$

Уравнение (11) может быть использовано в тех случаях, когда углы коммутации не превосходят

значений γ_{\max} , приведенных ниже и равных углам сдвига δ_c между соседними преобразователями:

Эквивалентное число пульсаций за период	12	24	36	48	72
γ_{\max} , эл. град.	30	15	10	7,5	5

При $\delta_c < \gamma < 2\delta_c$ накладываются друг на друга коммутационные участки каждый двух соседних (по углу сдвига) преобразователей, при $2\delta_c < \gamma < 3\delta_c$ — каждого трех преобразователей, при $(k-1)\delta_c < \gamma < k\delta_c$ — каждого k преобразователей, соседних по углу сдвига (рис. 2).

В табл. 3 приведены данные о числе преобразователей, у которых происходит наложение коммутационных участков при изменении γ от δ_c до 60° .

Таблица 3

Число пульсаций за период	Число преобразователей с наложением коммутационных участков													
12	—						$\frac{2}{30-60}$							
24	—			$\frac{2}{15-30}$			$\frac{3}{30-45}$			$\frac{4}{45-60}$				
36	—		$\frac{2}{10-20}$	$\frac{3}{20-30}$				$\frac{4}{30-40}$	$\frac{5}{40-50}$		$\frac{6}{50-60}$			
48	—	$\frac{2}{7,5-15}$		$\frac{3}{15-22,5}$		$\frac{4}{22,5-30}$		$\frac{5}{30-37,5}$		$\frac{6}{37,5-45}$		$\frac{7}{45-52,5}$		$\frac{8}{52,5-60}$
72	—	$\frac{2}{5-10}$	$\frac{3}{10-15}$	$\frac{4}{15-20}$	$\frac{5}{20-25}$	$\frac{6}{25-30}$	$\frac{7}{30-35}$	$\frac{8}{35-40}$	$\frac{9}{40-45}$	$\frac{10}{45-50}$	$\frac{11}{50-55}$	$\frac{12}{55-60}$		

Примечание. В знаменателе указан диапазон изменения угла γ в эл. град.

При наложении коммутационных участков [Л. 2]

$$\left(\frac{di}{d\theta}\right)^2 = \sum_{j=1}^n \left(\frac{di}{d\theta}\right)_j^2 + \sum_{j=2}^n \sum_{k=1}^{j-1} 2 \left(\frac{di}{d\theta}\right)_j \left(\frac{di}{d\theta}\right)_k \quad (12)$$

(j -й и k -й преобразователи работают с наложением коммутационных участков).

С учетом уравнения (7) будем иметь:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta}\right)^2 d\theta &= \frac{n}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta}\right)_j^2 d\theta + \\ &+ \frac{1}{2\pi} \sum_{j=2}^n \sum_{k=1}^{j-1} 2 \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta}\right)_j \left(\frac{di}{d\theta}\right)_k d\theta. \end{aligned} \quad (13)$$

Оставим в силе сделанное в [Л. 2] допущение о том, что при наложении коммутационных участков значения $\left(\frac{di}{d\theta}\right)_k$ и $\left(\frac{di}{d\theta}\right)_j$ остаются такими же, как и при независимой коммутации каждого преобразователя. Это допущение создает некоторый запас в определении действующего значения э. д. с. высших гармоник e_r , поскольку на самом деле при наложении коммутационных участков значения $\left(\frac{di}{d\theta}\right)_k$ и $\left(\frac{di}{d\theta}\right)_j$ несколько уменьшаются (из-за участия в каждом коммутационном процессе x_c).

Можно показать, что при наложении коммутационных участков соседних по углу δ преобразователей соответствующая составляющая члена

$$\frac{1}{2\pi} \sum_{j=2}^n \sum_{k=1}^{j-1} 2 \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta}\right)_j \left(\frac{di}{d\theta}\right)_k d\theta,$$

а именно

$$\sum_{j=2}^n \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta}\right)_j \left(\frac{di}{d\theta}\right)_{j-1} d\theta + \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta}\right)_n \left(\frac{di}{d\theta}\right)_1 d\theta$$

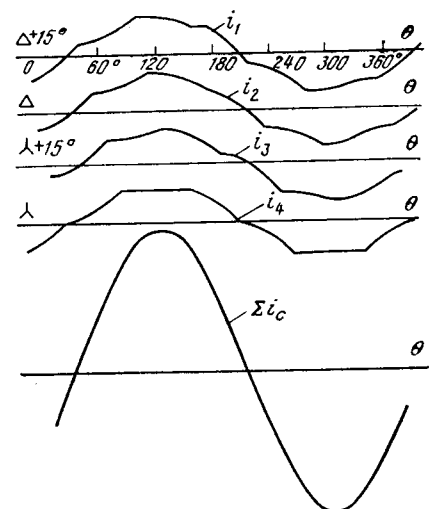


Рис. 2. Графики сетевых токов i_1-i_4 отдельных преобразователей для 24-пульсной схемы и результирующего тока сети Σi_c .

будет определяться выражением

$$\begin{aligned} \frac{3I_{H1}^2}{\pi e_K^2} A_1 [(\gamma - \delta_c) \cos \delta_c - \cos(2\alpha + \gamma) \sin(\gamma - \delta_c)] = \\ = \frac{3I_{H1}^2}{\pi e_K^2} A_1 F_1(\alpha, \gamma). \end{aligned} \quad (14)$$

Значение A_1 представляет собой сумму попарных произведений коэффициентов при синусоидальных членах в выражениях для $\left(\frac{di}{d\theta}\right)_j$ и $\left(\frac{di}{d\theta}\right)_{k=j-1}$, а также $\left(\frac{di}{d\theta}\right)_n$ и $\left(\frac{di}{d\theta}\right)_1$ для всех участков наложения процессов коммутации. Введем обозначение ($k=1, 2, \dots, 11$):

$$F_k(\alpha, \gamma) = (\gamma - k\delta_c) \cos k\delta_c - \cos(2\alpha + \gamma) \sin(\gamma - k\delta_c). \quad (15)$$

Тогда при наложении коммутационных участков j -го и $(j+2)$ -го преобразователей интересующая нас

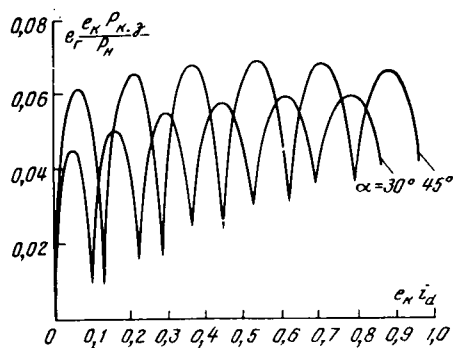


Рис. 3. Кривые $e_r \frac{P_{K,3}}{P_n} = f(e_n i_d)$ для 36-пульсационной схемы (углы α равны 30° и 45°).

составляющая второго члена уравнения (13) равна

$$\sum_{j=3}^n \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta} \right)_j \left(\frac{di}{d\theta} \right)_{j-2} d\theta + \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta} \right)_2 \left(\frac{di}{d\theta} \right)_n d\theta +$$

$$+ \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta} \right)_1 \left(\frac{di}{d\theta} \right)_{n-1} d\theta = \frac{3I_{H1}^2}{\pi e_K^2} A_2 [(\gamma - 2\delta_c) \cos 2\delta_c -$$

$$- \cos(2\alpha + \gamma) \sin(\gamma - 2\delta_c)] = \frac{3I_{H1}^2}{\pi e_K^2} A_2 F_2(\alpha, \gamma). \quad (16)$$

При наложении коммутационных участков j -го и $(j+k)$ -го преобразователей соответствующая составляющая второго члена уравнения (13) определяется выражением

$$\sum_{j=k+1}^n \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta} \right)_j \left(\frac{di}{d\theta} \right)_{j-k} d\theta + \sum_{j=n-k+1}^n \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta} \right)_j \times$$

$$\times \left(\frac{di}{d\theta} \right)_{j+k-n} d\theta = \frac{3I_{H1}^2}{\pi e_K^2} A_k [(\gamma - k\delta_c) \cos k\delta_c -$$

$$- \cos(2\alpha + \gamma) \sin(\gamma - k\delta_c)] = \frac{3I_{H1}^2}{\pi e_K^2} A_k F_k(\alpha, \gamma). \quad (17)$$

На основании изложенного выше уравнение (13) может быть преобразовано следующим образом:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{di}{d\theta} \right)^2 d\theta = \frac{3}{\pi} \frac{nI_{H1}^2}{e_K^2} \frac{F_0(\alpha, \gamma)}{4} +$$

$$+ \frac{3}{\pi} \frac{I_{H1}^2}{e_K^2} \sum_{k=1}^{k_{\max}} A_k F_k(\alpha, \gamma). \quad (18)$$

Максимальное значение числа членов суммы k_{\max} определяется из условия, что $(\gamma - k_{\max}\delta_c) > 0$. Иными словами, для определения k_{\max} следует округлить величину дроби γ/δ_c до ближайшего меньшего целого числа. Наибольшее из всех возможных значений $k_{\max} = n-1$ при условии, что $60^\circ > \gamma > (n-1)\delta_c$.

Подставив полученное выражение в уравнение (2) и произведя несложные преобразования, получим:

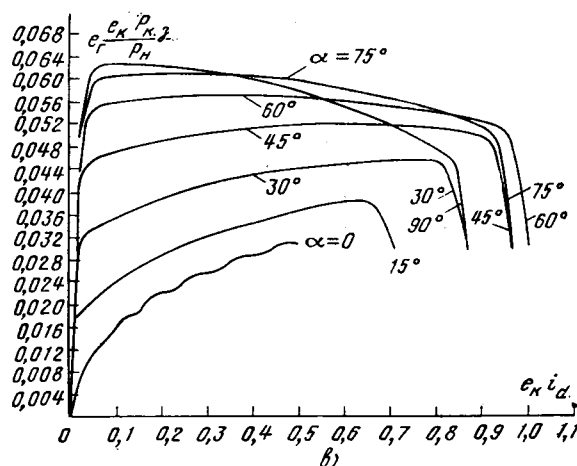
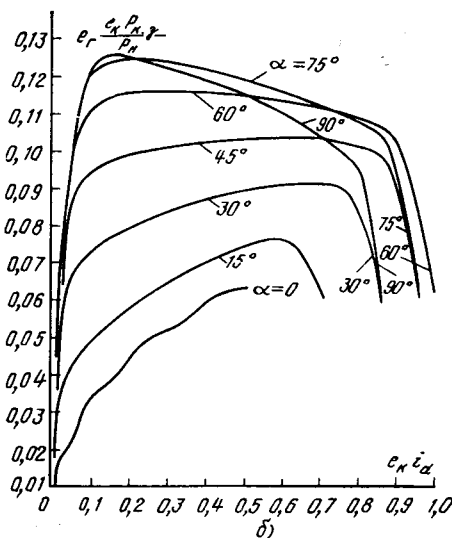
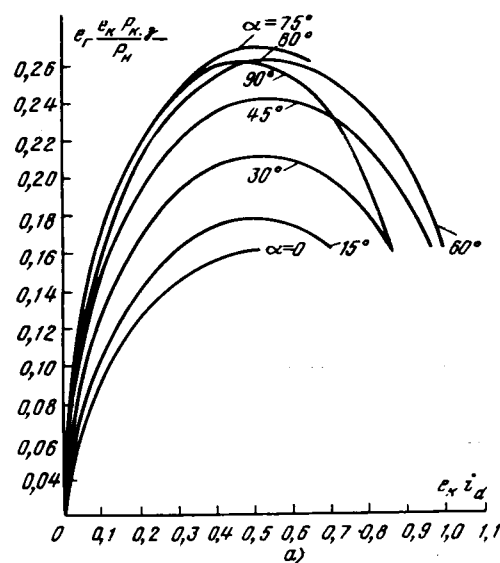


Рис. 4. Огибающие кривых $e_r \frac{P_{K,3}}{P_n} = f(e_n i_d)$.

$$e_r = \frac{3}{2\pi} \frac{P_u}{P_{к.з} e_k} \times \sqrt{\frac{\pi}{3} \left[\frac{F_0(\alpha, \gamma)}{n} + 4 \sum_{k=1}^{k_{\max}} \frac{A_k F_k(\alpha, \gamma)}{n^2} \right] - H^2(\alpha, \gamma)}. \quad (19)$$

Это выражение справедливо для случаев наложения коммутационных участков. В отличие от уравнения (11) оно содержит дополнительный член

$$\frac{4}{n^2} \sum_{k=1}^{k_{\max}} A_k F_k(\alpha, \gamma).$$

Итак, с помощью уравнения (19) возможно определить суммарное действующее значение э. д. с. высших гармоник сети, питающей вентиляльные преобразователи с ФПУ.

Расчеты величины e_r для различных значений α при изменении γ от 0 до 60° были выполнены на ЭВМ типа ЕС-1020. Используя соотношение

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = e_k \frac{I_d}{I_{dH}} = e_k i_d, \quad (20)$$

можно рассчитать и построить безразмерные кривые $e_r \frac{e_{к.з} P_{к.з}}{P_H} = f(e_k i_d)$.

На рис. 3 приведены в качестве примера упомянутые выше кривые $f(e_k i_d)$ для 36-пульсационной схемы (углы регулирования α равны 30° и 45°). Следует указать на некоторые особенности этих кривых. С ростом величины γ и соответственно

$e_k i_d$ эти кривые изменяются немонотонно: и максимальные значения $e_{r.m}$ внутри интервалов $k\delta_c < \gamma < (k+1)\delta_c$ чередуются с наименьшими значениями $e_{r.n}$ на границах интервалов $\gamma = k\delta_c$, $\gamma = (k+1)\delta_c$. Наименьшие значения $e_{r.n}$ не зависят от величины угла α , в то время как значения $e_{r.m}$ зависят от α весьма существенно. Так как даже при небольших отклонениях нагрузки i_d от значений, соответствующих $e_{r.n}$ величины e_r значительно возрастают, не следует принимать в расчет величины $e_{r.n}$. Поэтому для практических расчетов целесообразно использовать кривые, приведенные на рис. 4а—в. Эти кривые представляют собой огибающие кривых $f(e_k i_d)$ соответственно для 6-, 24-, 48-пульсационных схем.

Полученные кривые могут быть использованы для определения коэффициента несинусоидальности сети, питающей преобразователи не только в случае применения фазоворотных устройств, но и в случае применения резонансных фильтров для 5, 7, 11, 13, 23, 25-й и других высших гармоник тока сети, поскольку при этом также происходит увеличение эквивалентного числа пульсаций за период.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зильберблат М. Э. Сравнительный анализ схем фазоворотных трансформаторов. — Электричество, 1978, № 8.
2. Загальский Л. Н. Расчет эффективного напряжения высших гармоник в сети, питающей вентиляльные преобразователи. — ЭП. Преобразовательная техника, 1973, вып. 3(38).
3. Глинттерник С. Р. Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей. — Л.: Наука, 1968.

[01.12.78]

УДК 621.372.018.782.3.001.24

Расчет квазиустановившегося процесса в нелинейной цепи при импульсном воздействии

БЕЛЬМАН М. Х., доктор техн. наук
Ленинград

В связи с распространением широтно-импульсного способа регулирования важное значение приобретают расчеты процессов, возникающих при периодическом воздействии прямоугольных импульсов на цепи, содержащие нелинейные индуктивности, емкости или сопротивления, например, электрические машины, устройства дуговой сварки с индуктивными накопителями, а также другие нелинейные нагрузки, питаемые от широтно-импульсных преобразователей (ШИП). Если цепь обладает слабыми фильтрующими свойствами, то изменение переменных во времени существенно отличается от синусоидального; в этих условиях приближенные методы анализа нелинейных систем, основанные на предположении о близости решения к синусоиду, в частности, метод гармонической линеаризации, дают большие погрешности или вообще неприменимы. В [Л. 1] метод гармонической линеаризации обобщается для случая, когда решение содержит высшие гармоники, однако это существенно усложняет аппарат исследования, особенно при периодическом изменении структуры цепи. Не менее сложными являются методы, осно-

ванные на кусочно-линейной аппроксимации с припасовыванием решений на границах участков аппроксимации и на границах дискретных интервалов импульсного воздействия.

Среди упомянутых устройств можно выделить группу, в которой изменение переменных во времени близко к периодической кусочно-экспоненциальной кривой (рис. 1). Для подобных устройств можно построить приближенный метод анализа, аналогичный методу гармонической линеаризации, но основанный на кусочно-экспоненциальной форме искомого решения. При таком подходе отпадают трудности учета высших гармоник. Преимущество метода для указанных нелинейных задач определяется тем, что он базируется на форме решения, заведомо близкой к реальной, и позволяет учесть все имеющиеся гармоники в их совокупности. В [Л. 2] изложены основные положения метода экспоненциальной линеаризации и на его основе изучены переходные процессы в микродвигателях постоянного тока при импульсном питании.

В статье ставится задача: в развитие метода экспоненциальной линеаризации установить его

$$\omega_1(i) = B_n(I_n - i) - B_p(I_p - i); \quad \omega_2(i) = \frac{1}{B_n(I_n - i)} - \frac{1}{B_p(I_p - i)}. \quad (9)$$

Таким образом, экспоненциальная линейаризация эквивалентна наилучшему линейному приближению с весами $\omega_1(i)$ и $\omega_2(i)$.

Заметим, что

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_{i_{\min}}^{i_{\max}} \omega_2(i) di &= 1; \quad \frac{1}{T} \int_{i_{\min}}^{i_{\max}} i \omega_2(i) di = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = i_{cp}. \end{aligned} \quad (10)$$

Подставляя (3) в (10), находим

$$i_{cp} = I_n + \Delta I \gamma - \frac{\Delta I}{T} (\kappa_n + \kappa_p - 1) \left(\frac{1}{B_n} - \frac{1}{B_p} \right). \quad (11)$$

При $B_n = B_p$, т. е. при постоянной структуре цепи, соотношения (7), (9) и (11) существенно упрощаются; в частности,

$$L_s = \frac{1}{\Delta i} \int_{i_{\min}}^{i_{\max}} L(i) di, \quad (12)$$

где $\Delta i = i_{\max} - i_{\min}$ — размах колебаний тока.

Полученные выше выражения (7) и (9) представляют собой формулы весовой аппроксимации при кусочно-экспоненциальном решении, частными случаями которого являются решения треугольной и прямоугольной формы. Для этих решений выражения (7)–(9) и (11) упрощаются; в частности, нетрудно получить результаты, приведенные в [Л. 3], где анализ ограничен определением среднего значения нелинейной функции (F_s) при решении, симметричном относительно четверти периода. Остановимся подробнее на указанных частных случаях.

Треугольная линейаризация. Если выполняются условия $B_n \gamma T \ll 1$ и $B_p(1-\gamma)T \ll 1$, то форма тока близка к треугольной, колебания тока малы по сравнению с интервалом (I_p, I_n), а весовые функции $\omega_1(i)$ и $\omega_2(i)$ стремятся к постоянным значениям. Такой случай часто встречается на практике при относительно высокой частоте импульсного воздействия [Л. 4]. Разложим в ряд экспоненциальные функции, входящие в выражения (3), (4) и (11); учитывая относительную малость значений $B_n \gamma T$ и $B_p(1-\gamma)T$, ограничимся первыми членами разложения; в итоге получаем:

$$\begin{aligned} i_n(t) &= i_{cp} - \Delta i \left(\frac{1}{2} - \frac{t}{\gamma T} \right); \quad i_p(t) = i_{cp} + \\ &+ \Delta i \left[\frac{1}{2} - \frac{t - \gamma T}{(1-\gamma)T} \right], \end{aligned} \quad (13)$$

где

$$i_{cp} = \frac{\bar{U}\gamma - F_s}{kR(1-\gamma + \gamma/k)}; \quad \Delta i = \frac{\bar{U} - F_s(1-1/k)}{L_s(1-\gamma + \gamma/k)} \gamma(1-\gamma)T. \quad (14)$$

Приведенные соотношения существенно упрощают нахождение приближенного решения, так как

последнее определяется всего двумя неизвестными параметрами i_{cp} и Δi и зависит лишь от двух коэффициентов линейаризации L_s и F_s . Учитывая, что $i_{\min} = i_{cp} - \Delta i/2$, $i_{\max} = i_{cp} + \Delta i/2$, $\omega_1(i) = \text{const}$ и $\omega_2(i) = \text{const}$, из (7) находим

$$L_s = \frac{1}{\Delta i} \int_{i_{cp}-\Delta i/2}^{i_{cp}+\Delta i/2} L(i) di; \quad F_s = \frac{1}{\Delta i} \int_{i_{cp}-\Delta i/2}^{i_{cp}+\Delta i/2} u(i) di. \quad (15)$$

При необходимости уточнить решение, можно перейти к кусочно-экспоненциальной форме (3), используя значения i_{cp} , Δi , L_s и F_s , полученные в результате треугольной линейаризации; коэффициент q_s определяется по формуле

$$q_s = \frac{12}{\Delta i^2} \int_{i_{cp}-\Delta i/2}^{i_{cp}+\Delta i/2} u(i)(i - i_{cp}) di \approx \frac{u(i_{\max}) - u(i_{\min})}{\Delta i}, \quad (16)$$

которая следует из (7) аналогично выражениям (15). Приближенное равенство, найденное по формуле Симпсона, тем точнее, чем ближе $u(i)$ к кривой второго порядка.

Прямоугольная линейаризация. Если $B_n \gamma T \gg 1$ и $B_p(1-\gamma)T \gg 1$, то форма тока близка к прямоугольной; $i_{\min} \rightarrow I_p$, $i_{\max} \rightarrow I_n$; значения I_p и I_n находятся из уравнений

$$-u(I_p) - I_p kR = 0; \quad \bar{U} - u(I_n) - I_n R = 0.$$

Искомое решение прямоугольной формы определяется без линейаризации исходного уравнения (1). Если же возникает необходимость найти линейный эквивалент функции $u(i)$, то это легко осуществить, учитывая, что весовая функция $\omega_2(i)$ при $i \rightarrow I_p$ и $i \rightarrow I_n$ стремится к δ -функциям. В результате предельного перехода получаем из (9)

$$\omega_2(i) = \gamma T \delta(I_n - i) + (1-\gamma)T \delta(I_p - i). \quad (17)$$

Подставляя (17) в (5), находим:

$$\begin{aligned} F_s &= \gamma u(I_n) + (1-\gamma)u(I_p); \\ q_s &= [u(I_n) - u(I_p)] / (I_n - I_p). \end{aligned} \quad (18)$$

Заметим, что прямоугольная (или статическая) линейаризация при симметричной нелинейности $u(i) = -u(-i)$ и симметричном решении ($\gamma = 0,5$; $I_n = -I_p$; $i_{cp} = 0$; $F_s = 0$), рассмотренная в [Л. 5], является частным случаем, вытекающим из соотношений (18).

В ряде случаев при переменной структуре решение удобно искать, применяя в одном из интервалов треугольную линейаризацию, а в другом — прямоугольную.

Рассмотрим, как изменяются полученные соотношения, если внутри паузы в момент $\gamma'T$ возникает отсечка тока в диоде, т. е. при $\gamma'T < t < T$ $i = 0$ (рис. 1, кривая 2). Полагая в выражении (3) $i_n(0) = i_n(\gamma'T) = 0$, с учетом (4) находим

$$\left. \begin{aligned} \kappa_n &= \frac{I_n}{\Delta I}; \quad \kappa_p = 1 - \frac{I_n}{\Delta I} e^{-B_n \gamma T}; \\ \gamma' &= \gamma + \frac{1}{B_n T} \ln \frac{\Delta I \kappa_n}{-I_n}; \\ i_{\min} &= 0; \quad i_{\max} = \Delta i = I_n(1 - e^{-B_n \gamma T}). \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Для линейаризации, очевидно, имеет смысл ограничиться усреднением за время $\gamma'T$, изменив верх-

ний предел интегрирования в выражениях (5) и (10) с T на γT ; средний ток i^*_{cp} вычисляется за время γT , при этом соотношение (11) приобретает вид:

$$i^*_{cp} = I_n + \frac{\Delta I}{\gamma T} \left[\gamma T - (\alpha_n + \alpha_n - 1) \left(\frac{1}{B_n} - \frac{1}{B_n} \right) \right].$$

При треугольной форме тока $i^*_{cp} = 0,5 \Delta i$; во втором уравнении (13) $1 - \gamma$ заменяется на $\gamma' - \gamma$, неизвестный параметр решения всего один — Δi . Разлагая в ряды функции, входящие в (19), и ограничиваясь первыми членами разложения, получаем:

$$\Delta i = \gamma T \frac{\bar{U} - F_3}{L_3 + 0,5 R \gamma T}; \quad \gamma' = \gamma + \gamma \frac{\bar{U} - F_3 - 0,5 \Delta i R}{F_3 + 0,5 \Delta i k R}. \quad (20)$$

Заметим, что в данном случае для определения коэффициентов линеаризации L_3 и F_3 по формулам (15) не нужно знать значение γ' ; когда эти коэффициенты найдены, далее несложно вычислить γ' по (20) и проверить, выполняется ли условие существования режима прерывистых токов: $\gamma' < 1$.

Рассмотрим далее случаи, когда уравнение (1) содержит только одну нелинейность. Если линейная левая часть уравнения, т. е. $L(i) = \text{const}$, то требуется найти лишь коэффициенты F_3 и q_3 , а в случае треугольной линеаризации — только F_3 . Если $L(i)$ — переменная величина, то подстановка

$$\psi = \int_0^i L(i) di \quad (21)$$

преобразует (1) в уравнение с линейной левой частью, которое затем можно решать, допустив, что функция $\psi(t)$ имеет кусочно-экспоненциальную форму; такая замена целесообразна, если $k=1$ или $\psi = n_0 u$.

Если линейна правая часть уравнения (1), т. е. $u(i) = \alpha_0 + \beta_0 i$, то требуется найти лишь один коэффициент L_3 . Если же правая часть нелинейна, но $k=1$, то подстановка

$$\chi = u(i) + iR \quad (22)$$

преобразует (1) в уравнение, содержащее нелинейность только в левой части

$$\tilde{L}(\chi) = L[i(\chi)] \frac{di}{d\chi}. \quad (23)$$

При экспоненциальной линеаризации, основанной на допущении, что $\chi(t)$ имеет кусочно-экспоненциальную форму, нет необходимости определять функцию $\tilde{L}(\chi)$ по (23). Действительно, нетрудно убедиться, что искомый коэффициент линеаризации в этом случае определяется выражением

$$L_3 = \frac{1}{\chi_{\max} - \chi_{\min}} \int_{\chi_{\min}}^{\chi_{\max}} L(i) di. \quad (24)$$

В ряде случаев уравнение (1) удобнее решать относительно переменной u , полагая, что кусочно-экспоненциальную форму имеет кривая $u(t)$, а не $i(t)$. В этом случае (1) преобразуется к виду:

$$\left. \begin{aligned} L^*(u) u' &= \bar{U} - u - i(u) R & \text{при } 0 < t < \gamma T, \\ \frac{1}{k} L^*(u) u' &= -\frac{1}{k} u - i(u) R & \text{при } \gamma T < t < T, \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

где $L^*(u) = L[i(u)] i'_u(u)$; $i(u)$ — функция, обратная по отношению к $u(i)$. Зависимости $L^*(u)$ и $i(u)R$ суть нелинейные функции аргумента u ; заменяя их линейными приближениями L^*_3 и $F^*_3 + q^*_3(u - u_{cp})$ получаем линеаризованное уравнение

$$\left. \begin{aligned} L^*_3 u' &= \bar{U} - u - F^*_3 - q^*_3(u - u_{cp}) & \text{при } 0 < t < \gamma T, \\ \frac{1}{k} L^*_3 u' &= -\frac{1}{k} u - F^*_3 - q^*_3(u - u_{cp}) & \text{при } \gamma T < t < T. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Решение этого уравнения соответствует выражению (3), а при треугольной форме — (13), с заменой символа i на u :

$$\begin{aligned} U_n &= \frac{\bar{U} - F^*_3 + q^*_3 u_{cp}}{1 + q^*_3}; & U_n &= \frac{-F^*_3 + q^*_3 u_{cp}}{q^*_3 + 1/k}; & B_n &= \\ &= \frac{q^*_3 + 1}{L^*_3}; & B_n &= \frac{q^*_3 + 1/k}{L^*_3/k}; \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} u_{cp} &= \bar{U} \gamma - k F^*_3 (1 - \gamma + \gamma/k); & \Delta u &= \\ &= \frac{\bar{U} - F^*_3 (1 - k)}{L^*_3} \gamma (1 - \gamma) T. \end{aligned} \quad (28)$$

В остальных выражениях аргумент i также заменяется на u , а нелинейная функция u — на iR .

Область применения полученных результатов не ограничивается рассмотренной схемой; их можно распространить и на другие индуктивные и емкостные нелинейные цепи, описываемые уравнениями не только первого, но и более высокого порядка, при условии, что аргументы нелинейных функций изменяются во времени по соответствующему закону. Примеры использования экспоненциальной линеаризации для систем второго и третьего порядков даны в [Л. 2]. Применимость экспоненциальной линеаризации, а следовательно, и результатов статьи, для таких систем можно обосновать с позиций метода разделения движений на «быстрые» и «медленные» составляющие [Л. 6]. Так, в [Л. 7] показано, что в системе импульсного питания двигателя постоянного тока, имеющей третий порядок «быстрое» движение описывается уравнением первого порядка с дискретно изменяющейся правой частью; тем самым предопределяется кусочно-экспоненциальная форма «быстрой» составляющей. Следовательно, выражения (1) или (25) можно рассматривать как уравнения «быстрой» подсистемы, входящей в систему более высокого порядка.

Пример 1. Рассчитаем квазистационавшийся электромагнитный процесс в двигателе последовательного возбуждения, питаемом от источника прямоугольных импульсов по схеме, показанной на рис. 2. Скорость вращения полагается постоянной (пульсации скорости пренебрежимо малы); вихревые токи не учитываются (машина имеет полностью расслоенный магнитопровод). Обозначим $u(i) = c_1 \Phi(i) + \Delta U_m$, где $c_1 \Phi(i)$ — нелинейная зависимость э. д. с. вращения от тока; Φ — полезный поток в зазоре машины, ΔU_m — падение напряжения на щетках, принимаемое постоянным. Суммарная индуктивность двигателя согласно [Л. 2]

$$L(i) = m_0 w_b \frac{d\Phi(i)}{di}, \quad (29)$$

где w_b — число витков обмотки возбуждения, m_0 — коэффициент, учитывающий потоки рассеяния и индуктивность обмотки якоря. Из (29) следует, что $\psi = m_0 w_b \Phi$ и, следовательно,

но, уравнение процесса удобно представить в виде, аналогичном (25)

$$\left. \begin{aligned} \omega_B m_0 \Phi' &= \bar{U} - c_1 \Phi - \Delta U_{\text{ш}} - i(\Phi) R \quad \text{при } 0 < t < \gamma T, \\ \omega_B m_0 \Phi' &= -c_1 \Phi - \Delta U_{\text{ш}} - i(\Phi) k R \quad \text{при } \gamma T < t < T \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

и решать его относительно переменной Φ . Данные для расчета: $\bar{U}=130$ В; $T=0,006$ с; $\gamma=0,4$; $c_1=3,64 \cdot 10^4$ В/Вб; $\omega_B=364$; $m_0=1,4$; $R=16$ Ом; $k=1,25$; $\Delta U_{\text{ш}}=2$ В. Нелинейная зависимость $i(\Phi)$ (рис. 3) аппроксимируется выражением $i=\alpha\Phi/(\beta-\Phi)$; $\alpha=0,638$; $\beta=10,5 \cdot 10^{-4}$.

Точное решение можно найти, разделяя переменные и выполняя интегрирование для каждого из интервалов, однако при этом не удастся получить аналитическое выражение $\Phi(t)$; для определения квазиустановившегося процесса приходится выполнять многократное припасовывание на границах интервалов. На рис. 4 показано точное решение, рассчитанное на ЭВМ (кривые 1).

Для нахождения приближенного решения предположим, что оно имеет треугольную форму (13). В данном случае надо определить лишь один коэффициент линеаризации F^*_Φ . Согласно (15) имеем

$$\begin{aligned} F^*_\Phi &= \frac{1}{\Delta\Phi} \int_{\Phi_{\text{ср}} - \Delta\Phi/2}^{\Phi_{\text{ср}} + \Delta\Phi/2} \alpha\Phi(\beta - \Phi)^{-1} d\Phi = \\ &= \alpha \left(\frac{\beta}{\Delta\Phi} \ln \frac{\beta - \Phi_{\text{ср}} + \Delta\Phi/2}{\beta - \Phi_{\text{ср}} - \Delta\Phi/2} - 1 \right), \end{aligned} \quad (31)$$

где $\Phi_{\text{ср}}$ и $\Delta\Phi$ определяются по (28), причем $L^*_\Phi = m_0 \omega_B$; $c_1 \Delta\Phi = \Delta u$; $u_{\text{ср}} = c_1 \Phi_{\text{ср}} + \Delta U_{\text{ш}}$. Исключая из (28) и (31) F^*_Φ , а затем $\Phi_{\text{ср}}$ или $\Delta\Phi$ и подставляя численные значения, находим $\Phi_{\text{ср}}=6,82 \cdot 10^{-4}$ Вб; $\Delta\Phi=3,92 \cdot 10^{-4}$ Вб; $i_{\text{max}}=3,26$ А; $i_{\text{min}}=0,55$ А; $F^*_\Phi=1,37$ А. Полученное решение построено на рис. 4 (кривые 2). Среднее значение потока отличается от рассчитанного с помощью ЭВМ, на 1,2%, а действующее значение — на 1,6%.

Дальнейшее уточнение можно получить, если перейти к решению вида (3), пользуясь найденным значением F^*_Φ , а коэффициент q^*_Φ определять по (16). Имеем $q^*_\Phi=0,691 \times 10^{-4}$ 1/с, $B_n=290$ 1/с, $B_n=344$ 1/с, $\Phi_n=12,45 \cdot 10^{-4}$ Вб, $\Phi_n=3,64 \cdot 10^{-4}$ Вб, $\chi_n=0,83$, $\chi_n=0,587$. $\Phi_n(t)=(12,45 - 7,32e^{-290t}) \cdot 10^{-4}$, $\Phi_n(t)=[3,64 + 5,18e^{-344(t-0,0024)}] \cdot 10^{-4}$.

Это решение и соответствующая зависимость $i(t)$ показаны на рис. 4 (кривые 3). Легко видеть, что они близки к точным зависимостям; среднее значение потока отличается от рассчитанного на 1,3%, а действующее — на 0,7%.

Следует заметить, что хотя в данном примере значения $B_n \gamma T$ и $B_n(1-\gamma)T$ соизмеримы с единицей, треугольная линеаризация позволяет получить решение, достаточно близкое к точному и вместе с тем простое по форме. В то же время, как показано в [Л. 2], гармоническая линеаризация в применении к аналогичным задачам дает большую погрешность и сложнее, чем предлагаемый способ.

Пример 2. Рассчитаем ток якоря двигателя независимого возбуждения при питании якорной цепи от ШИП по схеме, показанной на рис. 2. В данном случае $u(i)=E+\Delta U_{\text{ш}}=\text{const}$, где E — э. д. с. вращения (скорость вращения и поток полагаются постоянными). Структура цепи не меняется ($k=1$). Дифференциальное уравнение процесса имеет вид

$$\left. \begin{aligned} L(i) i' &= \bar{U} - E - \Delta U_{\text{ш}} - iR \quad \text{при } 0 < t < \gamma T, \\ L(i) i' &= -E - \Delta U_{\text{ш}} - iR \quad \text{при } \gamma T < t < T. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

Данные для расчета: $\bar{U}=27$ В, $T=0,01$ с; $\gamma=0,26$, $E=16$ В, $\Delta U_{\text{ш}}=2$ В, сопротивление якорной цепи $R=3$ Ом, ее индуктивностью, показанная на рис. 3, аппроксимируется выражением $L(i)=ah/(a+i)^2$, где $a=4$, $h=0,04$.

Точное решение уравнения (32) в интервале импульса при $i(0)=0$:

$$t = ah \left[-\frac{1}{(\bar{U} + aR)(a+i)} - \frac{R}{(\bar{U} + aR)^2} \ln \left| \frac{\bar{U} - iR}{a+i} \right| \right] \Big|_0^i$$

В интервале паузы ток уменьшается от $i_{\text{max}}=i(\gamma T)$; точное решение имеет вид:

$$t = ah \left[-\frac{1}{aR(a+i)} - \frac{1}{a^2 R} \ln \left| \frac{-iR}{a+i} \right| \right] \Big|_i^{i_{\text{max}}}$$

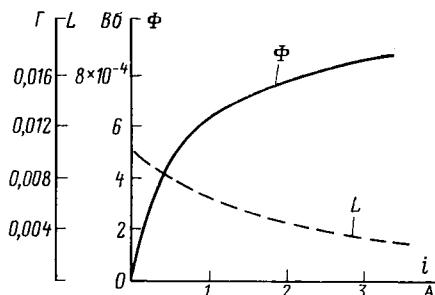


Рис. 3.

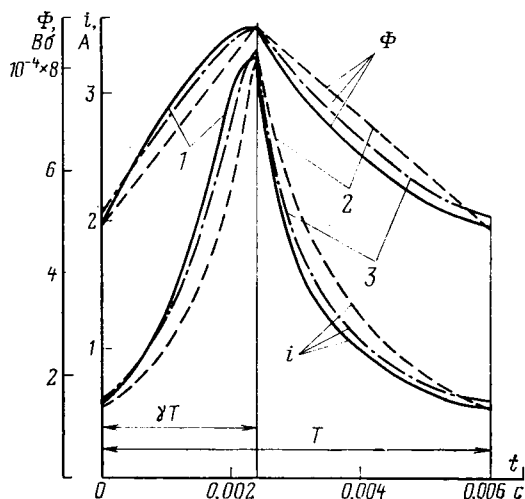


Рис. 4.

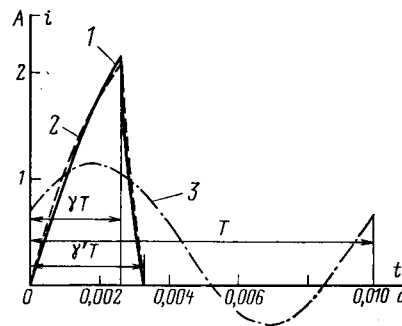


Рис. 5.

Точное решение показано на рис. 5 (кривая 1), в данном случае имеет место отсечка тока в диоде.

Найдем приближенное решение, используя описанную выше весовую аппроксимацию. Поскольку в данном случае $k=1$, искомый коэффициент линеаризации определяется по формуле (12); подставляя в нее $L(i)$, получаем

$$L_3 = ah / [(a + i_{\text{min}})(a + i_{\text{max}})]. \quad (33)$$

При наличии отсечки тока значения i_{min} и i_{max} определяются по (19), где $I_n = (\bar{U} - E - \Delta U_{\text{ш}})/R$; $B_n = R/L_3$. Подставляя i_{min} и i_{max} в (33), получаем

$$a + \frac{\bar{U} - E - \Delta U_{\text{ш}}}{R} (1 - e^{-R\gamma T/L_3}) = \frac{h}{L_3}.$$

Из этого уравнения при заданных численных значениях находим $L_3=0,0066$ Гн. Приближенное решение

$$i_n(t) = 3(1 - e^{-455t}); \quad i_n(t) = 8,15e^{-455(t-0,0026)} - 6$$

показано на рис. 5 (кривая 2); можно видеть, что оно близко к точному. Если для режима с отсечкой воспользоваться методом гармонической линеаризации, то даже без учета высших гармоник система трансцендентных уравнений настолько усложняется, что ее не удается решать без применения ЭВМ. В то же время, как видно из рис. 5, первая гармоника (кривая 3), выделенная из точного решения, весьма далека от последнего. В силу такого расхождения, как показано в [Л. 2], при малых скважностях гармоническая линеаризация может дать результат, который вообще противоречит смыслу.

Выводы. 1. Если аргумент нелинейной функции изменяется периодически по экспоненциальному закону, то ее наилучшее линейное приближение (минимум квадрата ошибки, усредненной по времени) эквивалентно весовой аппроксимации этой функции с весом, который представляет собой одну из элементарных зависимостей.

2. Если ожидаемая форма решения близка к треугольной, то применима треугольная линеаризация, являющаяся частным случаем экспоненциальной линеаризации. При этом весовая аппроксимация позволяет достаточно просто определить коэффициенты линеаризации, а количество искомых коэффициентов и параметров решения уменьшается.

3. Если форма решения близка к прямоугольной, то экспоненциальная линеаризация переходит в прямоугольную, а приближенное решение можно найти без определения коэффициентов линеаризации.

4. Расчет квазиустановившегося процесса упрощается, если в дифференциальном уравнении имеется только одна нелинейность. В ряде случаев

число нелинейностей можно уменьшить, используя замену переменных.

5. Нелинейное дифференциальное уравнение первого порядка (1) можно трактовать как уравнение «быстрой» подсистемы, входящей в систему более высокого порядка, и следовательно, использовать изложенную методику для расчета «быстрого» квазиустановившегося движения в такой нелинейной системе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Попов Е. П., Пальтов И. П. Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем. — М.: Физматгиз, 1960. 792 с.
2. Бельман М. Х. Переходные процессы в микродвигателях постоянного тока при импульсном питании. — Л.: Энергия, 1975. 184 с.
3. Power H. M., Simpson R. J. Weighting Functions for Calculation of Equivalent Nonlinearities. — IEEE Trans. on Automatic Control, 1974, vol. 19, № 3, p. 284—286.
4. О выборе схемы включения фазных дросселей для сочлененного троллейбуса с тиристорно-импульсной системой управления/ Стратий В. И., Белостоцкий Л. И., Задушевская И. В., Андреев В. Е. — Тр. МЭИ, 1975, вып. 236, с. 30—34.
5. Пальтов И. П. Качество процессов и синтез корректирующих устройств в нелинейных автоматических системах. — М.: Наука, 1975. 368 с.
6. Геращенко Е. И., Геращенко С. М. Метод разделения движений и оптимизация нелинейных систем. — М.: Наука, 1975. 295 с.
7. Зайцев А. П. Анализ квазистатических процессов в ре-лейной САР тока двигателя последовательного возбуждения в режиме ослабления поля методом разделения движений. — В кн.: Материалы II итоговой научно-технической конференции «Автоматизация производственных процессов и установок». — Изд-во Томского Университета. 1975, с. 53—59.

[26.08.77]

УДК 621.314.237.042.14:538.24

Проникновение импульсного магнитного поля в ферромагнитную пластину

ХИМЕНКО Л. Т.

Харьковский политехнический институт им. В. И. Ленина

При создании мощных импульсных полей [Л. 1] в устройствах для технологических целей [Л. 2] широко применяются конструктивные элементы, которые могут быть представлены в виде ферромагнитных пластин, полос стержней и т. п., поэтому исследование электромагнитных процессов даже в таких простых случаях представляет интерес для практических целей. При исследовании ферромагнитных материалов используются различные аналитические описания кривой намагничивания [Л. 3], а также представление магнитной проницаемости в функции глубины проникновения электромагнитной волны в ферромагнетик [Л. 4 и 5].

При рассмотрении электромагнитных процессов в ферромагнетиках, находящихся в сильных магнитных полях, чаще всего ферромагнитными свойствами пренебрегают, считая их полностью насыщенными [Л. 1], что, как будет показано ниже, приводит к значительным погрешностям.

Располагая координаты относительно центра пластины (рис. 1) и принимая толщину ее $2d$, процесс проникновения импульсного магнитного поля будем считать в два этапа: первый этап — $z_k \leq d$; второй этап — $z_k > d$, где z_k — критическая глубина проникновения электромагнитной волны в ферромагнетик, разделяющая область насыщенного и ненасыщенного состояния ферромагнетика.

Для первого случая предположим, что перемагничивание ферромагнетика по слоям происходит достаточно быстро в полях, превышающих коэрцитивную силу в 10^3 — 10^8 раз, поэтому можно пренебречь задержкой, обусловленной указанными процессами, по сравнению с длительностью внешнего импульса магнитного поля. Тогда, если представить кривую намагничивания в виде идеальной характеристики [Л. 3], граничные условия для индукции можно представить в виде распространяющейся в глубь ферромагнетика прямоугольной волны со значением $B=B_s$. Иными словами, со-

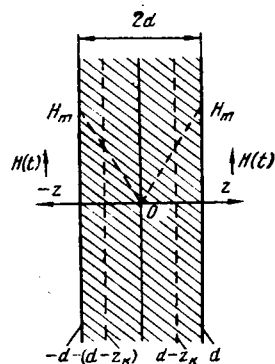


Рис. 1. Расчетная модель ферромагнетика.

Ввиду симметрии для первого этапа можно рассматривать процесс проникновения только одной половины пластины, и в данном случае для положительных z .

Тогда процесс проникновения магнитного поля в пластину описывается следующей системой уравнений:

$$\frac{\partial^2 H}{\partial z^2} = \mu_n \gamma \frac{\partial H}{\partial t}; \quad (1)$$

$$\frac{\partial^2 B}{\partial z^2} = \mu_n \gamma \frac{\partial B}{\partial t}, \quad (2)$$

где H — напряженность магнитного поля; μ_n — магнитная проницаемость ферромагнетика в насыщенном состоянии; γ — удельная электропроводность материала; B — индукция.

Краевые условия для уравнений (1) и (2) имеют следующий вид.

Напряженность магнитного поля:
начальные условия

$$H[0, (d-z)] = 0;$$

граничные условия

$$H(t, d) = H(t); \quad H[(d-z_k), t] = 0.$$

Индукция:

начальные условия

$$B[0, (d-z)] = 0;$$

граничные условия

$$B(t, d) = B(t); \quad B[(d-z_k), t] = B_s.$$

Применяя для решения уравнения (1) операторный метод [Л. 6], находим:

$$H(p, z) = H_e(p) \frac{\exp(-V \overline{\mu_n \gamma} z_k)}{1 - \exp(-2V \overline{\mu_n \gamma} z_k)} \times \\ \times \{ \exp[-V \overline{\mu_n \gamma} (d-z)] \exp(V \overline{\mu_n \gamma} z_k) - \\ - \exp[V \overline{\mu_n \gamma} (d-z)] \exp(-V \overline{\mu_n \gamma} z_k) \},$$

где для ступенчатого изменения поля

$$H_e(p) = \frac{H_m}{p}.$$

Используя соотношение

$$\frac{\exp(-V \overline{\mu_n \gamma} z_k)}{1 - \exp(-2V \overline{\mu_n \gamma} z_k)} = \sum_{n=1}^{\infty} \exp[-V \overline{\mu_n \gamma} z_k (2n-1)]$$

для $H_e(p) = \frac{H_m}{p}$, находим оригинал [Л. 6]:

$$H(t, z) = H_m \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \frac{V \overline{\mu_n \gamma} [z_k (2n-1) - (d-z)]}{2\sqrt{t}} \right\} - \\ - H_m \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \frac{V \overline{\mu_n \gamma} [z_k (2n-1) + (z-d)]}{2\sqrt{t}} \right\}. \quad (3)$$

С учетом граничных условий аналогично H для ступенчатого изменения $B(t) = B_m$ из (2) находим:

$$B(z, t) = \left[1 - \frac{\operatorname{erf} V \overline{\mu_n \gamma} (d-z)}{2\sqrt{t}} \right] B_m + \\ + B_m \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \operatorname{erf} \frac{V \overline{\mu_n \gamma} [2z_k n - (d-z)]}{2\sqrt{t}} - \right. \\ \left. - \operatorname{erf} \frac{V \overline{\mu_n \gamma} [2z_k n + (d-z)]}{2\sqrt{t}} \right\} + \\ + B_s \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \operatorname{erf} \frac{V \overline{\mu_n \gamma} [z_k (2n-1) + (d-z)]}{2\sqrt{t}} - \right. \\ \left. - \operatorname{erf} \frac{V \overline{\mu_n \gamma} [z_k (2n-1) - (d-z)]}{2\sqrt{t}} \right\}. \quad (4)$$

Электромагнитный процесс рассматривается для массивных пластин, когда соблюдается условие $z_k < d$, при этом для достаточно больших времен, когда волна еще не успела достичь середины пластины справедливо неравенство

$$\frac{V \overline{\mu_n \gamma} z_k}{2\sqrt{t}} < 1. \quad (5)$$

На первом этапе электромагнитные волны, проникающие в пластину, не влияют друг на друга и только при $z_k \geq d$ процесс в пластине обуславливается электромагнитными волнами, проникшими в пластину как с одной, так и с другой ее стороны, т. е. начинается второй этап.

Подставляя в (3) и (4) $z_k = d$, имеем:

$$H_1(t, z) = H_m \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \frac{V \overline{\mu_n \gamma} [(2n \cdot d) - z]}{2\sqrt{t}} \right\} - \\ - H_m \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \frac{V \overline{\mu_n \gamma} [d(2n-2) + z]}{2\sqrt{t}} \right\}; \quad (6) \\ B_1(t, z) = B_m \left[1 - \operatorname{erf} \frac{V \overline{\mu_n \gamma} (d-z)}{2\sqrt{t}} \right] + \\ + B_m \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \operatorname{erf} \frac{V \overline{\mu_n \gamma} [d(2n-1) + z]}{2\sqrt{t}} - \right. \\ \left. - \operatorname{erf} \frac{V \overline{\mu_n \gamma} [d(2n+1) - z]}{2\sqrt{t}} \right\} + B_s \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \operatorname{erf} \frac{V \overline{\mu_n \gamma} (2dn-z)}{2\sqrt{t}} - \right. \\ \left. - \operatorname{erf} \frac{V \overline{\mu_n \gamma} [2d(n-1) + z]}{2\sqrt{t}} \right\}. \quad (7)$$

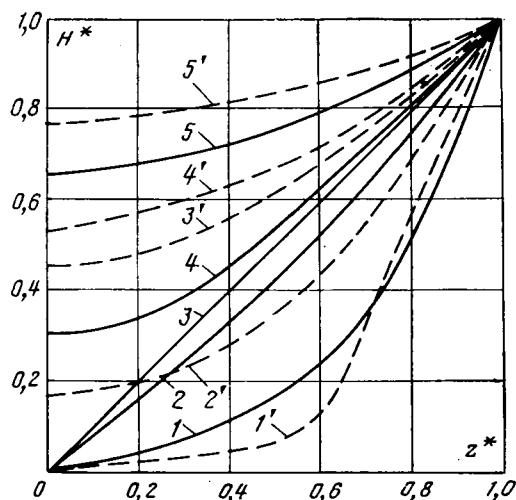


Рис. 2. Распределение приведенной напряженности магнитного поля по толщине пластины.

$B_s^* = 0,05$; 1, 1' - $t^* = 0,035$; 2, 2' - $t^* = 0,4$; 3, 3' - $t^* = 1$; 4, 4' - $t^* = 1,0235$; 5, 5' - $t^* = 1,17$.

Поскольку закон изменения H и B , описываемый уравнениями (3), (4) и (6), (7), является автомодельным, то с учетом принятых выше ограничений и для уравнений (6), (7) справедливо соотношение

$$\frac{V \mu_H \gamma d}{2 V t} < 1. \quad (8)$$

Тогда функция $B(t, z)$ с учетом (8) может быть представлена следующей приближенной зависимостью [Л. 8]:

$$B_1(t, z) = B_m \left[1 - \frac{V \mu_H \gamma (d-z)}{V \pi V t} \right] - B_m \left[\frac{2 V \mu_H \gamma (d-z)}{V \pi V t} \right] + B_s \left[\frac{2 V \mu_H \gamma (d-z)}{V \pi V t} \right]. \quad (9)$$

Подставляя в (9) значение $B(t, z) = B_s$ и $z=0$, находим:

$$d = \frac{V \pi t (B_m - B_s)}{V \mu_H \gamma (3B_m - 2B_s)}. \quad (10)$$

Условие (5) практически всегда соблюдается в устройствах, применяемых для технологических целей и получения сильных магнитных полей, поскольку длительность импульсов находится в пределах 10^{-4} — 10^{-8} с, а отношение $B_m/B_s > 10$. Поэтому, например, для малоуглеродистых сталей, у которых $\gamma = (10-100) \cdot 10^8$ 1/(Ом·м) величина $z_k = d$ из (10) принимает значение 2—8 мм, в то время как конструктивные элементы (шины, индукторы и др.) имеют размеры на порядок выше указанных величин.

Таким образом при соблюдении условия $z_k < d$ изменение $H(t, z)$ и $B(t, z)$ можно выразить для положительных z при $z_k = d$ следующими простыми формулами:

$$H(t, z) = H_m \frac{z}{d}; \quad (11)$$

$$B(t, z) = (B_m - B_s) \frac{z}{d} + B_s. \quad (12)$$

С учетом (11) начальное распределение напряженности по толщине пластины

$$H(z, 0) = \pm (z/d) H_m. \quad (13)$$

Поскольку граничные условия не изменялись на втором этапе, отсчет времени будем вести от момента завершения переходного процесса на первом этапе, поэтому и в этом случае

$$H(d, t) = H_m. \quad (14)$$

Тогда, приводя начальные условия к нулевым и решая уравнение (1) методом разделения переменных [Л. 7], находим

$$H_2(z, t) = H_m - H_m \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \cos \frac{\pi}{2} (2n-1) \frac{z}{d} \right\} \exp \times \times \left[- \frac{(2n-1)^2 t \pi^2}{4 d^2 \mu_H \gamma} \right] \left[\frac{4}{\pi} \frac{1}{(2n-1)} - \frac{8 \cos (2n-1) \pi/2}{(2n-1)^2 \pi^2} \right]. \quad (15)$$

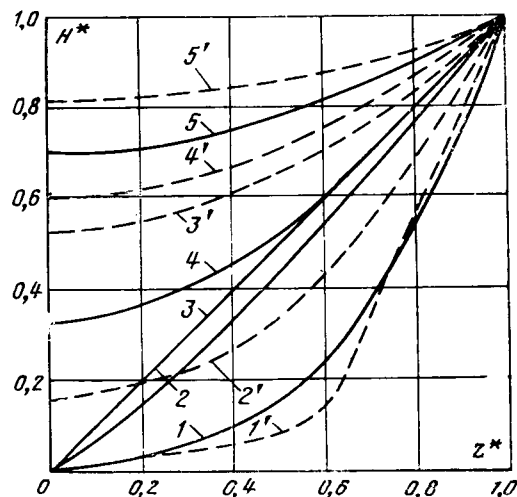


Рис. 3. Распределение приведенной напряженности магнитного поля по толщине пластины.

$B_s^* = 0,2$; 1, 1' - $t^* = 0,035$; 2, 2' - $t^* = 0,14$; 3, 3' - $t^* = 1$; 4, 4' - $t^* = 1,0235$; 5, 5' - $t^* = 1,17$.

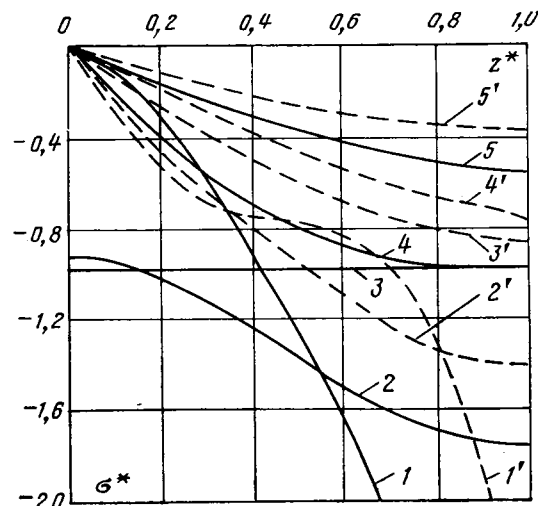


Рис. 4. Распределение приведенной плотности тока по толщине пластины.

$B_s^* = 0,05$; 1, 1' - $t^* = 0,035$; 2, 2' - $t^* = 0,14$; 3, 3' - $t^* = 1$; 4, 4' - $t^* = 1,0235$; 5, 5' - $t^* = 1,17$.

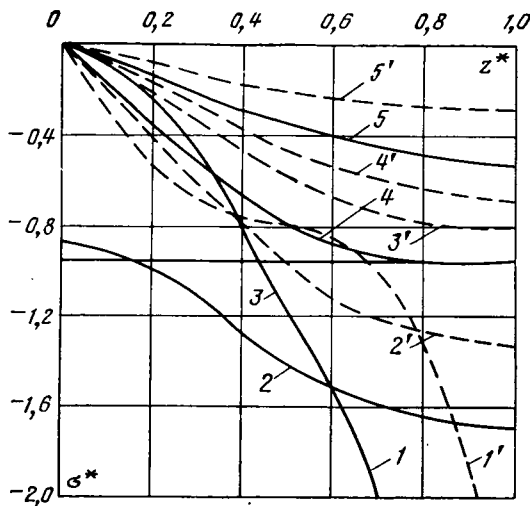


Рис. 5. Распределение приведенной плотности тока по толщине пластины.

$B_s^* = 0,2$; 1, 1' — $t^* = 0,035$; 2, 2' — $t^* = 0,14$; 3, 3' — $t^* = 1$; 4, 4' — $t^* = 1,0235$; 5, 5' — $t^* = 1,17$.

Аналогично (15) для индукции имеем

$$B_z(z, t) = (B_m - B_s) - (B_m - B_s) \times \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \left[\cos \frac{\pi}{2} (2n-1) \frac{z}{d} \right] \exp \left[-\frac{(2n-1)^2 t \pi^2}{4d^2 \mu_H \gamma} \right] \times \right. \\ \left. \times \left[\frac{4}{\pi} \frac{1}{(2n-1)} - \frac{8 \cos(2\pi-2) \frac{\pi}{2}}{(2n-1)^2 \pi^2} \right] \right\} + B_s. \quad (16)$$

Из (6) и (15) с учетом соотношения

$$\sigma = -\frac{\partial H(t, z)}{\partial z} \quad (17)$$

для плотности тока на первом этапе получим:

$$\sigma_1(t, z) = -\frac{H_m V \mu_H \gamma}{V 2\pi V t} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \exp \left[-\frac{\mu_H \gamma (2dn-z)^2}{4t} \right] + \right. \\ \left. + \sum_{n=1}^{\infty} \exp \left[-\frac{\mu_H \gamma (2dn-2d+z)^2}{4t} \right] \right\}. \quad (18)$$

Используя (15) и (17), для изменения плотности тока на втором этапе имеем:

$$\sigma_2(t, z) = -\frac{H_m}{d} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \left[\sin \frac{\pi}{2} (2n-1) \frac{z}{d} \right] \times \right. \\ \left. \times \exp \left[-\frac{(2n-1)^2 t \pi^2}{4d^2 \mu_H \gamma} \right] \right\} \left\{ \left[2 \left[(2n-1) \frac{\pi}{2} \right]^{-1} - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{4}{\pi} \frac{\sin(2n-1) \frac{\pi}{2}}{2n-1} \right] \right\}. \quad (19)$$

Принимая за базисные величины

$$t_0 = \frac{d^2 \gamma (3 - 2B_s^*) \mu_H}{\pi (1 - B_s^*)^2};$$

$$z_0 = d; B_0 = B_m; H_0 = H_m;$$

$\sigma_0 = \frac{H_m}{d}$ и вводя безразмерные параметры

$$z^* = \frac{z}{d}; t^* = \frac{t}{t_0}; B_s^* = \frac{B_s}{B_m},$$

по уравнениям (20), (22) и (23), (24) строим кривые, которые для напряженности магнитного поля показаны на рис. 2 и 3, а для плотности тока — на рис. 4 и 5.

Для сравнения полученных результатов воспользуемся известной зависимостью [Л. 8], которая описывает диффузию импульсного магнитного поля в неферромагнитную пластину.

Кривые для этого случая с учетом базовых величин и безразмерных параметров показаны пунктирными линиями на рис. 2—5. Как видно из сравнения кривых ферромагнитные свойства пластины, даже при сильном ее насыщении существенно влияют на характер распределения напряженности и плотности тока по ее толщине.

Так, при учете ферромагнитных свойств пластины проникновение в нее волны напряженности магнитного поля (рис. 2 и 3) и установление плотности тока по ее толщине (рис. 4 и 5) происходит значительно медленнее, чем в случае, когда ее сразу считают намагниченной до насыщения.

Величина B_s^* незначительно влияет на характер распределения напряженности и плотности тока в ферромагнетике.

В заключение отметим, что имея решение проникновения магнитного поля в неограниченную пластину, можно получить расчетные зависимости для прямоугольника или параллелепипеда как произведение решений для неограниченной пластины с взаимно перпендикулярными плоскостями [Л. 8].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Техника больших импульсных токов и магнитных полей/ Дашук П. Н., Зайенц С. Л., Комельков В. С. и др. — М.: Атомиздат, 1970.
2. Белый И. В., Фертик С. М., Хименко Л. Т. Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. — Харьков, Вища школа, 1977.
2. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. — М.: Госэнергоиздат, 1949.
4. Ламеранер И., Штафль М. Вихревые токи. — М.—Л.: Энергия, 1967.
5. Слухоцкий А. Е., Рыскин С. Е. Индукторы для индукционного нагрева. — Л.: Энергия, 1974.
6. Конторович М. И. Операционное исчисление и процессы в электрических цепях. — М.: Советское радио, 1975.
7. Лыков А. В. Теория теплопроводности. — М.: Высшая школа, 1967.
8. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. — М.: Мир, 1972.

{12.09.79}

Управление интегральными характеристиками быстродействующих предохранителей

НАМИТОВ К. К., доктор техн. наук, ПЕРМЯКОВ В. И., ИЛЬИНА Н. А.,
ХМЕЛЬНИЦКИЙ Р. С., инженеры, ШКЛОВСКИЙ И. Г., канд. техн. наук

Харьков

Номинально простая концепция разрушения плавкого элемента в быстродействующем предохранителе при воздействии тока короткого замыкания фактически связана с целым комплексом сложных физических явлений [Л. 1]. Сложность этапа формирования и гашения дуги в песчаном наполнителе предохранителя пока не позволяет получить на данном уровне наших знаний точной математической модели этого этапа. В связи с этим существенно затрудняется расчет и оценка важнейших характеристик коммутационного режима предохранителя — Джоулева дугового интеграла и энергии, рассеиваемой в дуге. С целью обеспечения условий эффективного выполнения предохранителем своих основных защитных функций желательна минимизация у указанных параметров.

Исходя из физических соображений можно полагать, что напряжение на дуге, значение которого зависит в основном лишь от внутренних свойств предохранителя, является при прочих равных условиях активным определяющим фактором, оказывающим управляющее воздействие на изменение тока в цепи и ход коммутационного процесса в целом. В таком случае возникает вопрос, каким должно быть это напряжение, к достижению какой формы кривой напряжения на дуге следует стремиться при проектировании, чтобы получить минимальные значения дугового интеграла (характеризует способность предохранителя выполнять свою защитную функцию) и энергии, рассеиваемой в дуге (выступает в качестве обобщенного параметра строгости режима эксплуатации и испытаний). Для постановки и решения этой задачи оптимального управления введем следующие допущения:

1. Процесс коммутации тока короткого замыкания является адиабатическим и действием электродинамических сил, разрушающих плавкий элемент, можно пренебречь.

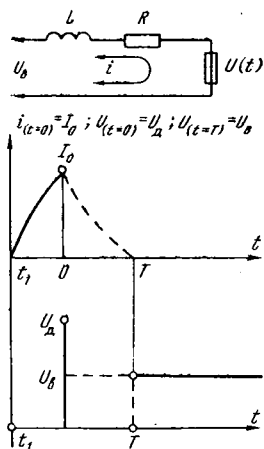


Рис. 1. Исходное состояние системы «предохранитель — RL -цепь».

2. Ток плавления I_0 равен наибольшему пропускаемому току, и момент его достижения совпадает с максимумом напряжения. Строго говоря, в быстродействующих предохранителях, используемых для защиты мощных полупроводниковых вентилях, максимумы тока и напряжения на дуге во времени не совпадают; фактически максимум тока I_0 соответствует моменту достижения напряжением на дуге величины напряжения сети U_b .

Однако, если учесть большую разницу в ско-

ростях нарастания тока и напряжения на дуге (в частности, скачок напряжения длится всего лишь $0,01 \div 0,03$ мс), то окажется, что за время роста напряжения на дуге от величины U_b до $(1,3 \div 1,7) U_b$ пропускаемый ток вырастает на $150 \div 300$ А, что при I_0 около $15 \div 20$ кА составляет $1 \div 2\%$. Таким образом погрешностью принятого допущения о совпадении во времени максимумов тока и напряжения на дуге можно пренебречь. Ток I_0 определяется следующими выражениями:

а) при симметричном коротком замыкании [Л. 2]

$$I_0 = (3C_m j_m \omega S^3)^{1/3};$$

б) при наибольшей аperiodической составляющей тока несимметричного короткого замыкания

$$I_0 = j_m S \left[(1 - \cos \omega) \left(\frac{20C_m}{j_m^2 \omega^4} \right)^{0.2} \right],$$

где j_m — амплитудное значение плотности ожидаемого тока короткого замыкания; S — сечение плавких перешейков предохранителя; ω — угловая частота; C_m — константа материала плавкого элемента (константа Майера);

в) при коротком замыкании в цепи постоянного тока

$$I_0 = \frac{U_b}{R} (1 - e^{-t_{пл}/\tau}),$$

где $t_{пл}$ — время плавления перешейков плавкого элемента, определяемое из уравнения

$$t_{пл} + \frac{e^{-t_{пл}/\tau} - 1}{\tau} - \frac{C_m R^2 S^2}{U_b^2} = 0;$$

U_b — напряжение цепи; R — электрическое сопротивление цепи; L — индуктивность цепи; $\tau = L/R$ — постоянная времени цепи.

Допущения 1 и 2 имеют смысл, если значение тока I_0 не задано.

3. Заданы: максимально допустимое напряжение на дуге предохранителя U_d , обычно ограничиваемое величиной $(1,3 \div 1,7) U_b$ для предотвращения пробоя, защищаемого предохранителем полупроводникового вентиля от перенапряжений, и минимальное напряжение на дуге U_b в момент отключения тока, равное напряжению источника питания цепи.

Исходное состояние системы характеризуется рис. 1; анализ проводится для случая коммутации предохранителем цепи постоянного тока с рассмотрением процесса, протекающего в интервале времени $0 \div T$.

Исследуемый процесс описывается дифференциальным уравнением

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R}{L} i + \frac{U_b}{L} - \frac{1}{L} U(t), \quad (1)$$

где $U(t)$ — падение напряжения на дуге, оказывающее управляющее воздействие на характер изменения тока в цепи.

Начальное состояние процесса характеризуется уравнениями

$$i_{(t=0)}=I_0; U_{(t=0)}=U_d. \quad (2)$$

Конечное состояние процесса описывается уравнениями

$$i_{(t=T)}=0; U_{(t=T)}=U_b. \quad (3)$$

Управляющее воздействие ограничено:

$$U(t) \in [U_b, U_d]. \quad (4)$$

Очевидно, что интересующий нас критерий качества предохранителя — дуговой интеграл Q — является функцией $U(t)$. Вначале определим управляющее воздействие $U(t)_0$, которое обеспечивает минимум дугового интеграла:

$$\int_0^T i^2 dt = Q_{\min} [U(t)_0]. \quad (5)$$

Поскольку управляющее воздействие ограничено определенными пределами, методы вариационного исчисления (задача Майера) для проведения такой оптимизации оказываются неприменимыми [Л. 3 и 4]. В рассматриваемом случае принцип максимума Понтрягина дает изящный способ получения оптимального решения. При этом задача оптимального управления может быть сформулирована как задача нахождения минимума некоторой специальной функции — функции Понтрягина, которую в общем виде можно представить следующим образом:

$$\rho = b_1 x_1 + b_2 x_2 + \mu x_1, \quad (6)$$

где $x_1 = i$ — текущее значение тока; $x_2 = \int_0^t x_1^2 dt$ — текущее значение показателя качества; $b_1=0$; $b_2=1$ — константы, зависящие от условий минимума; μ — множитель Лагранжа.

Тогда уравнение (1) можно переписать в виде системы

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{R}{L} x_1 + \frac{U_b - U(t)}{L}; \\ \dot{x}_2 &= x_1^2. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Теперь задачу можно свести к минимизации $x_2(t=T)$, т. е. к определению управляющего воздействия, минимизирующего функцию Понтрягина. А эта задача, как известно [Л. 4 и 5], сводится к максимизации по управляющему воздействию функции Гамильтона, которую в общем виде можно записать в следующем виде:

$$H = [x_1, x_2, P_1, P_2, U(t), t] = P_1 f_1 + P_2 f_2,$$

где f_1, f_2 — правые части в системе (7); P_1, P_2 — сопряженные переменные соответственно относительно x_1 и x_2 ; при этом

$$\dot{P}_1 = -\frac{\partial H}{\partial x_1} \text{ и } \dot{P}_2 = -\frac{\partial H}{\partial x_2}. \quad (8)$$

Для рассматриваемой системы функция Гамильтона имеет вид:

$$H = P_1 \left[-\frac{R}{L} x_1 + \frac{U_b - U(t)}{L} \right] + P_2 x_1^2. \quad (9)$$

Поскольку по условию задачи управляющее воздействие не изменяет своего знака, из анализа выражения (9) следует, что максимум функции Гамильтона будет достигнут, если управляющее воздействие принимает максимальное значение U_d и переменная $P_1 < 0$ или управляющее воздействие будет минимальным, т. е., равным U_b , и переменная $P_1 > 0$.

Таким образом, установлено, что только два значения управляющего воздействия $U(t)$ максимизируют функцию Гамильтона H :

$$U[P(t)]_{H_{\max}} = \begin{cases} U_d, & \text{если } P_1 < 0; \\ U_b, & \text{если } P_1 > 0. \end{cases} \quad (10)$$

Теперь найдем конкретное из двух значений управляющего воздействия, обеспечивающее минимум показателя качества. Для этого вначале определим значение P_1 . С этой целью рассмотрим систему, полученную из выражений (8):

$$\left. \begin{aligned} \dot{P}_1 &= \frac{1R}{L} P_1 - 2P_2 x_1; \\ \dot{P}_2 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Граничные условия для этой системы определяются исходя из функции Понтрягина:

$$P_{1(t=T)} = -\mu; P_{2(t=T)} = -1. \quad (12)$$

Перепишем $U(t)$ в следующем виде:

$$U(t) = \frac{U_b + U_d}{2} - \frac{\Delta U}{2} \text{sign } P_1, \quad (13)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta U &= U_d - U_b; \\ \text{sign } P_1 &= \begin{cases} 1, & \text{если } P_1 > 0; \\ -1, & \text{если } P_1 < 0. \end{cases} \end{aligned} \quad (14)$$

Учитывая выражения (3), (11) и (12), дающие основание считать $P_2(t) = \text{const} = -1$, а также выражения (6) и (14), перепишем систему (11) в виде:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{R}{L} x_1 + \frac{\Delta U}{L} (\text{sign } P_1 - 1); \\ \dot{P}_1 &= -\frac{R}{L} P_1 + 2x_1. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Система (15) с условиями и ограничениями (2), (3) и (12) представляет собой двухточечную краевую задачу нахождения P_1 и x_1 , которая может быть решена численным методом или моделированием на аналоговой машине, например, с помощью схемы, приведенной на рис. 2.

Вместе с тем, специфика задачи [в частности, тот факт, что в первом уравнении системы (15) выражение $\text{sign } P_1 - 1$ принимает только два значения: 0 или -2] позволяет синтезировать управление, не прибегая к сложному решению двухточечной краевой задачи. Из рассмотрения первого уравнения системы (15) относительно $x_1(t)$ следует, что в зависимости от знака P_1 оно принимает одну из двух форм:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{10} &= -\frac{R}{L} x_1 - \frac{\Delta U}{L}, & \text{если } P_1 < 0; \\ \dot{x}_{11} &= -\frac{R}{L} x_1, & \text{если } P_1 > 0. \end{aligned}$$

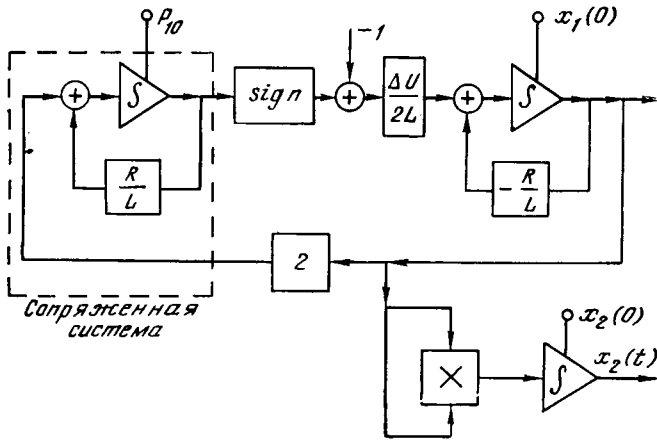


Рис. 2. Блок-схема моделирования для решения системы уравнений (15) на аналоговой машине.

Им соответствуют два решения:

$$x_{10}(t) = \frac{\Delta U}{R} \left(e^{-\frac{R}{L}t} - 1 \right) + I_0 e^{-\frac{R}{L}t}, \text{ если } P_1 < 0; \quad (16)$$

$$x_{11}(t) = I_0 e^{-\frac{R}{L}t}, \text{ если } P_1 > 0. \quad (17)$$

Для всех $t \in [0, +\infty]$ очевидно неравенство

$$\frac{\Delta U}{R} \left(e^{-\frac{R}{L}t} - 1 \right) + I_0 e^{-\frac{R}{L}t} \leq I_0 e^{-\frac{R}{L}t}, \quad (18)$$

которое сводится к утверждению

$$\frac{\Delta U}{R} \left(e^{-\frac{R}{L}t} - 1 \right) \leq 0,$$

так как $\Delta U \geq 0$ и $\left(e^{-\frac{R}{L}t} - 1 \right) \leq 0$.

Выражение (18) фактически означает, что

$$x_{10}(t) \leq x_{11}(t),$$

откуда следует, что

$$Q_{10} = \int_0^T x_{10}^2 dt \leq Q_{11} = \int_0^T x_{11}^2 dt. \quad (19)$$

Таким образом, минимум критерия качества Q получается при $P_1 < 0$ и, значит, при $U(t)_0 = U_d$. Подобный способ косвенного доказательства того, что $P_1 < 0$, можно теперь, когда найдено значение $x_1(t)$, подтвердить путем непосредственного нахождения значения P_1 подстановкой x_{10} во второе уравнение системы (15). При этом получаем:

$$P_1(t) = \frac{2\Delta UL}{R^2} - \frac{L}{R} \left(I_0 + \frac{\Delta U}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}t} + P_{10} e^{\frac{R}{L}t} - \left[\frac{2\Delta UL}{R^2} - \frac{L}{R} \left(I_0 + \frac{\Delta U}{R} \right) \right] e^{\frac{R}{L}t}. \quad (20)$$

В выражение (20) входит неизвестное начальное значение P_{10} переменной P_1 . Так как в синтезированном управлении изменение значения управления происходит в момент $t=T$, очевидно, что

$P_1(t=T)$ должно быть равным нулю. Отсюда

$$P_{10} = P_1(t=T) = -\frac{LI_0^2}{RI_0 + \Delta U}.$$

Подставив найденное P_{10} в выражение (20), получим решение для P_1 :

$$P_1 = \frac{2\Delta UL}{R^2} - \frac{L}{R} \left(I_0 + \frac{\Delta U}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}t} - \frac{LI_0^2}{RI_0 + \Delta U} e^{\frac{R}{L}t} - \left[\frac{2\Delta UL}{R^2} - \frac{L}{R} \left(I_0 + \frac{\Delta U}{R} \right) \right] e^{\frac{R}{L}t}. \quad (21)$$

Анализ этого выражения свидетельствует о том, что при $t=0$ оно отрицательно независимо от R, L, I_0 при условии, что ΔU положительно. Отрицательное значение P_1 сохраняется до момента $t=T$, когда оно обращается в нуль. Дальнейшие изменения P_1 уже в положительной области можно проанализировать, положив $\Delta U=0$. Однако изменение P_1 при $t>T$ для нас интереса не представляет. Таким образом, подтверждается полученное выше косвенно утверждение, что при $t \in (0, T)$ P_1 отрицательно.

Некоторые результаты расчета изменений $i(t)$ и $P(t)$ приведены на рис. 3.

Подробно описанный выше подход к решению проблем аппаратостроения на основе методов теории оптимального управления позволяет решить и вторую поставленную задачу об определении условий достижения минимального значения энергии, рассеиваемой в дуге. В математической постановке задачу можно сформулировать следующим образом: найти такое управляющее воздействие $U(t)_0$, которое при заданных ограничениях $U_{d\max}$ и $U_{\text{сети min}}$ обеспечивает минимум энергии,

$$\int_0^T U(t) i(t) dt = W_{\min} [U_d(t)_0]. \quad (22)$$

Для простоты рассматривался случай коммутации цепи постоянного тока, для которого функция Гамильтона имеет вид:

$$H = \Phi(x_1, P_1) - U_d(t) [U_d(t)_0]. \quad (23)$$

Чтобы функционал (22) имел минимальное значение в интервале времени $t=0 \rightarrow T$, его функция Гамильтона должна иметь свой максимум. Математические преобразования, выполненные по методике, аналогичной представленной выше, позволили прийти к выводу, что минимальное значение энергии, рассеиваемой в дуге, также имеет место при постоянной величине напряжения на дуге предохранителя, равной максимально допустимому значению. Интересно отметить, что, как показал анализ, продолжительность этапа гашения дуги (время T), являющаяся еще одним важным параметром предохранителя, в этом случае также имеет свой минимум, определяемый выражением

$$T = \frac{L}{R} \ln \frac{RI_0 + \Delta U}{\Delta U}. \quad (24)$$

Таким образом, можно считать строго математически доказанным утверждение о том, что при постоянном и равном максимально допустимому значению напряжения на дуге предохранителя Джоулев дуговой интеграл, энергия, рассеиваемая

в дуге, и продолжительность этапа дугогашения имеют минимальные значения. Именно к такой форме вольт-секундной характеристики дуги следует стремиться при проектировании быстродействующих предохранителей. Технические пути решения задачи и направления достижения указанной цели представляют собой отдельный весьма важный и сложный вопрос и требуют специального рассмотрения.

Здесь же остановимся на некоторых замечаниях и выводах, которые могут быть сделаны исходя из вышесказанного. Прежде всего следует заметить, что при использовании прямоугольной формы напряжения на дуге предохранителя не только достигается минимум его важнейших интегральных характеристик, но и обеспечивается возможность проведения их расчета и оценки достаточно простыми средствами ввиду существенного упрощения математических зависимостей. Ниже в качестве примера приведено расчетное выражение для определения Джоулева дугового интеграла предохранителя, имеющего $U(t)_0 = U_d$ и отключающего цепь короткого замыкания постоянного тока.

$$Q_{\min} = \frac{L}{R^2} \left[\Delta U^2 \left(\ln \frac{RI_0 + \Delta U}{\Delta U} \right) - (RI_0 + \Delta U)(1,5\Delta U - 0,5RI_0) \right]. \quad (25)$$

Построенные в соответствии с этим выражением зависимости представлены на рис. 4. В верхней части рис. 4 показаны изменения дугового интеграла в зависимости от ΔU при различных параметрах RL -контура. Очевидно, что чем больше ΔU , тем меньше значение дугового интеграла. При бесконечно большом напряжении на дуге должно произойти практически мгновенное падение тока и дуговой интеграл обращается в нуль. С другой стороны, при приближении ΔU к нулю величина дугового интеграла резко возрастает. Вместе с тем установлено, что даже при одной и той же величине ΔU и одной и той же постоянной времени контура, но при различных абсолютных значениях параметров R, L величины дугового интеграла значительно отличаются (в 2—3 раза и даже более).

В нижней части рис. 4 показаны изменения характера спадания тока через предохранитель в зависимости от ΔU . Чем меньше разность напряжений на дуге предохранителя U_d и сети U_b , тем более пологой получается кривая спадания тока и тем больше время отключения. Другие выполненные на основе полученных соотношений расчеты позволили выявить тенденции изменений дугового интеграла в зависимости от величины тока контура короткого замыкания и других параметров. В частности, выяснено, что величина дугового интеграла остается практически постоянной при изменении тока короткого замыкания.

Для минимальной энергии, рассеиваемой в дуге предохранителя, получено следующее выражение:

$$W = U_n \frac{L}{R} \left(I_0 + \frac{\Delta U}{R} \ln \frac{RI_0 + \Delta U}{\Delta U} \right). \quad (26)$$

Расчеты, выполненные в соответствии с этим и другим полученными соотношениями, позволили установить и закономерности изменения энергии дуги — второй важнейшей характеристики предо-

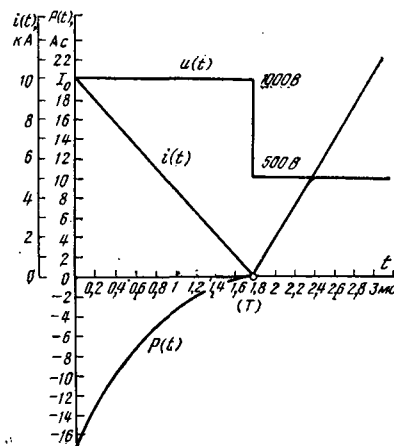


Рис. 3. Кривые зависимостей $i(t)$, $U(t)$, $P(t)$.
 $R = 10^{-2}$ Ом; $T = 1,82$ мс; $L = 10^{-4}$ Г; $Q_{\min} = 58025$ А²·с; $U_d = 1000$ В; $U_b = 500$ В.

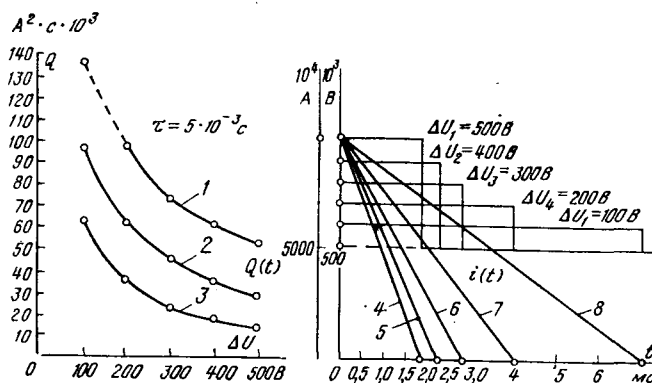


Рис. 4. Интегральные характеристики предохранителя, построенные по выражению (25).

1 — $L = 10^{-4}$ Г; $R = 2 \cdot 10^{-2}$ Ом; 2 — $L = 0,5 \cdot 10^{-4}$ Г; $R = 10^{-2}$ Ом; 3 — $L = 0,25 \cdot 10^{-4}$ Г; $R = 0,5 \cdot 10^{-2}$ Ом; 4—7 — кривые спадания тока через предохранитель в зависимости от ΔU .

хранителя. Оказалось, что энергия дуги существенно изменяется в зависимости от величины напряжения на дуге, увеличиваясь при уменьшении величины U_d ; кроме того, максимум энергии в этом случае в значительной степени становится зависимым от компоненты энергии, «поставляемой» в дугу сетью, перемещается в сторону больших токов короткого замыкания и может существенно превышать величину энергии, накопленную в индуктивности цепи $LI^2_0/2$.

Оценивая роль фактора прямоугольности кривой напряжения на дуге, следует отметить, что влияние сохранения постоянного напряжения на максимально допустимом уровне, оказываемое на минимизацию величины Джоулева дугового интеграла, выше, чем влияние на минимизацию величины энергии дуги. Например, при линейном спадении напряжения на дуге от максимума U_d под углом 45° (т. е. при существенном отклонении напряжения от прямоугольной формы) дуговой интеграл может увеличиться примерно вдвое, в то время как энергия увеличивается в 1,3—1,4 раза. Соответствующие экспериментальные данные отличаются от результатов расчета не более чем на 10%.

Выводы. 1. Минимально возможные значения Джоулева дугового интеграла, энергии дуги и дли-

тельности процесса дугогашения достигаются при прямоугольной форме кривой напряжения па дуге, величина которого равна максимально допустимому значению.

2. Для обеспечения наилучших характеристик дугового этапа в реальных предохранителях желательное приближение к верхнему допустимому пределу, однако при этом необходимо учитывать разброс напряжений, вызванный различными причинами. В противном случае напряжение на дуге может превысить допустимый предел. С другой стороны, чрезмерный запас [например если напряжение на дуге составляет $(0,65 \div 0,8) U_d$] приводит к недоиспользованию возможностей предохранителя как аппарата защиты.

3. Величина постоянной времени $\tau = L/R$, используемая в настоящее время в качестве одного из основных параметров цепи короткого замыкания постоянного тока для определения работоспособности и качества предохранителя, не дает однако однозначной характеристики цепи для проверки другого интеграла предохранителя; при одной и той же величине постоянной времени значения дугового интеграла оказываются существенно зависимыми от абсолютных значений параметров R и L . Поэтому при разработке требований к предохранителям в части интегральных характеристик необходимо ориентироваться на реальные значения R и L защищаемой цепи.

4. Значение Джоулева дугового интеграла практически линейно спадает при увеличении напряжения на дуге и достигает нуля при бесконечно большой величине напряжения на дуге. Вместе с тем дуговой интеграл существенно не меняется в диапазоне токов короткого замыкания.

5. Значение энергии, рассеиваемой в дуге, существенно изменяется в зависимости от величины напряжения на дуге, увеличиваясь при уменьшении U_d ; максимум энергии в этом случае в значительной степени становится зависящим от компоненты энергии, «поставляемой» в дугу сетью, и перемещается в сторону больших токов короткого замыкания.

6. Качество реального предохранителя с точки зрения его интегральной характеристики может быть оценено по отношению фактических значений его дугового интеграла к дуговому интегралу, полученному из выражения (25).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Намитоков К. К. Электророзрионные явления. — М.: Энергия, 1978.
2. Meyer G. J. Zur Theorie der Schmelzsicherungen. — München, 1906.
3. Атас М., Фалб П. Оптимальное управление. — М.: Машиностроение, 1978.
4. Ли Э. Б., Маркус Л. Основы теории оптимального управления. — М.: Наука, 1972.
5. Юлиус Ту. Современная теория управления. — М.: Машиностроение, 1971.

[15.05.79]

УДК 621.314.212.045.048.001.5

Электрическая прочность межкатушечной изоляции силовых трансформаторов

ЧОРНОГОТСКИЙ В. М., канд. техн. наук, ДЖУНЬ Л. П., МАКСИМЦОВ А. Ф., инженеры

Всесоюзный институт трансформаторостроения

В работе рассмотрены вопросы электрической прочности изоляции между катушками непрерывных и переплетенных обмоток применительно к трансформаторам, заполняемым маслом под вакуумом. Необходимость в исследовании вызвана улучшением конструкции обмоток (широкое распространение обмоток с переплетением витков), совершенствованием технологии обработки изоляции (уменьшение остаточного давления при заливке масла и др.), улучшением качества основных материалов (применение уплотненной кабельной бумаги, улучшение характеристик масла), а также появлением новых видов испытательных воздействий (коммутационный импульс, одночасовое напряжение) и совершенствованием методов испытаний (испытания с измерением интенсивности частичных разрядов). Учет этих факторов позволяет расширить и уточнить полученные ранее [Л. 1] данные об электрической прочности межкатушечной изоляции.

Большинство обмоток современных трансформаторов ВН выполняются катушечными непрерывными или переплетенными. Изоляция между катушками (рис. 1) состоит из изоляции провода 1

и масляного канала между катушками, образованного горизонтальными прокладками 2, прошиваемыми по торцам рейками 3. Толщина изоляции провода (на две стороны) в обмотках, как правило, не выходит за пределы 1,35—2,96 мм, а размеры масляных каналов не превышают 16 мм. Изоляция провода выполняется из уплотненной кабельной бумаги толщиной 0,08 мм. Посередине радиального размера катушки обычно имеется канал для охлаждения 4. Изоляция современных трансформаторов подвергается термовакuumной обработке и заливке маслом перед испытанием под глубоким вакуумом.

Исследованные варианты моделей. Для воспроизведения указанных особенностей современных обмоток разработаны модели межкатушечной изоляции (МКИ), показанные на рис. 1 и 2.

На рис. 1, а приведен эскиз модели межкатушечной изоляции непрерывной обмотки. Модель состоит из двух пар катушек. Наружные переходы нижней пары катушек соединены и заземлены; к соединенным вместе наружным переходам верхней пары подводится напряжение. Посередине радиального размера катушек имеется вертикальный

масляный канал (для охлаждения), образованный П-образными прокладками. Катушки наматываются на рейки. Изоляция катушек от заземленного экрана состоит из трех цилиндров 5 из электрокартона. Расстояние от катушек до заземленного экрана составляло 47 мм. Исследованный промежуток (обведен пунктирной линией) находится между двумя парами катушек; масляный канал образован прокладками.

На рис. 1,б приведены стилизованные кривые зависимости разности напряжений между катушками от номера витка катушки (считая от внутренней поверхности обмотки) в модели и трансформаторе. Из рис. 1,б видно, что в отличие от трансформатора, в котором разность напряжений между катушками уменьшается при приближении к переходу между соседними парами катушек, в модели разность напряжений при перемещении вдоль радиального размера катушки не изменяется. Это в несколько раз увеличивает объем изоляции, находящейся в наиболее напряженной зоне, что должно приводить к некоторому снижению электрической прочности изоляции модели. Однако, учитывая меньший диаметр модели (средний диаметр обмотки примерно 400 мм) по сравнению с диаметрами обмоток мощных трансформаторов (доходящими до 2000 мм), этот фактор в настоящей работе не учитывался.

На рис. 2 приведен эскиз модели межкатушечной изоляции обмотки с переплетением витков при нечетном числе витков в катушке. Как и на рис. 1,а, нумерация витков соответствует схеме их соединения в трансформаторе (начало счета от линейного вывода). Пары катушек модели наматываются в два провода. Внутренние переходы выполнены как в реальной обмотке с переплетением витков. Наружные переходы всех катушек разрезаны. В отличие от модели межкатушечной изоляции непрерывной обмотки, в моделях обмотки с переплетением витков напряжение подавалось к трем точкам при помощи специального омического делителя, обеспечившего деление входного напряжения в отношении 1 : 0,67 : 0,33.

На рис. 2,б приведены стилизованные зависимости разности напряжений между катушками от

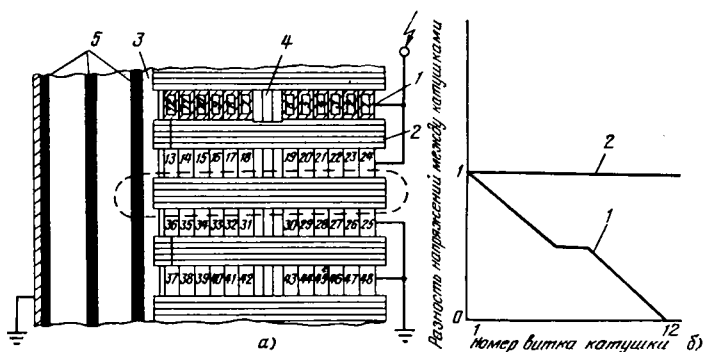


Рис. 1. Непрерывная обмотка.

а — модель межкатушечной изоляции; б — разность напряжения между катушками: 1 — в трансформаторе; 2 — в модели.

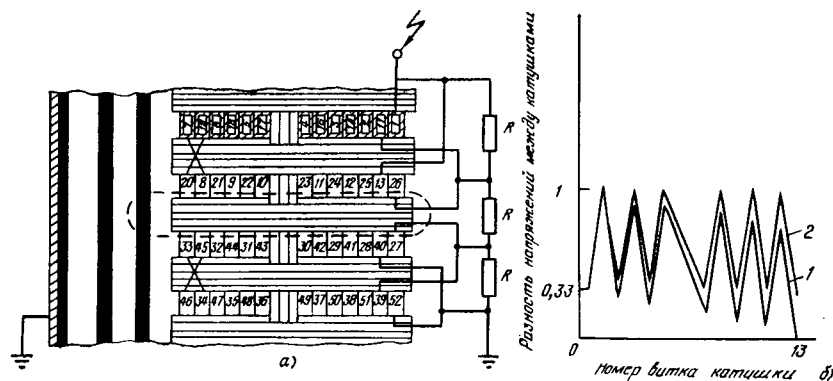


Рис. 2. Переменная обмотка.

а — модель межкатушечной изоляции с нечетным числом витков в катушке; б — разность напряжения между катушками: 1 — в трансформаторе; 2 — в модели.

номера витка (считая от внутренней поверхности катушки) для модели и реального трансформатора. Основное отличие от модели непрерывной обмотки состоит в наличии между соседними витками переплетенной обмотки разности напряжения, примерно равной, по крайней мере, одной трети разности напряжения между катушками.

Основное отличие переплетенной обмотки с четным и нечетным числом витков в катушке состоит в том, что в первом случае наибольшая разность напряжений имеет место между крайними внутренними витками обмотки, а во втором — между вторыми (считая от внутренней поверхности обмотки) витками.

Наличие значительной разности потенциалов между соседними витками переплетенной обмотки усложняет ее электрическое поле по сравнению с полем непрерывной обмотки, что позволяет сделать предположение об отличии электрической прочности межкатушечной изоляции обмоток этих типов. Сравнительные исследования межкатушечной изоляции модели с переплетением витков выполнены при воздействии напряжения полного грозового импульса (4/50 мкс). Исследована электрическая прочность масляных каналов размером от 2 до 16 мм. Толщина изоляции провода в моделях составляла 1,35; 1,96 и 2,96 мм на две стороны. Изоляция провода выполнена из уплотненной кабельной бумаги толщиной 0,08 мм.

Модели собирались по четыре комплекта в одну обмотку и устанавливались для испытаний в прозрачный бак из органического стекла. Технологическая обработка проводилась по заводскому типовому технологическому процессу для трансформаторов 220 кВ. После сушки и пропитки модели определенное время хранились в испытательных баках. Перед испытанием измерялись каналы между катушками, после чего модели устанавливались в прозрачном баке, в котором производилась вакуумировка и заливка маслом при остаточном давлении менее 667 Па в течение 4 часов с последующей вакуумировкой поверхности масла в течение 8 часов. Влагосодержание твердой изоляции моделей после сушки не превышала 0,6% по весу (измерение по методу Дина и Старка), а в процессе испытаний оно находилось в пределах 0,6—2%. Измерения размера канала между катушками показали, что он выдерживался с точностью $\pm 0,5$ мм.

Методика испытания моделей. Испытания проводились в трансформаторном масле, характеристики которого соответствовали эксплуатационным нормам. Электрическая прочность масла составляла 70—80 кВ в стандартном маслоробойнике.

Схема испытаний выполнялась некоронирующей при всех видах испытательных воздействий для обеспечения измерения интенсивности частичных разрядов (ЧР). Все испытания проведены с измерением интенсивности ЧР, методика измерения которой при испытании одноминутным и одночасовым напряжениями соответствовала рекомендациям МЭК (публикация 270) и ГОСТ 21023-75. При испытании коммутационным импульсом для измерения интенсивности ЧР применен фильтр верхних частот с частотой среза 50 кГц и осциллограф с запоминающей электронно-лучевой трубкой [Л. 2], а при испытании грозовым импульсом использован фильтр верхних частот с частотой среза 500 кГц и тот же осциллограф.

За напряжение пробоя межкатушечной изоляции было принято напряжение искрового пробоя масляного канала (масляной прослойки) между катушками. Пробой фиксировался по результатам измерения интенсивности ЧР, визуально, по звуку в баке и (иногда) по искажению формы воздействующего напряжения. Напряжение поднималось ступенями по 3—5%, начиная с 50% ожидаемого пробивного напряжения. Число импульсов на ступени — три. После первого пробоя масляного канала через 5 мин напряжение повторно поднималось теми же ступенями до получения второго пробоя. На одной модели проводилось 5—8 измерений напряжения пробоя, если не происходило его резкое снижение или полный пробой изоляции модели.

При одном размере масляного канала и одной толщине изоляции провода проводилось не менее

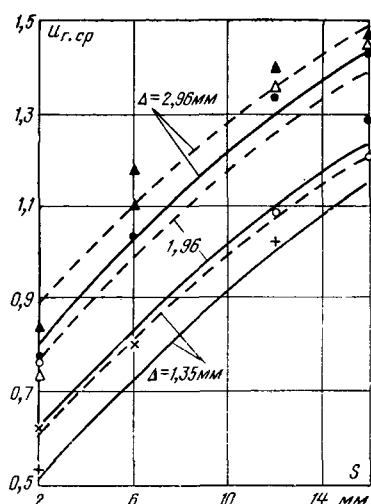
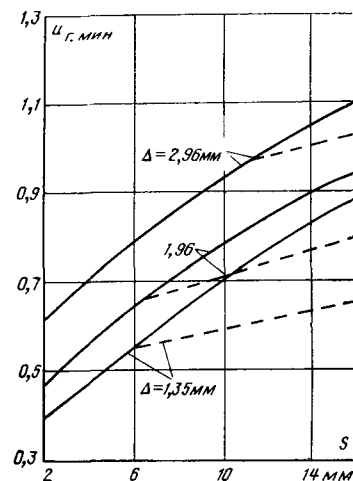


Рис. 3. Зависимость отношения $U_{г.ср}$ среднего напряжения пробоя масляного канала непрерывной обмотки к среднему напряжению пробоя масляного канала 12 мм при изоляции провода 1,35 мм от толщины изоляции провода Δ и размера канала S при воздействии грозовых импульсов 4/50 мкс (сплошные кривые) и 2,5/15 мкс (пунктирные кривые).

Толщины изоляции провода (мм): + — 1,35, ○ — 1,96, △ — 2,96 для импульса 4/50 мкс; × — 1,35, ● — 1,96, ▲ — 2,96 для импульса 2,5/15 мкс.

Рис. 4. Зависимость отношения $U_{г.мин}$ минимального напряжения пробоя масляного канала между катушками непрерывной и переплетенной обмотки к среднему напряжению пробоя канала 12 мм при изоляции провода 1,35 мм от толщины изоляции провода Δ и размера масляного канала S при воздействии полного грозового импульса 4/50 мкс. Сплошные кривые — непрерывная обмотка; пунктирные — переплетенная.



20 опытов при импульсных воздействиях (не менее чем на четырех разных моделях) и не менее 10 опытов при испытании одноминутным и одночасовым напряжением (не менее чем на трех разных моделях). Всего проведено более 800 опытов.

Результаты испытаний. На рис. 3 приведены отношения средних напряжений пробоя масляного канала и канала 12 мм (при толщине изоляции 1,35 мм и импульсные 4/50 мкс) в функции размера канала S и толщины изоляции Δ провода на две стороны.

Уменьшение длительности импульса (до полуспада) с 50 до 15 мкс приводит к увеличению среднего напряжения пробоя масляного канала на 5—25% (меньшая цифра относится к большему размеру масляного канала). Увеличение толщины изоляции провода в 2,2 раза ведет к повышению электрической прочности на 30—50% (меньшая цифра относится к большему размеру масляного канала), т. е. увеличение толщины изоляции более эффективно при меньших размерах масляных каналов. Увеличение канала в 8 раз (с 2 до 16 мм) обуславливает увеличение электрической прочности примерно в 2 раза, т. е. с ростом масляного канала напряженность его пробоя падает.

Среднеквадратичное отклонение напряжения пробоя масляного канала при грозовых импульсах составляет 6—8% и, как правило, не превышает 10%. С учетом этого на рис. 4 приведены зависимости отношения $U_{г.мин}$ минимальных пробивных напряжений масляного канала к среднему напряжению пробоя масляного канала 12 мм при толщине изоляции провода 1,35 мм и воздействии 4/50 мкс в моделях непрерывной и переплетенной обмоток, полученные путем деления на 1,3 средних (из 20 и более значений) напряжений пробоя масляного канала. Опытные значения напряжений пробоя лежат выше значений, получаемых по рис. 4; пунктирными линиями показаны минимальные напряжения пробоя для моделей с переплетением витков. Как видно из рис. 4, при размерах канала более 6—12 мм и толщинах изоляции провода от 1,35 до 2,96 мм на две стороны электрическая прочность изоляции между катушками переплетенной обмотки, ниже, чем у непрерывной. При размере масляного канала 16 мм это снижение составляет примерно 10, 15 и 25% для толщин изоляции про-

вода 2,96; 1,96 и 1,35 мм соответственно, а при размере канала 12 мм оно составляет примерно 10 и 20% для толщин изоляции провода 1,96 и 1,35 мм. При масляном канале 6 мм и менее электрическая прочность межкатушечной изоляции непрерывной и переплетенной обмоток (при толщине изоляции провода 1,35—2,96 мм) практически одинакова.

Снижение напряжения пробоя масляного канала между катушками переплетенной обмотки может быть объяснено тем, что в этих обмотках напряжение, близкое к предельному, воздействует не только на масляный канал между катушками, но на масляные прослойки и масляные клинья между витками одной и той же катушки. В каналах между парами катушек переплетенной обмотки напряжение между витками составляет примерно треть напряжения между разными катушками. Если межвитковое напряжение достаточно для образования частичных разрядов в масляных прослойках или клиньях, то эти разряды, безусловно, облегчат условия пробоя масляного канала между катушками. При прочих равных условиях увеличение масляного канала между катушками приводит к увеличению межвиткового напряжения. Значения последнего, при которых начинается их заметное влияние на электрическую прочность между катушками, достигаются при размерах каналов, превышающих 6—10 мм. Этот эффект необходимо учитывать при конструировании обмоток с переплетением витков, особенно при малых толщинах изоляции провода и больших (10—16 мм) размерах масляного канала между катушками.

Разборки моделей межкатушечной изоляции, доведенных до пробоя, показывают, что места пробоев располагаются хаотично, не концентрируясь ни у края обмотки (внутреннего, где имеется радиальная составляющая напряженности, или наружного), ни у охлаждающего канала, расположенного вблизи середины радиального размера катушек. Большинство мест пробоя расположено не у прокладок. Этим объясняется отсутствие зависимости электрической прочности межкатушечной

изоляции переплетенной обмотки от числа витков (четное или нечетное). Так как пробой масляного канала происходит в любом месте (не только у края катушки), то расположение витков с наибольшей разностью напряжений у края катушки (при четном числе витков) или вблизи края (удаление от края катушки на один виток при нечетном числе витков) не оказывает заметного влияния на электрическую прочность межкатушечной изоляции. Хаотичное расположение пробоев, несмотря на более высокую напряженность поля у края катушки (из-за краевого эффекта), позволяет предположить, что увеличенная по сравнению с моделями радиальная составляющая напряженности электрического поля в трансформаторах практически не повлияет на минимальное пробивное напряжение моделей межкатушечной изоляции. При нечетном числе витков переплетенной обмотки радиальная составляющая напряженности электрического поля на электрическую прочность межкатушечной изоляции вообще не влияет, так как наибольшая разность напряжений имеет место не у края катушки.

На рис. 5 приведены зависимости среднего (из 20 и более значений) напряжения пробоя $U_{к.ср}$ масляного канала от его размера для непрерывной обмотки при воздействии коммутационного импульса 0,5/2 мс (время превышения 90% амплитуды 0,3 мс, отношение первого обратного пика к амплитуде импульса 0,53). При толщине изоляции провода 1,35 и 2,96 мм испытания проведены для размеров масляного канала от 2 до 16 мм. Из ранее проведенных испытаний межвитковой изоляции взяты значения электрической прочности, которые отнесены к нулевому размеру масляного канала между катушками.

Полученные кривые имеют U-образный характер с минимумом при размере канала около 2 мм. Если сопоставить результаты испытания межкатушечной и межвитковой изоляции [Л. 3] при воздействии грозowych импульсов, получим аналогичную картину. U-образный характер полученных зависимостей, по-видимому, вызван следующими причинами: 1) с увеличением масляного канала между катушками при неизменном расстоянии между электродами напряженность пробоя масляного канала уменьшается (как и в главной изоляции [Л. 4]); 2) с увеличением расстояния между электродами (при неизменной толщине твердой изоляции) напряженность в масляном канале уменьшается. При переходе от масляных прослоек (в межвитковой изоляции) к масляному каналу 1—3 мм преимущественное влияние оказывает первая причина, при увеличении масляного канала выше 3—4 мм — вторая.

Исследования показали, что электрическая прочность межкатушечной изоляции в диапазоне 2—11 мс практически не зависит от длительности коммутационного импульса (длительность определена от начала импульса до первого перехода через нулевое значение) и от его полярности. В то же время при воздействии медленно затухающего колебательного импульса частотой 250 Гц и с соотношением амплитуды последовательных полувольт 1; 0,9; 0,8; 0,62 прочность оказалась на 6—8% ниже,

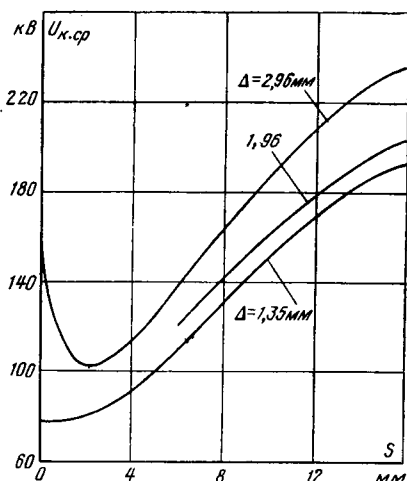


Рис. 5. Зависимость среднего напряжения пробоя масляного канала между катушками непрерывной обмотки $U_{к.ср}$ от толщины изоляции провода Δ и размера масляного канала S при воздействии коммутационного импульса 0,5/2 мс.

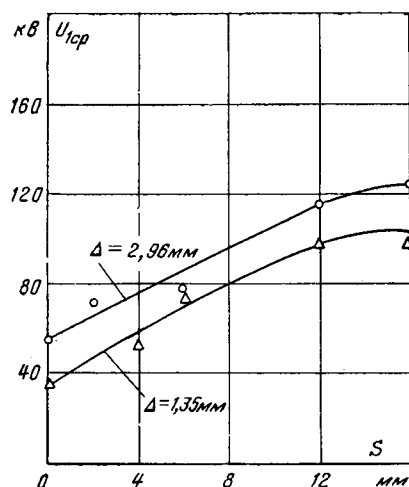


Рис. 6. Зависимость среднего напряжения пробоя масляного канала $U_{иср}$ между катушками непрерывной обмотки от толщины изоляции провода Δ и размера канала S при воздействии одноминутного напряжения.

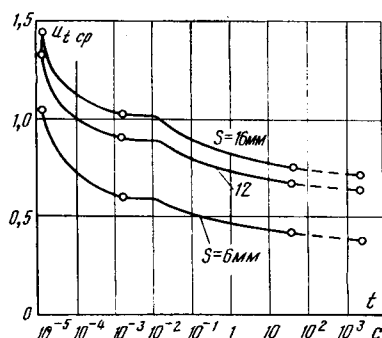


Рис. 7. Зависимость отношения $u_{иср}$ среднего напряжения пробоя масляного канала 12 мм при изоляции провода 1,35 мм и импульсе 4/50 мкс от времени воздействия t (вольт-временная характеристика межкатушечной изоляции).

чем при воздействии апериодического импульса 3/11 мс.

На рис. 6 приведены зависимости среднего (из 10 и более значений) одноминутного пробивного напряжения $U_{иср}$ масляного канала от его размера для толщин изоляции провода 1,35 и 2,96 мм на две стороны. Увеличение размера канала с 2 до 16 мм, т. е. в 8 раз, приводит к возрастанию напря-

жения пробоя в 1,8—1,9 раза, т. е. меньше, чем при грозовых импульсах. Электрическая прочность изоляции моделей при отсутствии прокладок между соседними катушками (эти результаты отнесены к нулевому размеру масляного канала) оказалась меньше, чем у моделей с каналом 2 и 4 мм. Среднеквадратичное отклонение напряжений пробоя масляного канала при одноминутном напряжении получилось несколько выше, чем при импульсах (в основном 8—10%, в отдельных случаях до 15%). Поэтому при переходе от средних одноминутных пробивных напряжений к минимальным в данной работе принимался коэффициент 1,4 (вместо 1,3 при импульсах); при этом опытные минимальные значения пробивных напряжений располагались выше расчетных кривых.

Испытания моделей при воздействии одночасового напряжения показали, что средние пробивные напряжения (для каналов 0—16 мм и толщин изоляции 1,35—2,96 мм) при одночасовом и одноминутном воздействиях отличаются не более чем на 10%. Все испытания моделей проводились с измерением интенсивности ЧР; результаты приведены в таблице.

Интенсивность ЧР до пробоя масляного канала не превышала уровень помех в схеме, т. е. пробой канала более слабыми ЧР, по-видимому, не подготавливался. В числителе приведен диапазон измеренных значений интенсивностей ЧР, соответствующий искровому пробоему масляного канала (или прослоек) между катушками. При указанных уровнях ЧР во многих случаях отсутствовали повреждения твердой изоляции моделей.

Можно отметить тенденцию к снижению интенсивности ЧР с увеличением длительности воздействующего напряжения, а также несколько меньшую интенсивность ЧР, полученную на моделях с переплетением витков в катушках по сравнению со значениями, полученными на моделях непрерывных обмоток. Это, по-видимому, связано с подготовкой пробоя масляного канала между катушками в межвитковой изоляции. Снижение интенсивности ЧР отмечено также при одночасовом воздействии при переходе от канала 2 мм к нулевому (прилеганию катушек друг к другу). Повреждение межкатушечной изоляции сопровождается скачкообразным увеличением интенсивности ЧР до значений 10^{-8} Кл и более.

Диапазон изменения значений кажущегося заряда частичных разрядов (Кл) при пробое масляного канала непрерывной и переплетенной обмоток (числитель) и уровень помех в схеме испытания

Тип обмотки	Толщина изоляции провода на две стороны, мм	Диапазон изменения размера масляного канала, мм	Испытательные воздействия			
			полный грозовой импульс	коммутационный импульс	одноминутное напряжение	одночасовое напряжение
Непрерывная	1,35; 1,96; 2,96	от 2 до 16 прилегание друг к другу соседних катушек	$\frac{3 \cdot 10^{-7} - 5 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10^{-9}}$	$\frac{10^{-7} - 5 \cdot 10^{-6}}{10^{-9}}$	$\frac{10^{-7} - 3 \cdot 10^{-6}}{10^{-11}}$	$\frac{\text{около } 10^{-7}}{10^{-11}}$
						$\frac{10^{-8} - 10^{-7}}{10^{-11}}$
Переплетенная	1,35; 1,96; 2,96	от 6 до 16	$\frac{5 \cdot 10^{-8} - 10^{-6}}{3 \cdot 10^{-9}}$			

По данным исследования моделей межкатушечной изоляции могут быть построены вольт-временные характеристики, например показанные на рис. 7. для каналов 6, 12 и 16 мм при толщине изоляции провода 1,96 мм на две стороны. Эти графики аналогичны вольт-временным характеристикам маслосборной изоляции, приведенным в [Л. 4].

Несмотря на различие в методах исследования, конструкции и технологии обработки моделей в данной работе и в [Л. 1], полученные результаты оказались близкими. Это объясняется противоположным влиянием технологических и конструктивных факторов (повышение вакуума, применение лучших масел повышает электрическую прочность) и принятого метода исследования (определение пробивного напряжения не по сквозному пробую, а по пробую масляного канала снижает значение электрической прочности). Полученные результаты использованы при разработке отраслевых руководящих материалов по выбору продольной изоляции обмоток 110—750 кВ, разработанных Всесоюзным институтом трансформаторостроения.

Выводы. 1. Исследованиями при воздействии импульса 4/50 мкс установлено относительное снижение электрической прочности межкатушечной изоляции переплетенной обмотки по сравнению с непрерывной при малых толщинах изоляции провода и больших размерах каналов между катушками.

2. При воздействии коммутационного импульса испытания проведены в диапазоне каналов между катушками 0—16 мм. Получена U-образная зависимость электрической прочности от размера масляного канала с минимумом при размере канала около 2 мм.

3. Исследования показали, что в диапазоне длительностей 2—11 мс электрическая прочность межкатушечной изоляции не зависит от длительности коммутационного импульса.

4. Повреждение межкатушечной изоляции сопровождается скачкообразным увеличением интенсивности частичных разрядов до 10^{-8} Кл и более. Отмечена тенденция к снижению интенсивности частичных разрядов с увеличением длительности воздействующего напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сиротинский Л. И. Техника высоких напряжений. Часть II. — М.: Госэнергоиздат, 1963.
2. Черноготский В. М., Максимцов А. Ф. Электрическая прочность маслосборной изоляции при воздействии коммутационного импульса различной формы. — Электричество, 1973, № 7.
3. Электрическая прочность изоляции обмоточных проводов силовых трансформаторов сверхвысокого напряжения/ Белецкий З. М., Максимович В. Г., Черноготский В. М., Шифрин Л. Н. — Электричество, 1974, № 2.
4. Вопросы координации электрической прочности главной изоляции силовых трансформаторов высоких классов напряжений/ Лоханин А. К., Морозова Т. И., Воеводин И. Д. и др. — Докл. 12—06, СИГРЭ, 1970.

[22.01.80]

УДК 62—83.001.57

Метод исследования электропривода с учетом упругих связей на математической модели

ГОНЧАРУК Ю. Л., инж., ТЕРЕШКИН Д. С., канд. техн. наук

Горький

В [Л. 1—4] рассмотрены вопросы динамики электроприводов с упругой связью, однако в ряде случаев требуется учесть нелинейность характеристик отдельных элементов электромеханической системы. В настоящей статье разработана математическая модель электропривода с учетом упругих связей передачи и нелинейностей отдельных характеристик и на базе теории программного управления изложен метод исследования устойчивости работы электропривода. Решение данной задачи позволит повысить точность расчета элементов электропривода на стадии проектирования и обеспечить правильный выбор его параметров.

Любой одиночный электропривод, силовая часть которого включает электродвигатель, передачу и исполнительный механизм (ИМ), можно для анализа представить в виде простейшей системы, состоящей из двух цилиндров, соединенных упругой связью (канатом) с коэффициентом упругости k (рис. 1).

Цилиндр I радиуса r_1 , представляющий собой электродвигатель с передачами, вращается с угловой скоростью двигателя ω_d и имеет кинетическую энергию, равную кинетической энергии двигателя

с передачами. Статический момент и момент инерции первого цилиндра, приведенные к валу двигателя, обозначим соответственно M_d и J_d .

Цилиндр II радиуса r_2 имеет угловую скорость ω_c и кинетическую энергию, равные угловой скорости и кинетической энергии ИМ. Момент инерции подвижных частей и момент сопротивления ИМ обозначим соответственно J_c и M_c .

Момент на валу ИМ представим в общем виде зависящим от угловой скорости ω_c и угла поворота вала ИМ φ_c :

$$M_c = M_0 + M(\omega_c) + M(\varphi_c), \quad (1)$$

где M_0 — постоянная составляющая момента сопротивления.

В зависимости от типа электропривода отдельные составляющие момента M_c могут быть равны нулю. Сила F_T со стороны троса, действующая на оба цилиндра, определяется по формуле Гука:

$$F_T = k(S_1 - S_2),$$

где S_1 и S_2 — длины каната, намотанные соответственно на I и II цилиндры.

Составим систему дифференциальных уравнений, описывающих электропривод по схеме рис. 1.

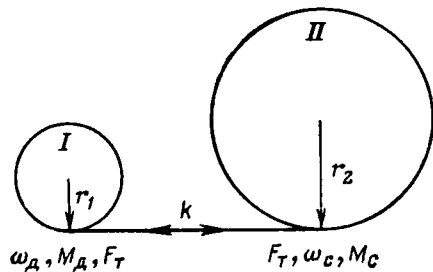


Рис. 1. Расчетная схема модели электропривода.

Уравнение моментов для I цилиндра:

$$J_d \frac{d\omega_d}{dt} = M_d(t) - \frac{k(S_1 - S_2)r_1}{i_n \eta_n}, \quad (2)$$

где i_n, η_n — передаточные число и к. п. д. передачи.

Уравнение моментов для II цилиндра:

$$J_c \frac{d\omega_c}{dt} = k(S_1 - S_2)r_2 - M_c. \quad (3)$$

В (2) и (3) четыре неизвестных: $\omega_d, \omega_c, S_1, S_2$, поэтому необходимо записать дополнительные уравнения.

При условии, что нет проскальзывания каната по цилиндрам, можно выразить связь между ω_d и S_1 :

$$\frac{dS_1}{dt} = r_1 \omega_d$$

и аналогичную связь между S_2 и ω_c :

$$\frac{dS_2}{dt} = r_2 \omega_c. \quad (4)$$

В (1) входит значение угла поворота φ_c , которое можно выразить так:

$$\frac{d\varphi_c}{dt} = \omega_c. \quad (5)$$

Подставляя значение ω_c из (5) в (4):

$$\frac{dS_2}{dt} = r_2 \frac{d\varphi_c}{dt}$$

и интегрируя обе части этого уравнения при начальных условиях $S_2(0)=0$ и $\varphi_c(0)=\varphi_0$, получаем:

$$S_2(t) = r_2[\varphi_c(t) + \varphi_0],$$

откуда

$$\varphi_c(t) = \varphi_0 + \frac{S_2}{r_2}.$$

Таким образом, получена полная система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} J_d \frac{d\omega_d}{dt} &= M_d(t) - \frac{k(S_1 - S_2)r_1}{i_n \eta_n}; \\ \frac{dS_1}{dt} &= r_1 \omega_d; \\ J_c \frac{d\omega_c}{dt} &= k(S_1 - S_2)r_2 - M_0 - M(\omega_c) - M\left(\varphi_0 + \frac{S_2}{r_2}\right); \\ \frac{dS_2}{dt} &= r_2 \omega_c. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Начальные условия для этой системы: $\omega_d(0)=\omega_c(0)=0$; $S_1(0)=S_2(0)=0$. Уравнения системы

(6) являются уравнениями математической модели привода.

Одной из задач исследования привода на математической модели является выбор режима работы двигателя, при котором осуществлялся бы заданный закон движения исполнительного органа. Это означает, что необходимо подобрать такую функцию момента двигателя $M_d(t)$, чтобы при подстановке этой функции в систему дифференциальных уравнений (6) и решении этой системы получался заданный закон изменения угловой скорости $\omega_c(t)$. Такая задача относится к теории программного регулирования, так как в ней ставится вопрос об отыскании программирующих функций, обеспечивающих устойчивый программируемый режим.

Пусть

$$\omega_c^n = f(t) \quad (7)$$

— программируемый режим движения исполнительного органа ИМ, где $f(t)$ — непрерывная кусочно-дифференцируемая функция. Необходимо определить программирующую функцию $M_d(t)$ и доказать устойчивость работы привода. Решение этих задач выполним для случая, когда $M_c = k_\omega \omega_c^2$, т. е. при $M_0=0$, $M(\varphi_c) = k_\omega \omega_c^2$. Принципиальных расхождений в нижеследующих рассуждениях не будет для любого выражения момента $M_d = M_0 + f(\varphi_c, \omega_c)$.

Подставив (7) в четвертое уравнение системы (6) и проинтегрировав это уравнение, получим программирующее значение:

$$S_2^n = r_2 \int f(t) dt + c'. \quad (8)$$

Сделав соответствующие подстановки последовательно в третье, второе и первом уравнениях системы (6), получим выражения для программирующих функций:

$$S_1^n = r_2 \int f(t) dt + \frac{J_0}{kr_2} f'(t) + \frac{k_\omega}{kr_2} f^2(t) + C''; \quad (9)$$

$$\omega_d^n = \frac{r_2}{r_1} f(t) + \frac{J_c}{kr_1 r_2} f''(t) + \frac{2k_\omega}{kr_2 r_1} f'(t) f(t); \quad (10)$$

$$M_d^n = f'(t) \left[\frac{r_2}{r_1} J_d + \frac{J_c r_1}{i_n \eta_n r_2} \right] + \frac{J_c J_d}{kr_1 r_2} f'''(t) + \frac{2k_\omega J_d}{kr_2 r_1} [f'^2(t) + f(t) f''(t)] + \frac{k_\omega r_1}{r_2 i_n \eta_n} f^2(t). \quad (11)$$

Если поддерживать на валу двигателя момент M_d по (11), то угловая скорость исполнительного органа будет изменяться по закону $f(t)$, но режим может быть неустойчивым. Поэтому необходимо доказать, что малым изменениям программирующего режима и начальных условий будут соответствовать малые изменения программируемого режима, т. е. необходимо доказать, что для системы дифференциальных уравнений (6) выполняются все условия теоремы устойчивости по [Л. 5].

Перейдем к уравнениям в возмущениях с помощью следующей замены в (6): $\omega_d = z_1 - \omega_d^n$; $S_1 = z_2 - S_1^n$; $S_2 = z_4 - S_2^n$; $\omega_c = z_3 - \omega_c$, где $z_1 - z_4$ — векторы. В результате получим следующую систему

уравнений:

$$\begin{aligned}\frac{dz_1}{dt} &= -\frac{kr_1}{i_n \gamma_n J_d} (z_2 - S_1^n - z_4 + S_2^n) + \frac{M_d(t)}{J_d} + \dot{\omega}_d^n(t); \\ \frac{dz_2}{dt} &= r_1(z_1 - \omega_d^n) + \dot{S}_1^n(t); \\ \frac{dz_3}{dt} &= \frac{kr_2}{J_c} (z_2 - z_4 - S_1^n + S_2^n) - \frac{k_\omega}{J_c} (z_3 - \omega_c^n)^2 + \dot{\omega}_c^n; \\ \frac{dz_4}{dt} &= r_2(z_3 - \omega_c^n) + \dot{S}_2^n.\end{aligned}\quad (12)$$

Заменяя в (12) ω_d^n , S_1^n , ω_c^n , S_2^n их значениями согласно (8)–(11), приходим к системе уравнений:

$$\left. \begin{aligned}\frac{dz_1}{dt} &= -k \frac{r_1}{i_n \gamma_n J_d} (z_2 - z_4) + r_1(t); \\ \frac{dz_2}{dt} &= r_1 z_1; \\ \frac{dz_3}{dt} &= \frac{k(z_2 - z_4)r_2}{J_c} - \frac{k_\omega z_3^2}{J_c} + \frac{2k_\omega z_3 f(t)}{J_c}; \\ \frac{dz_4}{dt} &= r_2 z_3.\end{aligned}\right\} \quad (13)$$

Здесь $r_1(t)$ — функция от t , не содержащая членов с $z_1 - z_4$.

Выделив из функции системы (13) линейную часть, получим уравнение в матрично-векторной форме:

$$\frac{dz}{dt} = A(t)z + R(z, t) + r(t), \quad (14)$$

где z — четырехмерный вектор;

$$A(t) = \begin{vmatrix} 0 & -\frac{kr_1}{i_n \gamma_n J_d} & 0 & +\frac{kr_1}{i_n \gamma_n J_d} \\ r_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{kr_2}{J_c} & +\frac{2k_\omega f(t)}{J_c} & -\frac{kr_2}{J_c} \\ 0 & 0 & r_2 & 0 \end{vmatrix};$$

$r(t) = |M_d^n - M_d^n|$ — разность между вычисленным M_d^n и истинным M_d^n моментами двигателя.

Покажем выполнение условий устойчивости по [Л. 5].

Условие первое: для функции $R(z, t)$ в области D , в которой $\|z\| \leq \varepsilon$, где ε — заданная окрестность, функция $R(z, t)$ должна удовлетворять условию Липшица [Л. 5]:

$$\|R(z, t) - R(y, t)\| \leq L \|z - y\|,$$

где $L = \frac{2k_\omega \varepsilon}{J_c}$; $z \in D$; $y \in D$.

Так как в области D для $R(z, t)$ справедливо соотношение

$$\begin{aligned}\|R(z, t) - R(y, t)\| &= \frac{k_\omega}{J_c} \|z^2 - y^2\| = \\ &= \frac{k_\omega}{J_c} \|z + y\| \|z - y\|\end{aligned}$$

и поскольку z и y принадлежат области D , где $\|z\| < \varepsilon$, то $\|z + y\| \leq \|z\| + \|y\| = 2\varepsilon$.

Отсюда следует, что первое условие выполняется.

Условие второе: функции $a_{ik}(t)$ и $R_i(z, t)$, являющиеся членами матрицы $A(t)$, должны быть абсо-

лютно интегрируемы по Лебегу [Л. 5] при фиксированном z на отрезке $(t, t + \delta)$, где δ — некоторое положительное число. Так как функция $f(t)$ непрерывна и кусочно-интегрируема, то соблюдение второго условия очевидно.

Условие третье: функции $r_i^2(t)$ должны быть интегрируемы по Лебегу на любом отрезке $(t, t + \delta)$. В системе электропривода основным звеном является двигатель, который способен развивать на валу любой момент M_d^n в заданном для него диапазоне. Вычисленный момент M_d^n может содержать разрывы только в конечном числе точек, так как функция $f(t)$ — кусочно-дифференцируемая. Следовательно, модуль разности $M_d^n - M_d^n$, взятый в квадрате, — есть функция, интегрируемая по Лебегу, т. е. третье условие выполняется.

Условие четвертое: должна существовать фундаментальная матрица $W(t, \tau)$ системы $z' = A(t)z$, удовлетворяющая условиям

$W(\tau, \tau) = E$; $\|W(t, \tau)\| \leq B e^{-\alpha(t-\tau)}$, где E — единичная матрица; $B \geq 1$; $\alpha > 0$.

Запишем линеаризованную систему $z' = A(t)z$:

$$\left. \begin{aligned}\dot{z}_1 &= -\frac{kr_1}{i_n \gamma_n J_d} (z_2 - z_4); \\ \dot{z}_2 &= r_1 z_1; \\ \dot{z}_3 &= \frac{kr_2}{J_c} (z_2 - z_4) + \frac{2k_\omega}{J_c} z_3 f(t); \\ \dot{z}_4 &= r_2 z_3.\end{aligned}\right\} \quad (15)$$

При условии, что $f(t)$ — непрерывная и кусочно-дифференцируемая функция, выполняются все условия существования и единственности решения этой системы [Л. 6]. Возьмем произвольную точку $t = \tau$ и построим четыре решения системы (15) в этой точке:

$$\left. \begin{aligned}z_1(\tau) &= 1, z_2(\tau) = z_3(\tau) = z_4(\tau) = 0; \\ z_1(\tau) &= 0, z_2(\tau) = 1, z_3(\tau) = z_4(\tau) = 0; \\ z_1(\tau) &= z_2(\tau) = 0, z_3(\tau) = 1, z_4(\tau) = 0; \\ z_1(\tau) &= z_2(\tau) = z_3(\tau) = 0, z_4(\tau) = 1.\end{aligned}\right\} \quad (16)$$

Эта система будет фундаментальной матрицей, так как вронскиан в точке $t = \tau$ не равен 0. Таким образом, $W(\tau, \tau) = E$. Воспользуемся формулой Остроградского — Лиувилля — Якоби:

$$W(x) = W(x_0) e^{\int_{x_0}^x [P_{11}(x) + P_{22}(x) + \dots + P_{nn}(x)] dx}$$

где $W(x)$ — вронскиан системы уравнений в любой точке; вронскиан системы в точке $x = x_0$;

$P_{11}^{(x)}, P_{12}^{(x)}, \dots, P_{1n}^{(x)}$ — диагональные элементы матрицы правых частей системы уравнений. Эта формула в нашем случае будет иметь вид:

$$W(t) = W(\tau) e^{\int_{\tau}^t [a_{11}(t) + a_{22}(t) + a_{33}(t) + a_{44}(t)] dt}$$

где $a_{11}, a_{22}, a_{33}, a_{44}$ — диагональные элементы матрицы правых частей системы (15).

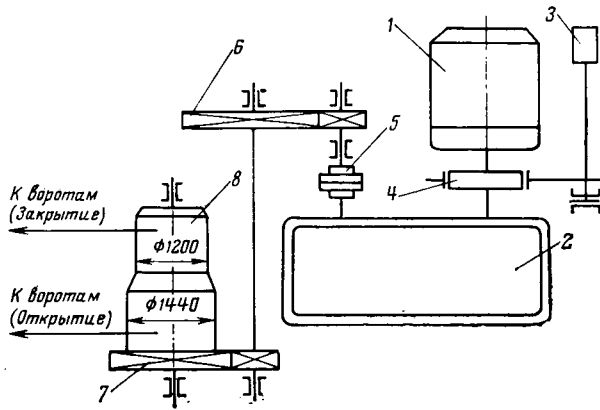


Рис. 2. Расчетная кинематическая схема электропривода двустворчатых ворот шлюза гидротехнического комплекса.

1 — электродвигатель типа 4A180M, $P=30$ кВт, $n=1000$ об/мин; 2 — редуктор РМ-850, передаточное число $i_1=48, 57$; 3 — электромагнит тормоза КМТ-3А; 4 — тормоз колодочный, $GD^2=12,3$ кг·м²; 5 — муфта соединительная; 6 — передача зубчатая, передаточное число $i_2=4$ ($m=20, z_1/z_2=72/18$); 7 — передача зубчатая, $i_3=3, 66$ ($m=30, z_3/z_4=66/18$); 8 — барабан канатный; 9 — ворота двустворчатые, длина 17,5 м, высота 19,5 м, масса 375 000 кг.

Рассмотрим интеграл

$$\begin{aligned} \int_0^t [a_{11}(t) + a_{22}(t) + a_{33}(t) + a_{44}(t)] dt = \\ = \int_0^t \left[\frac{+2k_\omega f(t)}{J_c} \right] dt = \frac{+2k_\omega}{J_c} \int_0^t f(t) dt \leq \\ \leq \frac{+2k_\omega}{J_c} \max_{\tau < x < t} f(t) (t - \tau), \end{aligned}$$

отсюда

$$\alpha = \frac{k_\omega}{J_c} \max_{\tau < x < t} f(t) > 0,$$

тогда

$$\|W(t)\| \leq \max_{\tau} \|W(\tau)\| e^{-\alpha(t-\tau)},$$

$$\max \left(\max_{i=1-4} \sum |r_{ik}| \right) = \max_{\tau} \|W(\tau)\|.$$

Определение числа $B = \max_{\tau} \|W(\tau)\|$ может быть

выполнено на ЦВМ путем решения системы (15) при начальных условиях (16); если $B \geq 1$, то четвертое условие полностью выполняется.

Пятое условие: должно соблюдаться соотношение $\lambda_N = \alpha - LB > 0$. Так как

$$\alpha - LB = \frac{2k_\omega}{J_c} [\max_{\tau < x < t} f(x) - B\varepsilon],$$

то можно выбрать $f(x)$ и ε таким образом, чтобы соблюдалось неравенство $\lambda_N > 0$, т. е. пятое условие выполнимо.

Соблюдение первых трех условий в силу теоремы Каратеодори обеспечивает существование и единственность решений системы (20) в области D .

Таким образом, построен программирующий режим для M^B_d (11) и доказана устойчивость программируемого режима (7). Теперь, если на входе

системы поддерживать момент M^B_d такой, что

$$\sup |M^B_d - M^N_d| < \frac{\varepsilon}{2B} \lambda_N,$$

то ω_c будет отличаться от заданной функции $f(t)$ не более чем на ε .

Одной из задач исследования является выявление возможности уменьшения времени отработки исполнительным органом заданного перемещения при условии ограничения по моменту двигателя и нагрузки в узлах механизма. Для исследования этого вопроса следует задаться временем отработки заданного перемещения T и некоторой функцией угловой скорости $\omega_c(t, T)$, тогда математически задача минимизации времени запишется следующим образом:

$$\min_T \left| \int_0^T \omega_c(t, T) dt - (\varphi_K - \varphi_N) \right|, \quad (17)$$

где φ_K, φ_N — соответственно конечный и начальный узлы положения ИМ.

На базе разработанной математической модели и условий устойчивости был исследован электропривод двустворчатых ворот шлюза гидротехнического комплекса Куйбышевской ГЭС. На рис. 2 показана расчетная кинематическая схема двустворчатых ворот шлюза гидротехнического комплекса. Момент сопротивления на валу створки (исполнительного органа ИМ) в данном случае является функцией угловой скорости створки ω_c и угла ее поворота φ_c :

$$M_c = M_0 + k_\omega \omega_c^2 + k_\varphi \cos \varphi_c.$$

В качестве примера были исследованы два класса функций $\omega_c(t, T)$ при этом $\omega_c(0, T) = 0$ и $\omega_c(T, T) = 0$. Первый класс функций $\omega_c(t, T)$ имеет вид (рис. 3, а):

$$\omega_c(t, T) = \begin{cases} At^m(t-T)^n(-1)^n & \text{при } t < T; \\ 0 & \text{при } t=0 \text{ и } t=T. \end{cases} \quad (18)$$

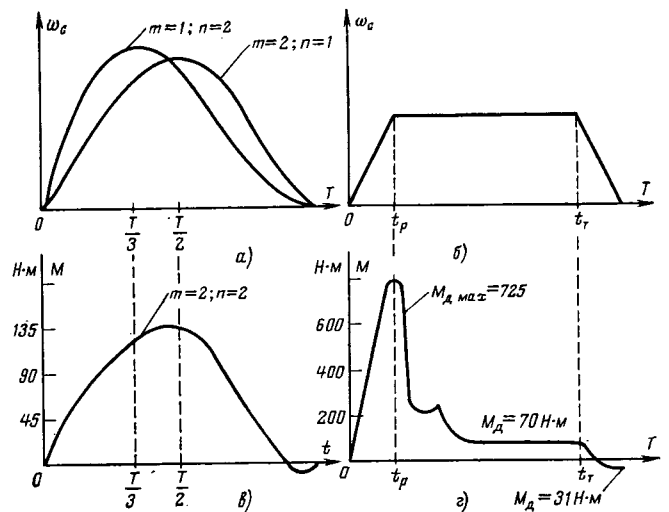


Рис. 3. Графики функций $\omega_c(t)$ первого (а) и второго (б) классов и зависимости $M_d(t)$, соответствующие этим функциям — (в) и (г).

На рис. 3,а эти функции изображены для произвольного значения коэффициента A и показателей степеней $m=1$, $n=2$ и $m=2$, $n=2$.

Подставим в (17) вместо $\omega_c(t, T)$ его значение по (18) и получим выражение

$$\min_T \left| A \int_0^T t^m (T-t)^n (-1)^n dt - \varphi_k + \varphi_n \right|,$$

минимум которого достигается при таком T , когда

$$A \int_0^T t^m (T-t)^n dt = \varphi_k - \varphi_n.$$

Отсюда

$$A \frac{n! T^{m+n+1}}{(m+1) \dots (m+n)} = \varphi_k - \varphi_n. \quad (19)$$

Из (19) коэффициент A выражается через T . Затем $\omega_c(t, T)$ по (18) с учетом (19) подставляется в (11), в результате момент двигателя выражается через t и T , $M_d = M_d(t, T)$. Остается найти минимальное значение T , при котором момент M_d не превышал бы номинального момента двигателя M_n . Решение этой задачи выполнялось на ЦВМ. При этом одновременно определялся момент двигателя для заданных значений T в диапазоне $0 \div T$; вычисленное значение момента подставлялось в систему дифференциальных уравнений (6), которые решались методом Рунге Кутты, при этом определялись ω_d , ω_c , S_1 и S_2 ; контролировались усилия в канате и вычислялся угол поворота створки φ_c .

Второй класс функций $\omega_c(t, T)$ имеет вид (рис. 3,б):

$$\omega_c(t, T) = \begin{cases} \frac{At}{t_p} & \text{при } t < t_p; \\ A & \text{при } t_p \leq t \leq t_r; \\ \frac{A(T-t)}{T-t_r} & \text{при } t_r < t \leq T; \\ 0 & \text{при } t > T. \end{cases} \quad (20)$$

Здесь t — время разгона ИМ; t_r — момент времени начала торможения; A — коэффициент, выбранный из условия отработки заданного перемещения створки за время T .

В отличие от первого класса функций здесь на значительном интервале времени поддерживается постоянная угловая скорость ω_c .

Для исследования на ЦВМ выполнена подстановка уравнений (20) в выражение (17), в результате получено:

$$\int_0^T \omega_c(t, T) dt = \frac{A}{2} (T + t_r - t_p) = \varphi_k - \varphi_n;$$

$$A = \frac{2(\varphi_k - \varphi_n)}{T + t_r - t_p}.$$

При исследовании на ЦВМ определяется момент двигателя по (11) с учетом функции (20); подстановкой вычисленного момента в систему уравнений (6) вычислялись ω_d , S_1 , ω_c и S_2 , усилие в канате и угол поворота створки φ_c .

На рис. 3,в и г изображены графики, иллюстрирующие характер изменения расчетного момента M_d в зависимости от времени для первого и второго классов функций $\omega_c(t, T)$. Из рисунков видно, что при одном и том же времени T характер изменения момента двигателя при движении створки по графику из первого класса функций $\omega_c(t, T)$ значительно благоприятнее в эксплуатационном отношении как для двигателя, так и для механических узлов передачи.

Таким образом, разработанная математическая модель, проверенная на устойчивость работы привода, позволяет по заданному программируемому режиму движения ИМ находить требуемый программируемый режим работы электродвигателя $M_d(t)$, при этом возможен выбор оптимального программируемого режима исходя из возможностей приводного двигателя и конструктивных особенностей механизма.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Динамика автоматизированного электропривода с упругой механической связью/ Ключев В. И., Яковлев Б. И., Теличко Л. Я. и др. — «Электричество», 1973, № 3.
2. Цехнович Л. И. О динамике электропривода постоянного тока с массивной упругой связью. — «Электричество», 1977, № 1.
3. Цехнович Л. И. О динамике электропривода постоянного тока с упругой связью. — «Электричество», 1968, № 6.
4. Терехов В. М. Учет упругости длинных канатов в динамике электропривода подъемников. — «Электричество», 1966, № 11.
5. Барбашин Е. А. Построение периодического движения как одна из задач теории программного регулирования. — В кн.: Приложение методов теории нелинейных колебаний к задачам физики и техники. — Киев: изд. АН УССР, 1963, т. III.
6. Матвеев Н. М. Методы интегрирования обыкновенных дифференциальных уравнений. — М.: Высшая школа, 1963.

[29.08.79]

УДК 621.315.5:621.317.335.2

Граничные оценки емкости уединенных проводников

ИОССЕЛЬ Ю. Я.

Ленинград

В практике электротехнических расчетов систематически возникает необходимость инженерных оценок значения емкости проводников сложной формы. В настоящей статье рассматриваются не-

которые методы таких оценок, не требующие расчета электростатического поля. Простейшие из них позволяют оценить емкость уединенных проводников, расположенных в однородной среде, непосред-

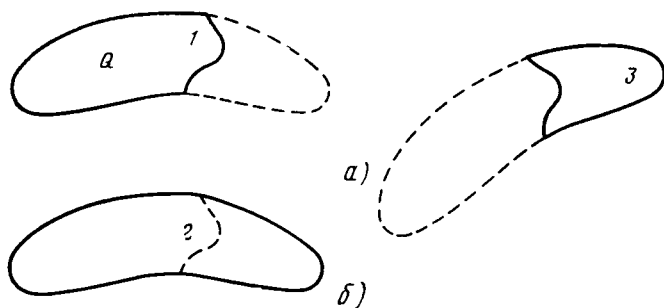


Рис. 1.

ственно по их геометрическим параметрам и включают в себя три рассматриваемых ниже основных метода.

Первый из них, называемый в дальнейшем методом частей, позволяет дать двустороннюю оценку емкости уединенных проводников произвольной формы. Он основан на использовании утверждения, согласно которому емкость любого уединенного проводника больше емкости любой его части, рассматриваемой как отдельный проводник¹.

Для доказательства этого утверждения² рассмотрим некоторый уединенный проводник 1 (рис. 1), совпадающий по форме с какой-либо частью некоторого другого уединенного проводника 2. Зафиксировав заряд Q проводника 1, внесем в его поле незаряженный проводник 3, также являющийся частью проводника 2, полученной выделением из него части 1. Как следует из теоремы Томсона [Л. 1], при произвольных форме и расположении проводников 1 и 3 (рис. 1,а) энергия электростатического поля, возбуждаемого зарядом проводника 1, при внесении проводника 3 меньше, чем в отсутствие 3. Если, в частности, расположить проводник 3 таким образом, чтобы он дополнил проводник 1 до проводника 2 (рис. 1,б), после чего электрически соединить 1 и 3, то в результате перераспределения заряда Q энергия еще более уменьшится. Следовательно, $\frac{Q^2}{2C_1} > \frac{Q^2}{2C_2}$, откуда и

следует требуемое неравенство³ для емкостей C_1 и C_2 .

Таким образом, рассматривая проводник с искомой емкостью C_0 как часть некоторого другого проводника с известным значением емкости, можно получить верхнюю оценку для C_0 . Точно так же, выделяя в проводнике с искомой емкостью какую-либо часть в виде проводника с известной емкостью, можно получить нижнюю оценку для C_0 . Точность этих оценок оказывается тем более высокой, чем ближе поверхность рассматриваемой части к поверхности всего проводника. Поэтому для проводников различных типов применяют различные способы выделения или добавления частей. Некоторые из этих способов иллюстрируются приведенными в дальнейшем примерами.

¹ За исключением, разумеется, замкнутых оболочек, обтекающих, как известно, той же емкостью, что и сплошные проводники с той же внешней поверхностью.

² Идея приведенного доказательства принадлежит Л. А. Цейтлину.

³ Это неравенство может быть представлено, естественно, и в виде соотношения между функционалами, выражающими емкости C_1 и C_2 через нормальные производные потенциала электростатического поля. Математическое доказательство такого соотношения потребовало бы использования специального аппарата теории потенциала [Л. 10].

Второй из рассматриваемых простейших методов — метод симметризации — основан на использовании сформулированного в [Л. 2] утверждения о том, что емкость любого уединенного проводника, отличного по форме от шара или диска, больше емкости проводника, полученного из данного путем симметризации (т. е. такого геометрического преобразования, при котором тело приводится к виду, симметричному относительно некоторой плоскости или оси). Это утверждение позволяет установить нижнюю границу емкости уединенного проводника произвольной формы, располагая значением емкости какого-либо проводника, полученного из данного путем симметризации (методика таких оценок изложена в [Л. 3]). При этом в ряде случаев возникает необходимость в многократной последовательной симметризации проводников (до тех пор, пока симметризованный проводник не совпадает по форме с каким-либо проводником с известной емкостью). Однако с увеличением числа симметризаций точность нижней оценки емкости данного проводника понижается. В предельном случае при бесконечном числе симметризаций любое тело преобразуется в шар того же объема, а любая пластина — в равновеликий диск.

Это приводит к следующим общим неравенствам:

для емкости произвольного уединенного проводника, объемом V

$$\frac{C_0}{\epsilon} \geq 2 \sqrt[3]{6\pi^2 V} \approx 7,7954 \sqrt[3]{V}; \quad (1)$$

для емкости произвольной пластины с односторонней площадью S

$$\frac{C_0}{\epsilon} \geq 8 \sqrt{\frac{S}{\pi}} \approx 4,5134 \sqrt{S}. \quad (2)$$

Менее известным является прямой метод оценки емкости, который может быть назван методом интегральных геометрических параметров. Он позволяет дать верхнюю оценку емкости проводников в форме выпуклых тел и основан на использовании следующего неравенства⁴ [Л. 2] и [Л. 4]:

$$\frac{C_0}{\epsilon} \leq \frac{2M\gamma}{\ln \left(\frac{1+\gamma}{1-\gamma} \right)}, \quad (3)$$

где $M = \oint H dS$ — интегральный геометрический параметр, называемый константой Минковского; S — поверхность тела (а также площадь этой поверхности); $H(S)$ — средняя кривизна в произвольной точке поверхности тела; $\gamma = \sqrt{1 - \frac{4\pi S}{M^2}}$.

Константа M имеет размерность длины и может быть найдена при любой заданной форме поверхности S . Необходимые при этом выражения для средней кривизны некоторых простейших поверхностей приведены в табл. 1, а в общем случае определяются известными формулами дифференциальной геометрии [Л. 5].

⁴ Равенство достигается только в случае сферы.

Располагая выражениями для средней кривизны, можно вычислить константу M путем интегрирования H либо по всей поверхности проводника, либо по отдельным ее участкам. В последнем случае величина M определяется как сумма значений M_i , найденных для отдельных участков.

В частном случае для пластин, ограниченных произвольным выпуклым контуром, $M = \frac{1}{2} \pi L$ (L — периметр контура), и неравенство (3) принимает вид:

$$\frac{C_0}{\epsilon} < \frac{\pi L \gamma}{\ln \left(\frac{1+\gamma}{1-\gamma} \right)}, \quad (4)$$

где $\gamma = \sqrt{1 - \frac{32S}{\pi L^2}}$; S — односторонняя площадь рассматриваемой пластины.

Формула (4) позволяет получить верхнюю оценку емкости пластины непосредственно по ее площади и периметру, однако относительная погрешность такой оценки оказывается, как правило, более высокой, чем для объемных тел.

Совместное использование рассмотренных методов позволяет во многих случаях получить двусторонние оценки величины емкости проводников с точностью, достаточной при инженерных расчетах. Ниже приведены некоторые характерные примеры таких оценок для проводников, строгий расчет емкости которых связан с трудностями принципиального характера. В каждом из этих случаев приведено сопоставление данных численных оценок емкости рассмотренными методами и найдено приближенное ее значение как среднее гармоническое⁵ наиболее точных верхней и нижней оценок.

1. Рассмотрим проводник бочкообразной формы, образованный сечением шара двумя параллельными плоскостями, равноотстоящими от центра (рис. 2). Численный расчет емкости такого проводника выполнен в статье [Л. 7], по результатам которой может быть получена следующая приближенная формула для емкости:

$$\frac{C_0}{4\pi\epsilon a} \approx 0,6490 + (0,6996 + 0,7932\theta^3) \theta - (0,1359 + 0,7807\theta + 0,2294\theta^3) \theta^2, \quad (5)$$

где $\theta = \arcsin h/a$.

Дадим теперь оценку емкости того же проводника рассмотренными выше методами.

Пользуясь методом частей, можно получить наиболее простые оценки искомой емкости, сопоставляя ее с емкостями вписанной (радиусом h) и описанной (радиусом a) сфер. Это непосред-

⁵ Средним гармоническим чисел a и b называют, как известно, величину $\frac{2ab}{a+b}$. Как показано в [Л. 6], выбор в качестве приближенного значения искомой величины среднего гармонического ее верхнего и нижнего пределов обеспечивает минимум относительной погрешности в данном интервале (в рассматриваемых ниже примерах эти интервалы ограничены значениями, выделенными в табл. 2—5 жирным шрифтом).

Таблица 1

Вид поверхности или линии	H	M_i
Плоскость	0	0
Часть S сферы радиуса a	$\frac{1}{a}$	$\frac{S}{a}$
Часть S боковой поверхности прямого круглого цилиндра радиуса a	$\frac{1}{2a}$	$\frac{S}{2a}$
Боковая поверхность прямого круглого конуса высотой h с углом α при вершине (между высотой и образующей)	$\frac{1}{2\rho \operatorname{tg} \alpha}$ (ρ — расстояние от вершины конуса)	πh
Линия L пересечения двух поверхностей под углом $\alpha(l)$, $\alpha < \pi$	∞	$\frac{1}{2} \int_L [\pi - \alpha(l)] dl$

венно приводит к следующему неравенству:

$$\frac{h}{a} < \frac{C_0}{4\pi\epsilon a} < 1, \quad (6)$$

которое дает достаточно точные оценки емкости лишь при значениях h/a , близких к единице. Поэтому при малых значениях h/a более целесообразно сопоставить искомую емкость с емкостями вписанного (радиусом $R = \sqrt{a^2 - L^2}$) и описанного (радиусом $R = a$) прямых круглых цилиндров высотой $2h$.

Если воспользоваться для определения емкости прямого круглого цилиндра приближенной формулой [Л. 7 и 8]

$$C \approx 4\pi\epsilon R \left[0,6372 + 0,5535 \left(\frac{h}{R} \right)^{0,76} \right],$$

дающей при $0 \leq \frac{h}{R} \leq 8$ относительную погрешность

$\delta < 0,2\%$, то для емкости рассматриваемого тела может быть получено при таком сопоставлении следующее неравенство⁶:

$$\sqrt{1 - \left(\frac{h}{a} \right)^2} \left\{ 0,6244 + 0,5424 \left[\frac{\frac{h}{a}}{\sqrt{1 - \left(\frac{h}{a} \right)^2}} \right]^{0,76} \right\} < \frac{C_0}{4\pi\epsilon a} < < 0,6499 + 0,5646 \left(\frac{h}{a} \right)^{0,76}. \quad (7)$$

⁶ При $h/a=0$ рассматриваемый проводник вырождается в круглый диск; в этом случае по методу частей можно получить следующую предельную нижнюю оценку емкости:

$$\frac{C_0}{4\pi\epsilon a} > \frac{2}{\pi} \approx 0,6366.$$

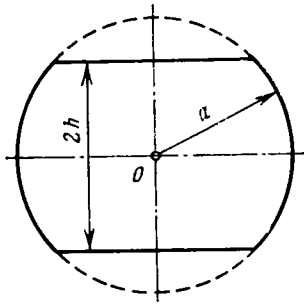


Рис. 2.

Применяя для оценки емкости того же проводника метод симметризации, с помощью (1) получаем следующее неравенство

$$\frac{C_0}{4\pi\epsilon a} > \frac{7,7954}{4\pi} \sqrt[3]{\frac{2\pi}{3} \left[3 \frac{h}{a} - \left(\frac{h}{a} \right)^3 \right]} \approx 0,794 \sqrt[3]{3 \frac{h}{a} - \left(\frac{h}{a} \right)^3}. \quad (8)$$

Пользуясь, наконец, методом интегральных геометрических параметров, применим формулу (3), где в данном случае

$$M = 2\pi a \left[2 \frac{h}{a} + \sqrt{1 - \left(\frac{h}{a} \right)^2} \arccos \frac{h}{a} \right];$$

$$S = 2\pi a^2 \left[1 + 2 \frac{h}{a} - \left(\frac{h}{a} \right)^2 \right];$$

$$\gamma = \sqrt{1 - \frac{2 \left[1 + 2 \frac{h}{a} - \left(\frac{h}{a} \right)^2 \right]}{\left[2 \frac{h}{a} + \sqrt{1 - \left(\frac{h}{a} \right)^2} \arccos \frac{h}{a} \right]^2}}.$$

Результаты численных оценок емкости рассматриваемого проводника с помощью всех приведенных выше соотношений представлены в табл. 2. Приведенное в той же таблице среднее гармоническое наиболее точных верхней и нижней оценок (выделены жирным шрифтом) позволяет определить емкость рассматриваемого проводника с погрешностью δ , наибольшее значение которой достигается, как видно, при $h/a = 0,4$ и не превышает 4,4%. Что касается результатов, полученных в [Л. 7], то, как следует из табл. 2, они достаточно близки к приведенным данным.

2. Дадим оценку емкости осесимметричного проводника в форме полусфероиды с радиусом осно-

вания a и высотой b . В частном случае при $a=b$ рассматриваемый проводник принимает форму полушара и его емкость определяется известным точным выражением

$$\frac{C_0}{4\pi\epsilon a} = 1 - \frac{\sqrt{3}}{3} \approx 0,8458.$$

Рассмотрим теперь более общие случаи, когда $b < a$ (сжатый полусфероид) или $b > a$ (вытянутый полусфероид).

В первом случае, пользуясь методом частей, сопоставим емкости сжатого полусфероиды, полушаров радиусов a и b и прямого круглого цилиндра радиуса a и высотой b соответственно. Тогда для емкости рассматриваемого проводника можно записать

$$0,8458 \frac{b}{a} < \frac{C_{сж}}{4\pi\epsilon a} < 0,8458, \quad (9)$$

а для емкости вытянутого полусфероиды справедливо неравенство

$$0,8458 < \frac{C_{выт}}{4\pi\epsilon a} < 0,6499 + 0,5646 \left(\frac{b}{2a} \right)^{0,76}. \quad (10)$$

Применяя для оценки емкости тех же проводников метод симметризации, произведем их плоскую симметризацию относительно основания. Тогда при $\frac{b}{a} \neq 2$ рассматриваемые проводники примут форму сфероидов с полуосями a и $\frac{b}{2}$, а при $\frac{b}{a} = 2$ — шара радиуса a . Поэтому, пользуясь известными выражениями для емкости сжатого и вытянутого сфероидов, непосредственно получаем следующие нижние оценки для емкости рассматриваемых проводников:

$$\frac{C_0}{4\pi\epsilon a} > \begin{cases} \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{b}{2a} \right)^2}}{\arccos \frac{b}{2a}} & \text{при } \frac{b}{a} < 2; \\ \text{при } \frac{b}{a} = 2; \\ \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\left(\frac{b}{a} \right)^2 - 4}}{\ln \left[\frac{\frac{b}{a} + \sqrt{\left(\frac{b}{a} \right)^2 - 4}}{2} \right]} & \text{при } \frac{b}{a} > 2. \end{cases} \quad (11)$$

Таблица 2

Отношение h/a	Нижние оценки $C_0/4\pi\epsilon a$		Верхние оценки $C_0/4\pi\epsilon a$		Значения $C_0/4\pi\epsilon a$, вы- численные по (5)	$\left(\frac{C_0}{4\pi\epsilon a} \right)$ гарм. ср	$\delta, \%$
	по (7)	по (8)	по (7)	по (3)			
0,1	0,7154	0,531	0,7480	0,7901	0,7188	0,7313	2,2
0,2	0,7706	0,667	0,8161	0,8392	0,7785	0,7927	2,9
0,3	0,8104	0,7641	0,8760	0,8797	0,8338	0,8419	3,9
0,4	0,8370	0,8284	0,9313	0,9142	0,8797	0,8739	4,4
0,5	0,8501	0,8829	0,9833	0,9422	0,9164	0,9116	3,2
0,6	0,8482	0,9256	1,0328	0,9631	0,9454	0,944	2,0
0,7	0,8274	0,9581	1,0804	0,9790	0,9640	0,9684	1,1
0,8	0,7796	0,9811	1,1264	0,9912	0,9876	0,9861	0,5
0,9	0,6824	0,9953	1,1710	0,9983	1,009	0,9968	0,2

Применяя теперь метод интегральных геометрических параметров, вычислим сначала константы Минковского для полусфероиды.

Представляя сфероидальную поверхность в параметрическом виде $r = a \cos u$; $z = b \sin u$, где r, z — цилиндрические координаты, выразим среднюю кривизну в произвольной точке этой поверхности через коэффициенты первой и второй квадратичных форм для сфероиды. Тогда

$$H(u) = \frac{1}{2} \frac{a^2 b (1 + \sin^2 u) + b^3 \cos^2 u}{a (a^2 \sin^2 u + b^2 \cos^2 u)^{3/2}},$$

и соответственно для сфероидальной части поверхности проводника константа Минковского имеет вид:

$$M_1 = \pi \left[a^2 b \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{(1 + \sin^2 u) \cos u du}{a^2 \sin^2 u + b^2 \cos^2 u} + b^3 \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\cos^3 u du}{a^2 \sin^2 u + b^2 \cos^2 u} \right]$$

Выполняя интегрирование и суммируя полученное выражение с величиной $M_2 = \frac{\pi^2 a}{2}$ (значение константы M на линии пересечения сфероидальной поверхности с основанием), находим, что

$$M = \begin{cases} \pi a \left[\frac{\pi}{2} + \frac{b}{a} + \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2}} \times \right. \\ \left. \times \arctg \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2}}{\frac{b}{a}} \right] \text{ при } \frac{b}{a} < 1; \\ \pi a \left[\frac{\pi}{2} + \frac{b}{a} + \frac{1}{2\sqrt{\left(\frac{b}{a}\right)^2 - 1}} \times \right. \\ \left. \times \ln \frac{\frac{b}{a} + \sqrt{\left(\frac{b}{a}\right)^2 - 1}}{\frac{b}{a} - \sqrt{\left(\frac{b}{a}\right)^2 - 1}} \right] \text{ при } \frac{b}{a} > 1. \end{cases}$$

Площадь рассматриваемой поверхности

$$S = \pi a^2 + 2\pi a \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos u \sqrt{a^2 \sin^2 u + b^2 \cos^2 u} du.$$

Отсюда

$$S = \begin{cases} \pi a^2 \left[2 + \frac{\left(\frac{b}{a}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2}} \ln \frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2}}{\frac{b}{a}} \right] \text{ при } \frac{b}{a} < 1, \\ \pi a^2 \left[2 + \frac{\left(\frac{b}{a}\right)^2}{\sqrt{\left(\frac{b}{a}\right)^2 - 1}} \arcsin \frac{\sqrt{\left(\frac{b}{a}\right)^2 - 1}}{\frac{b}{a}} \right] \text{ при } \frac{b}{a} > 1. \end{cases}$$

Таблица 3

Отношение b/a	Нижние оценки $C_0/\epsilon a$		Верхняя оценка $C_0/\epsilon a$	$\left(\frac{C_0}{\epsilon a}\right)_{\text{гарм.ср}}$	$\delta, \%$
	по (9)	по (11)	по (3) и (9)		
0,1	1,0629	8,2693	9,2555	8,7307	5,66
0,2	2,1257	8,5022	9,3772	8,9183	4,89
0,3	3,1886	8,7481	9,5274	9,1211	4,26
0,4	4,2514	8,9909	9,7035	9,3336	3,81
0,5	5,3141	9,2304	9,896	9,5516	3,48
0,6	6,3772	9,4677	10,1021	9,7746	3,24
0,7	7,440	9,7022	10,3166	10,0	3,07
0,8	8,5029	9,9347	10,5344	10,2258	2,93
0,9	9,5657	10,1644	10,6286	10,4561	2,87

Таблица 4

Отношение b/a	Нижняя оценка $C_0/\epsilon a$ по (11)	Верхняя оценка $C_0/\epsilon a$		$\left(\frac{C_0}{\epsilon a}\right)_{\text{гарм.ср}}$	$\delta, \%$
		по (10)	по (3)		
2	12,5664	15,2619	13,3401	12,9417	2,99
3	14,5983	17,8225	15,6267	15,095	3,4
4	16,5272	20,1822	17,8165	17,1476	3,75
5	18,3772	22,4028	19,9174	19,1163	4,02
6	20,1633	24,5186	21,9404	21,0143	4,22
7	21,8973	26,551	23,9141	22,8613	4,4
8	23,5867	28,5146	25,811	24,6488	4,5
9	25,2375	30,4201	27,6698	26,3977	4,6
10	26,8548	32,2753	29,4864	28,1091	4,67

Найденные выражения для M и S позволяют найти значение параметра γ в формуле (3) и тем самым получить верхнюю оценку емкости при любом заданном отношении b/a .

Данные численных оценок емкости всеми рассмотренными методами приведены в табл. 3 (для проводника в форме сжатого полусфероида) и в табл. 4 (для вытянутого полусфероида). Как видно, наиболее точные результаты дают в данном случае метод симметризации и метод интегральных геометрических параметров. Среднее гармоническое полученных этими методами оценок при каждом значении b/a определяет искомую емкость с погрешностью δ , величины которой также указаны в табл. 3 и 4 и, как видно, не превышают 6% при $0,1 < b/a < 10$, причем наименьшие значения δ ($\approx 2\%$) достигаются при $b/a \rightarrow 1$.

3. Рассмотрим проводник в форме эллиптического цилиндра с высотой h и полуосями основания a и b ($a > b$). Точный расчет емкости такого проводника наталкивается на существенные трудности. Дадим поэтому приближенную численную оценку этой величины рассмотренными выше методами.

Пользуясь методами частей, сопоставим емкость рассматриваемого проводника с емкостями вписанного (радиусом b) и описанного (радиусом a) прямых круглых цилиндров. Это непосредственно приводит к следующим неравенствам:

$$\frac{b}{a} \left[0,6244 + 0,5424 \left(\frac{h}{a} \right)^{0,78} \right] < \frac{C_0}{4\pi\epsilon a} < 0,6499 + 0,5646 \left(\frac{h}{a} \right)^{0,78}. \quad (12)$$

Близкое по структуре неравенство может быть получено и с помощью метода симметризации. Производя круговую симметризацию рассматриваемого цилиндра с осью, параллельной его образующей, получим симметризованное тело в форме прямого круглого цилиндра с радиусом $R = \sqrt{ab}$.

Отсюда непосредственно следует, что

$$\frac{C_0}{4\pi\epsilon a} > \sqrt{\frac{b}{a}} \left[0,6244 + 0,5424 \left(\frac{h}{a} \sqrt{\frac{a}{b}} \right)^{0,76} \right]. \quad (13)$$

Воспользуемся теперь неравенством (3), для чего вычислим входящие в него величины M и γ . Вводя параметрические уравнения направляющей рассматриваемого цилиндра $x = a \cos t$, $y = b \sin t$, получаем следующее выражение для кривизны в произвольной точке направляющей:

$$K(t) = \frac{ab}{(a^2 \sin^2 t + b^2 \cos^2 t)^{3/2}}.$$

Тогда средняя кривизна в произвольной точке поверхности цилиндра

$$H(t) = \frac{1}{2} K(t)$$

и константа M_1 на образующей поверхности цилиндра определится выражением

$$M_1 = 4abh \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{dt}{a^2 \sin^2 t + b^2 \cos^2 t} = 2\pi h,$$

а на линии пересечения этой поверхности с основанием

$$M_2 = \frac{1}{2} \frac{\pi}{2} 4aE \left[\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a} \right)^2} \right],$$

где E — полный эллиптический интеграл второго рода с модулем $\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a} \right)^2}$.

Таким образом,

$$M = M_1 + 2M_2 = 2\pi a \left\{ \frac{h}{a} + E \left[\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a} \right)^2} \right] \right\}.$$

Вычисляя затем площадь поверхности рассматриваемого проводника, получаем

$$S = 2a^2 \left\{ \frac{b}{a} + 4 \frac{h}{a} E \left[\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a} \right)^2} \right] \right\}.$$

Тогда в соответствии с (3) имеем

$$\frac{C_0}{4\pi\epsilon a} < \frac{\left\{ \frac{h}{a} + E \left[\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a} \right)^2} \right] \right\} \gamma}{\ln \left(\frac{1+\gamma}{1-\gamma} \right)}, \quad (14)$$

где

$$\gamma = \sqrt{1 - \frac{2 \left\{ \pi \frac{a}{b} + 4 \frac{h}{a} E \left[\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a} \right)^2} \right] \right\}}{\pi \left\{ \frac{h}{a} + E \left[\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a} \right)^2} \right] \right\}^2}}.$$

Таблица 5

Отношение b/a		Нижняя оценка $C_0/4\pi\epsilon a$		Верхняя оценка $C_0/4\pi\epsilon a$		$\left(\frac{C_0}{4\pi\epsilon a} \right)_{\text{гарм. ср}}$	$\delta, \%$
		по (12)	по (13)	по (12)	по (14)		
0,25	$\frac{h}{a} = 0,25$	0,2034	0,4723	0,8468	0,5824	0,5216	10,4
	$\frac{h}{a} = 0,50$	0,2362	0,5834	0,9833	0,7170	0,6433	10,3
	$\frac{h}{a} = 1,0$	0,2917	0,7715	1,2145	0,9441	0,8491	10,1
0,50	$\frac{h}{a} = 0,25$	0,4068	0,6155	0,8468	0,687	0,6493	5,5
	$\frac{h}{a} = 0,50$	0,4724	0,7362	0,9833	0,8165	0,7743	5,2
	$\frac{h}{a} = 1,0$	0,5834	0,9406	1,2145	1,0419	0,9887	5,1
0,75	$\frac{h}{a} = 0,25$	0,6102	0,7234	0,8468	0,7868	0,7538	4,2
	$\frac{h}{a} = 0,50$	0,7086	0,8501	0,9833	0,9163	0,8819	3,7
	$\frac{h}{a} = 1,0$	0,8751	1,0647	1,2145	1,1447	1,1032	3,6

Результаты полученных таким образом численных оценок емкости рассматриваемого проводника представлены в табл. 5, где указано также среднее гармоническое наиболее точных верхних и нижних оценок при каждом выбранном значении b/a и h/a .

На основании этих результатов может быть предложена следующая приближенная формула для емкости рассматриваемого проводника

$$\begin{aligned} \frac{C_0}{4\pi\epsilon a} \approx & \frac{\gamma \sqrt{\frac{b}{a}} \left\{ \frac{h}{a} + E \left[\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a} \right)^2} \right] \right\}}{\left\{ \frac{h}{a} + E \left[\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a} \right)^2} \right] \right\} \gamma +} \times \\ & \times \left[1,2488 + 1,0848 \left(\frac{h}{a} \sqrt{\frac{a}{b}} \right)^{0,76} \right] \times \\ & \times \frac{1}{1 + \ln \left(\frac{1+\gamma}{1-\gamma} \right) \sqrt{\frac{b}{a}} \left[0,6244 + 0,5424 \left(\frac{h}{a} \sqrt{\frac{a}{b}} \right)^{0,76} \right]}, \end{aligned} \quad (15)$$

где γ определяется тем же выражением, что и в (14).

Погрешность δ приведенной формулы в выбранном диапазоне значений b/a и h/a указана в табл. 5 и, как видно, заметно убывает с увеличением b/a и h/a .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Электродинамика сплошных сред. — М.: ГИТТЛ, 1957.
2. Поля Г., Серё Г. Изопериметрические неравенства в математической физике. — М.: Физматгиз, 1962.
3. Иосель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. — М.: Энергия, 1969.

Комплекс программ для идентификации и оперативных расчетов потоков мощности по межсистемным сечениям электрообъединений

ИЛЬИН В. Д., КУРОВ Б. Н., кандидаты техн. наук, БАТАЛОВ А. Г., инж.

Важной составной частью программного обеспечения автоматизированной системы диспетчерского управления являются программы, позволяющие решать задачи, связанные с оперативной проработкой режимов энергообъединений в условиях неполноты исходной информации.

В объединенном диспетчерском управлении энергообъединением Юга (ОДУ Юга) используется комплекс программ, предназначенный для построения моделей нормальных установившихся режимов электрической сети методом идентификации [Л. 1], получения на основе этих моделей оценок потоков мощности по межсистемным сечениям и последующей коррекции оценок с целью достижения целочисленного баланса для всех энергосистем (ЭС), входящих в энергообъединение (ОЭС). Отметим, что предлагаемый подход требует совпадения схемы, для которой построена модель, со схемой, для которой предстоит выполнить расчет потоков мощности по межсистемным сечениям.

Данная статья является тематическим продолжением [Л. 1], где при решении задачи идентификации были учтены условия баланса для ЭС. Однако при расчете начальных оценок потоков с использованием уравнений идентифицированной модели условия баланса выполняются только в среднем. Практика оперативного управления требует выполнения условий целочисленного баланса при каждом конкретном расчете, а не только в среднем. Решению задачи коррекции начальных оценок потоков для достижения целочисленного баланса и краткой характеристике комплекса программ посвящена настоящая статья.

Задача коррекции начальных оценок потоков мощности по межсистемным сечениям для выполнения условий баланса. Рассмотрим ОЭС, включающее несколько ЭС, которые соединены совокупностью ВЛ между собой, а также с ЭС соседних ОЭС. Совокупность ВЛ, связывающих две ЭС, будем в дальнейшем называть межсистемным сечением, а совокупность ВЛ, связывающих ЭС рассматриваемого ОЭС с ЭС соседнего, — внешней связью. В процессе оперативной проработки режимов и диспетчерского управления требуется определять потоки мощности по межсистемным сечениям, соответствующие заданным значениям потребления и покрытия ЭС и потокам мощности по внешним связям. Фактическая информация о значениях потребления и покрытия ЭС, о потоках мощности по межсистемным сечениям и внешним связям за несколько суток используется для построения идентифицированной модели [Л. 1]. Модель представляет собой совокупность уравнений статистической связи вида:

$$y_i = \sum_{j=1}^k a_{ij}x_j + \sum_{j=1}^k b_{ij}v_j + \sum_{s=1}^m c_{is}w_s, \quad i = \overline{1, n}, \quad (1)$$

где n — число межсистемных сечений ОЭС; m — число внешних связей; k — число ЭС, входящих в ОЭС; $\bar{y} = \{y_1, y_2, \dots$

$\dots, y_n\}$ — потоки мощности по межсистемным сечениям; $\bar{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_k\}$ — потребление ЭС; $\bar{v} = \{v_1, v_2, \dots, v_k\}$ — покрытие ЭС; $\bar{w} = \{w_1, w_2, \dots, w_m\}$ — потоки мощности по внешним связям; $\bar{a}_i = \{a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{ik}\}$; $\bar{b}_i = \{b_{i1}, b_{i2}, \dots, b_{ik}\}$; $\bar{c}_i = \{c_{i1}, c_{i2}, \dots, c_{im}\}$ — параметры идентифицированной модели.

Для определения потоков мощности по межсистемным сечениям требуется задать значения \bar{X} , \bar{v} и \bar{w} , соответствующие интересующему нас интервалу времени в будущем. По уравнениям (1) отыскиваются начальные оценки потоков $\bar{y}^* = \{y_1^*, y_2^*, \dots, y_n^*\}$. Найденные оценки, однако, не обеспечивают выполнения условий баланса мощности для каждой ЭС.

Условие баланса для j -й ЭС имеет следующий вид:

$$v_j - x_j + \sum_{i=1}^n \gamma_{ji}y_i + \sum_{s=n+1}^{n+m} \gamma_{js}w_s = 0, \quad j = \overline{1, k}, \quad (2)$$

где γ_{ji} и γ_{js} — элементы прямоугольной $[k \times (n+m)]$ матрицы инцидентности электрической сети, задающие ее расчетную схему и принимающие следующие значения: 1 — при условно выбранном направлении потока к j -й ЭС; -1 — при обратном направлении; 0 — в случае, если i -е (или s -е) сечение не примыкает к j -й ЭС.

Если вместо \bar{y} в равенство (2) подставить \bar{y}^* , то оно нарушится.

Поставим своей целью отыскание таких скорректированных значений межсистемных потоков $y_1^0, y_2^0, \dots, y_n^0$, которые бы удовлетворяли условиям (2) и доставляли минимум следующей функции:

$$\Phi(y_1, y_2, \dots, y_n) = \max \left\{ \frac{|y_1 - y_1^*|}{d_1}, \frac{|y_2 - y_2^*|}{d_2}, \dots, \frac{|y_n - y_n^*|}{d_n} \right\},$$

где

$$d_i = \begin{cases} |y_i^*|, & \text{если } y_i^* \neq 0; \\ 1, & \text{при } y_i^* = 0, \quad i = \overline{1, n}. \end{cases}$$

Учитывая, что

$$\frac{|y_i - y_i^*|}{d_i} = \max \left\{ \frac{y_i - y_i^*}{d_i}, \frac{y_i^* - y_i}{d_i} \right\}$$

и обозначая

$$\xi_i = \frac{y_i}{d_i}, \quad \xi_i^* = \frac{y_i^*}{d_i}, \quad i = \overline{1, n},$$

запишем формулировку задачи в следующем виде.

4. Szego G. Über einige neue Extremaleigenschaften der Kugel. — Mathematische Zeitschrift, 1931, № 33.

5. Бляшке В. Дифференциальная геометрия. — М.—Л.: ОНТИ, 1935.

6. Polya G. On the harmonic mean of two numbers. — American Math. Monthly, 1950, № 57.

7. Гринштейн Б. П. Емкость проводящего бочкообразного тела, образованного сечением шара двумя параллельными

плоскостями. — Радиотехника и электроника, 1970, вып. 15, № 2.

8. Smythe W. R. Charged right circular cylinder. — Journ. Appl. Phys., 1956, vol. 27, № 8.

9. Smythe W. R. Charged right circular cylinder. — Journ. Appl. Phys., 1962, vol. 33, № 10.

10. Курант Р. Уравнения с частными производными. — М.: Мир, 1964.

Минимизировать по $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n$ функцию

$$F(\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n) = \max \{ \xi_1 - \xi_1^*, \xi_1^* - \xi_1, \dots, \xi_n - \xi_n^*, \xi_n^* - \xi_n \} \quad (3)$$

при выполнении ограничений

$$v_j - x_j + \sum_{i=1}^n \gamma_{ji} d_i \xi_i + \sum_{s=n+1}^{n+m} \gamma_{js} w_s = 0, \quad j = \overline{1, k}.$$

Сформулированная задача является линейной минимаксной задачей с ограничениями и может быть сведена к задаче линейного программирования. Учитывая, что алгоритмы решения задач линейного программирования оперируют с неотрицательными переменными, введем следующие соотношения:

$$\xi_i = u_i - u_{n+1}, \text{ где } u_i \geq 0; u_{n+1} \geq 0, i = \overline{1, n}.$$

Тогда эквивалентная задаче (3) задача линейного программирования будет иметь следующую формулировку.

Минимизировать u_{n+2} при ограничениях

$$\left. \begin{aligned} u_i - u_{n+1} - \xi_i^* - u_{n+2} &\leq 0; \\ \xi_i^* - u_i + u_{n+1} - u_{n+2} &\leq 0; \\ v_j - x_j + \sum_{i=1}^n [\gamma_{ji} d_i (u_i - u_{n+1})] + \sum_{s=n+1}^{n+m} \gamma_{js} w_s &= 0, \quad j = \overline{1, k}; \\ u_i &\geq 0; u_{n+1} \geq 0; u_{n+2} \geq 0, \quad i = \overline{1, n}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Для решения задачи (4) применена процедура линейного программирования, реализующая двухфазный симплексный алгоритм [Л. 2]. В практике диспетчерского управления используются целочисленные значения u_i , тогда как в результате решения задачи (4) и очевидного перехода от значений u_1, u_2, \dots, u_{n+1} к значениям y_1, y_2, \dots, y_n они не являются таковыми. Поэтому заключительный этап решения задачи коррекции состоит в округлении найденных значений y_i . После этого алгоритмически достигается выполнение условий (2) уже при целых значениях y_i . Заметим, что получение целочисленных значений y_i в оптимизационной процедуре не оправдано из-за заметного увеличения трудоемкости задачи и весьма незначительного уточнения решения.

Характеристика комплекса программ. Комплекс программ написан на языке Фортран-4 с небольшим числом модулей ввода — вывода на языке Ассемблер. Параметры комплекса рассчитаны на ОЭС, включающие до десяти ЭС, которые соединены не более, чем тридцатью межсистемными сечениями и имеют не более десяти внешних связей. Допускается расчет потоков мощности не более, чем на 24 ч. Предусмотрена возможность построения различных моделей вида (1), соответствующих, например, разным схемам основной контролируемой электрической сети или отличающимся типам дней для одной схемы сети.

При указанных параметрах для расчетов по комплексу требуется около 150 килобайт оперативной памяти и внешняя память на магнитном диске (НМД) в размере трех цилиндров по 36 килобайт каждый. Путем изменения операторов, описывающих массивы данных и форматы ввода — вывода, комплекс можно настроить на работу с большими значениями параметров ОЭС.

В комплексе предусмотрена организация дерева фаз с перекрытиями для выполнения следующих режимов работы: начальная загрузка; ввод наблюдений; ввод наблюдений с использованием архива задачи прогнозирования электропотребления; коррекция ранее введенных наблюдений; построение модели; оперативная заявка на расчет потоков по межсистемным сечениям с выполнением условий баланса.

Начальная загрузка. В этом режиме исходные данные об основной контролируемой схеме электрической сети записываются на НМД. Данные включают количество и наименование энергосистем, межсистемных сечений и внешних связей, а также матрицу инцидентов.

Ввод наблюдений. С перфокарт или экранного пульта вводятся наблюдения и записываются на НМД. Понятие наблюдения привязано к конкретной схеме. Например, для ОЭС Юга каждое наблюдение — это, совокупность почасовых значений потребления и покрытия девяти энергосистем, по-

токов мощности по четырем внешним связям и девятнадцати межсистемным сечениям. Кроме того, вводится дата (час, число, месяц), которой соответствует данное наблюдение. Число наблюдений, как правило, в 3—5 раз должно превышать число параметров модели (1). Если сумма хранящихся на НМД и вводимых наблюдений превышает заданное число, сохраняются самые свежие наблюдения, а наиболее старые стираются. Наблюдения вводятся с внутрипрограммным контролем. Контроль состоит, в частности, в определении принадлежности наблюдений конкретной схеме.

Коррекция наблюдений. В случае обнаружения ошибок в записанных на НМД наблюдениях имеется возможность их исправления. Для этого требуется указать дату корректируемого наблюдения и новые правильные данные. Кроме того, можно стереть произвольное число ошибочно введенных наблюдений и вставить заданное число пропущенных наблюдений.

Построение модели. На основании наблюдений, записанных на НМД, строится идентифицированная модель в виде уравнений статистической связи (1). Эта модель автоматически корректируется по мере появления новых наблюдений. В процессе построения и коррекции модели осуществляется статистический контроль наблюдений. Программно оценивается степень идентичности модели объекту и расчет потоков допускается только при удовлетворительном качестве оценки. В противном случае требуется ввести дополнительное число наблюдений с повторением процедуры построения модели.

Оперативная заявка на расчет по межсистемным сечениям с выполнением условий баланса. По заданной информации о потреблении и покрытии энергосистем и о потоках мощности по внешним связям для заданных часовых интервалов времени в будущем вычисляются потоки по межсистемным сечениям. Для расчета используются хранящиеся на НМД параметры модели. Итоговые значения потоков удовлетворяют условиям целочисленного баланса мощности для каждой из ЭС. Оперативные заявки могут быть выполнены для произвольной комбинации межсистемных сечений применительно к любому числу временных интервалов от одного до двадцати четырех включительно. Предусмотрена возможность выдачи результатов на экран и АЦПУ. Полный цикл расчета по комплексу программ для ОЭС Юга для девятнадцати межсистемных сечений на двадцать четыре часа вместе с операциями ввода — вывода занимает 15—20 мин. Больше всего времени процессора расходуется на получение модели. В режиме выполнения заявок, который является основным при оперативных расчетах, процессор занят всего несколько секунд. Без принципиальных изменений комплекс программ может эксплуатироваться на вычислительных машинах семейства ЕС.

Результаты эксплуатации комплекса программ в ОДУ Юга. Для характеристики точности расчетных значений межсистемных потоков, которые для большинства из девятнадцати сечений имеют реверсивный характер и изменяются в широких пределах, приведем данные за 10 подряд следующих суток (240 часовых интервалов). В 98% случаев (от общего числа 4560) расхождение между фактом и расчетом не превышало 10%. В диапазоне (0—3%) попало 36% результатов, в (3—5%)—26%, в (5—10%)—26%, в (10—15%)—6%, в (15—20%)—5,6%. Только в 0,4% случаев разность между фактическими и вычисленными значениями была более 20%. Здесь, однако, следует заметить, что величина отклонения в мегаваттах в этих самых неблагоприятных случаях лежит, как правило, в пределах 50 МВт. Рост величин ошибок вызван близостью к нулю фактических значений потоков.

Результаты эксплуатации в ОДУ Юга позволяют заключить, что комплекс программ обеспечивает достаточную для целей диспетчерского управления точность оперативных расчетов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ильин В. Д., Куров Б. Н. Идентификация установившихся режимов электрической сети при управлении в условиях неполной информации. — Электричество, 1976, № 1, с. 18—22.
2. Kuester J. L., Mize J. H. Optimization techniques with FORTRAN. — New York: McGraw-Hill Book Company, 1973. — 528 p.

[25.02.80]

Области устойчивости при оптимизации качества электроэнергии

АВБАКУМОВ В. Г., канд. техн. наук, ВОЛОЦКИЙ А. М., инж.

Винницкий политехнический институт

Современные требования к электроснабжению народного хозяйства выдвигают задачу управления качеством электрической энергии на важное место в проблеме управления режимами электрических систем. Под управлением качеством электроэнергии здесь понимается целенаправленный процесс его улучшения, обеспечивающий соответствие качества электроэнергии требованиям стандарта или еще более жестким требованиям технологии. С математической точки зрения задача оптимального управления качеством электроэнергии состоит в отображении пространства состояний системы электроснабжения в пространство переменных управления, удовлетворяющих ограничениям при экстремальном значении оценочного функционала.

В динамических системах, каковыми и являются системы электроснабжения, должна реализовываться последовательность управлений, вырабатываемых каждый раз на основе принятых математических моделей. Если компоненты вектора состояния системы могут быть оценены точно, то сразу возникает задача выбора момента времени для очередного управления. Если информация о состоянии системы содержит ошибки измерения, то прежде решается задача оптимальной оценки состояния. Одним из возможных способов выбора момента очередного управления может быть достижение критериальной функцией некоторого порогового значения, через которое оценивается качество управления. Выбор порогового значения является, конечно, фактором субъективным.

Каждый из векторов управления в цепи последовательных управляющих воздействий, естественно, должен быть технически реализуемым вектором. Однако всегда будут иметь место ошибки в реализации вектора управления, связанные, к примеру, с дискретностью типоразмеров используемого оптимизационного оборудования (конденсаторы и др.). В этом случае возникает задача оценки допускаемой расстройки оптимального вектора управления при условии сохранения необходимого качества управления. Такую оценку также можно формировать посредством установления некоторого порогового значения критериальной функции.

Таким образом, на качество управления оказывают влияние как изменение входной информации за счет естественного движения параметров режима в системе и погрешностей измерения, так и неточность реализации вектора управления. Такое понимание ряд исследователей связывает с терминами «чувствительность» или «устойчивость» оптимальных решений [Л. 1 и 2].

Условимся под устойчивостью решения в задачах управления качеством электроэнергии понимать малые изменения критериальной функции относительно ее оптимального значения в ответ на малые изменения вектора состояния и (или) неточности реализации вектора управления. Как видно из этого определения, понятие устойчивости имеет относительный характер, однако можно дать и количественную оценку. Будем, следуя [Л. 2] считать решение устойчивым, если 5%-ное отклонение вектора состояния или вектора управления не приведут к значительному (не более 10%) изменению целевой функции.

При практическом использовании такого понятия устойчивости возникают вопросы выбора наиболее важного факто-

ра, входящего в векторы состояния или управления, с малым изменением которого связывается изменение целевой функции. Такой фактор должен выбираться применительно к конкретной задаче.

Иногда может оказаться целесообразным анализ устойчивости решения относительно вариации не одного, а нескольких компонентов. Таким образом, можно выделить в координатах этих факторов целые области устойчивых и неустойчивых решений, разделенных соответствующими гиперплоскостями на границах.

Рассмотрим технику анализа на устойчивость и выделения области устойчивости на численном примере.

Пример. Определим очередное управление $X^i = (I_{cAB}, I_{cBC}, I_{cCA})$ несимметричным режимом в узле сети 27,5 кВ на основе вектора текущего состояния

$$I = \begin{bmatrix} 154 \exp -j66^\circ 15'; \\ 45,3 \exp -j68^\circ 30'; \\ 198 \exp j114^\circ 24, \end{bmatrix}$$

используя математическую модель вида

$$\left. \begin{aligned} I_{II}(x) &\rightarrow \min; \\ B &\leq \operatorname{tg} \varphi_c(x) \leq A, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

и проанализируем решение на устойчивость. Примем структуру оптимизирующего устройства на основе несимметричного треугольника силовых реактивных элементов в соответствии с рис. 1.

В этом примере $I_{II}(x)$ — модуль тока обратной последовательности оптимизированного режима, $A; \operatorname{tg} \varphi_c(x)$ — коэффициент реактивной мощности компенсированной нагрузки фазы C; $I_{cAB}, I_{cBC}, I_{cCA}$ — управляемые переменные (токи по фазам оптимизирующего устройства), $A; A = -1,73, B = -8,14$ — отвечают нахождению $\cos \varphi_c(x)$ в диапазоне значений от 1 до 0,92.

Целью управления несимметричным режимом является его симметрирование. Критериальной функцией, адекватной цели, может выступать модуль тока обратной последовательности, ибо возникновение несимметричного режима узла нагрузки является следствием несимметрии токов.

Средством управления выступает оптимизирующее устройство рис. 1, способное осуществлять наряду с симметрированием режима и необходимую компенсацию реактивной мощности. Поэтому параметры этого устройства, представленные здесь токами I_{cAB}, I_{cBC} и I_{cCA} , являются управляемыми переменными. Поскольку принципиально возможно появление не емкостной, а индуктивной проводимости в фазах оптимизирующего устройства, введем следующее преобразование переменных:

$$\left. \begin{aligned} I_{cAB} &= x_1 - x_2; \\ I_{cBC} &= x_3 - x_4; \\ I_{cCA} &= x_5 - x_6. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Рассмотрим энергетический смысл модели (1). Модель требует минимизации тока обратной последовательности при обеспечении коэффициента реактивной мощности в фазе C в допустимых пределах. Ограничение коэффициента реактивной мощности предусмотрено лишь в одной фазе, так как аналогичные требования по углу в фазах A и B будут получаться автоматически из условия уравниваемости системы.

Поскольку двухстороннее ограничение на коэффициент реактивной мощности представлено неравенствами, переход к уравнениям требует введения еще двух фиктивных переменных — x_7 и x_8 .

В соответствии с математической моделью и исходными данными в фазных координатах, формализованная форма критериальной функции может быть получена на основе преобразования

$$\dot{I}_s = \dot{S} - j\dot{I} + \dot{S} - j\dot{I}^{cy},$$

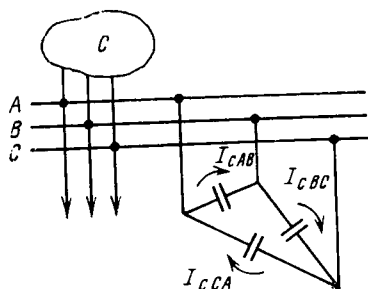


Рис. 1.

где

$$\dot{S} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{vmatrix}; \quad i^{CV} = \begin{vmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{vmatrix}; \quad a = \exp j120^\circ,$$

путем использования компоненты вектора \dot{I}_s , отвечающего току обратной последовательности.

Формализованная форма ограничений для фазы i вытекает из соотношения

$$\operatorname{tg} \varphi_i(x) = \frac{\operatorname{Im} \dot{I}_i(x)}{\operatorname{Re} \dot{I}_i(x)},$$

в котором $\operatorname{Im} \dot{I}_i(x)$ и $\operatorname{Re} \dot{I}_i(x)$ — соответственно мнимая и действительная части компенсированных токов в фазных координатах.

Таким образом, с учетом выходной информации получим модель (1):

$$\begin{aligned} & \begin{vmatrix} 76 \\ -76 \\ -343 \\ 343 \\ 270 \\ -270 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} X + \\ & + \frac{1}{2} X^T \begin{vmatrix} -2 & 2 & 1 & -1 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 2 & -2 & -1 & 1 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & -2 & 2 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 2 & -2 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -2 & 2 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & 2 & -2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} X \rightarrow \max; \\ & \begin{vmatrix} 0 & 0 & -8,14 & 8,14 & -4,94 & 4,94 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1,73 & -1,73 & 1,73 & -1,73 & 0 & 1 \end{vmatrix} X = \begin{vmatrix} 497 \\ 39 \end{vmatrix}. \end{aligned} \quad (3)$$

Как видно, (3) отражает задачу квадратичного программирования. Ее решение выпуклым симплексным алгоритмом Зангвилла [Л. 3] дает следующий вектор оптимального управления:

$$X' = (26,5; 0; 0; 114; 90,5; 0).$$

Управлению (4) будут отвечать следующие значения целевой функции, параметров оптимизирующего устройства и вектора состояния:

$$\begin{aligned} I_{II} &= 16,83 \text{ А}; \\ I_{CAV} &= 26,5 \text{ А}; \\ I_{CVC} &= -114 \text{ А}; \\ I_{CCA} &= 90,5 \text{ А}; \\ \dot{I} &= \begin{vmatrix} 102 \exp -j22^\circ 40' \\ 106 \exp -j142^\circ 20' \\ 102 \exp j97^\circ 25' \end{vmatrix} \end{aligned}$$

Обратимся к возможности технической реализации параметров симметрирующего устройства. Полученным токам по фазам несимметричного треугольника (рис. 1) при номинальном напряжении 27,5 кВ отвечает следующая установленная мощность:

$$\begin{aligned} Q_{AB} &= 715 \text{ квар (емкостная)}; \\ Q_{BC} &= 3078,0 \text{ квар (индуктивная)}; \\ Q_{CA} &= 2443,5 \text{ квар (емкостная)}. \end{aligned}$$

Далее необходимо задаться типом силового конденсатора с номинальными параметрами U_n , Q_n и перейти к числу последовательных и параллельных элементов в фазе. Таким же образом подбирается (или заказывается индивидуально) реактор. Но поскольку подобранные таким образом технически реализуемые параметры будут отличаться от расчетных, возникает необходимость исследования на устойчивость.

Проанализируем влияние на устойчивость полученного решения малых отклонений в реализации вектора управления.

Малые его отклонения можно характеризовать через изменения суммарной установленной мощности оптимизационной установки, нормы вектора управления или отдельных его компонентов. На рис. 2*, в частности, представлена зависимость значения целевой функции от изменения одного из компонентов вектора управления — тока I_{CVC} . Вариации его на $\pm 10\%$ относительно расчетной величины, принятой за единицу, позволили получить вывод о слабой связи целевой функции с изменениями тока I_{CVC} . Аналогичные зависимости имеют место и при вариации других составляющих оптимального плана. Полученная на рис. 2 зависимость позволяет интерпретировать решение (4) как устойчивое к малым отклонениям в реализации вектора управления.

Рассмотрим влияние на устойчивость малых изменений вектора состояния, компоненты которого представляют собой входную информацию для модели (1). Изменение входной информации может характеризоваться отклонениями токов по фазам, мощности трехфазной системы или ее составляющих и т. д. На рис. 3 представлена зависимость значения целевой функции от изменения кажущейся мощности системы при неизменном векторе управления. Из рис. 3 следует, что оптимальное решение неустойчиво по отношению к изменению вектора состояния, и для поддержания необходимого качества управления очередное воздействие следует ввести в систему при изменении мощности на 2—3%.

Поскольку могут иметь место одновременные отклонения вектора состояния и управления, целесообразно выделить области устойчивости и неустойчивости оптимального решения. В зависимости от числа учитываемых факторов можно осуществить выделение областей по двум, трем и более параметрам.

Эту работу удобнее всего начать с построения границы устойчивости, причем выделения области устойчивости в плоскости двух параметров можно воспользоваться следующим алгоритмом.

1. Вычисляется оптимальное значение целевой функции $\Phi^*(A, X)$, где $A' = (a_1, a_2, \dots, a_n)$ — вектор состояния; $X' = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ — вектор управления.

2. Задается пороговое значение целевой функции $K, |K| \neq \Phi^*(A, X)$. Причем значение K принимается в соответствии с соображениями качества управления; например $1,05\Phi^*(A, X)$, $1,1\Phi^*(A, X)$ или $0,95\Phi^*(A, X)$, $0,9\Phi^*(A, X)$.

*) Величины, расположенные на осях в прямоугольной системе координат, приведены в относительных единицах при базисных значениях, равных соответствующим оптимальным компонентам векторов состояния или управления.

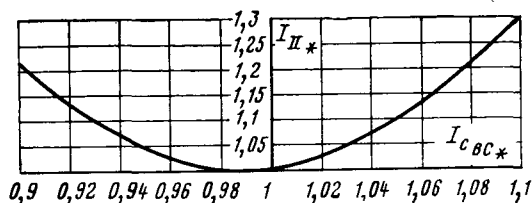


Рис. 2.

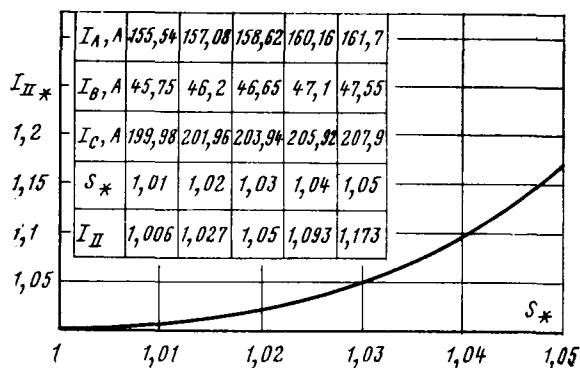


Рис. 3.

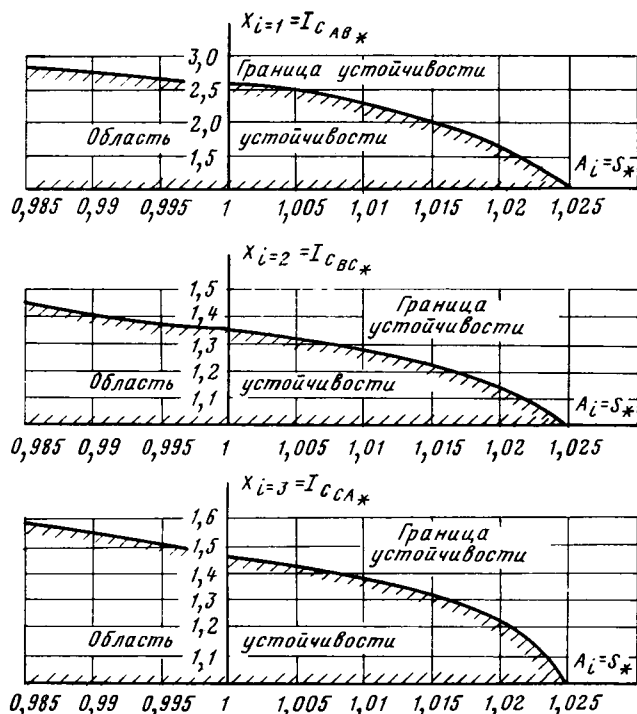


Рис. 4.

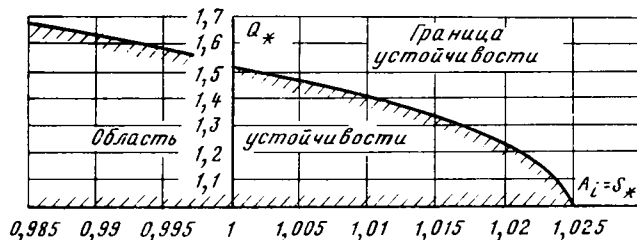


Рис. 5.

3. Задаются $A_i | \Phi(A_i, X) \leq K, i=1, 2, 3 \dots$. На этом шаге ряд значений вектора состояния A_i может получаться изменением всех или только части его компонентов, наиболее предпочтительных для анализа. Ясно, что изменение компонентов вектора состояния не может быть произвольным, а должно подчиняться электротехническим законам (например, уравновешенности в сетях с изолированной нейтралью и т. д.).

4. Вычисляется $\Phi(A_i, X), i=1, 2, 3 \dots$ — ряд значений целевой функции при изменяющемся векторе состояния, но при неизменном (оптимальном) значении вектора управления.

5. Вычисляется $M_i = K - \Phi(A_i, X), i=1, 2, 3 \dots$

6. По уравнению $M_i = \Phi(A_i, X_i)$ определяется $X_i, i=1, 2, 3 \dots$. Здесь из полученных корней уравнения требуется исключить лишние, лишние физического смысла.

7. В координатах A_i, X_i строится граница устойчивости,

$a_{i1} = S_*$	$\Phi(A_i, X)_*$	$K - \Phi(A_i, X)_*$	$X_{i1} = I_{CAV*}$	$X_{i2} = I_{CVC*}$	$X_{i3} = I_{CSA*}$
0,985	0,969	0,081	2,93	1,44	1,58
0,99	0,979	0,071	2,8	1,41	1,55
0,995	0,989	0,061	2,67	1,38	1,51
0,9975	0,994	0,056	2,6	1,37	1,49
1	1	0,05	2,52	1,35	1,46
1,0025	1,005	0,045	2,43	1,33	1,44
1,0075	1,015	0,035	2,27	1,29	1,4
1,01	1,02	0,03	2,17	1,27	1,37
1,015	1,03	0,02	1,95	1,22	1,31
1,02	1,04	0,01	1,67	1,15	1,24
1,025	1,05	0	1	1	1

координаты любой точки которой будут обеспечивать пороговое значение целевой функции.

Заметим, что изложенный алгоритм может быть построен несколько иначе. Принципиально возможно, задавшись рядом отклонений вектора управления, находить изменяющиеся значения вектора состояния, такие, что в совокупности обеспечивали бы значение целевой функции, равное пороговому значению. При таком подходе граница устойчивости будет точно повторяться.

Продemonстрируем работу этого алгоритма применительно к приведенной выше задаче. Построим границу и выделим области устойчивости и неустойчивости в пространстве двух компонентов: фазный ток оптимизационной структуры (компонент вектора управления) — кажущаяся мощность (вектор состояния системы). Для этого зададимся пороговым значением критериальной функции $K=1,05\Phi^*(A, X)$. Результаты вычислений сведены в таблицу, а графическая их интерпретация представлена на рис. 4.

Если бы было принято иное значение K , то граница устойчивости описывалась бы иной кривой. К примеру, при $K=0,95\Phi^*(A, X)$ граница устойчивости располагается симметрично границе при $K=1,05\Phi^*(A, X)$ относительно оси абсцисс.

Рассматривая совместно кривые (рис. 4), можно построить границу области устойчивости в координатах «установленная мощность вектора управления — кажущаяся мощность системы» (рис. 5).

Полученные области устойчивости позволяют определить (при выходе изображающей точки за их границы) момент очередной коррекции параметров симметрирующего устройства с целью поддержания необходимого качества управления несимметричным режимом.

Изложенные соображения по формированию областей устойчивости могут быть применимы к управлению любыми электрическими режимами, когда имеется ряд влияющих факторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вагнер Г. Основы исследования операций. — М.: Мир, 1972, т. I. 335 с.
2. Электрические системы. Кибернетика электрических систем/ Под ред. В. А. Веникова. — М.: Высшая школа, 1974. 328 с.
3. Зангвилл У. И. Нелинейное программирование. — М.: Советское радио, 1973. 311 с.

[30.10.79]

Необходимость применения напряжения 20 кВ в распределительных сетях предприятий и городов

ФЕДОРОВ А. А., доктор техн. наук, проф., КАМЕНЕВА В. В., канд. техн. наук,
ЧЕРНУССКИЙ А. И., инж., СТЕБУНОВА Е. Д., канд. техн. наук, СИДЕРОВ С. Т., инж.

Москва

В распределительных сетях городов и промышленных предприятий в связи с развитием электрификации и электропотребления происходит закономерное изменение (в сторону увеличения) напряжения распределительных сетей. Так, например, в Москве в дореволюционной России и РСФСР в начале 20-х годов применялись напряжения 2 и 3 кВ. Уже в середине двадцатых годов они были вытеснены напряжением 6 кВ. В начале 30-х годов параллельно с напряжением 6 кВ стало применяться напряжение 10 кВ. В 50-х и 60-х годах в связи с ростом нагрузок потребовалось применение напряжения 15—20 кВ. Однако по причине отсутствия соответствующего оборудования на напряжение 20 кВ переход на это напряжение задержался, а в системе электроснабжения стали применять другие меры и решения, позволяющие вести дальнейшую эксплуатацию систем с прежним уровнем напряжения. Напряжение 20 кВ в нашей стране введено в ГОСТ только в начале 60-х годов.

В настоящее время рост электрических нагрузок ставит технический предел использования существующих систем электроснабжения. Для улучшения качества напряжения (отклонения напряжения, например, в системе Мособлэлектро составляют 15—20%) пришлось пойти на регулирование напряжения у силовых трансформаторов, а для обеспечения питания новых потребителей — сооружать параллельно прокладываемые линии. Однако эти меры не решают проблемы обеспечения все возрастающего спроса на электрическую энергию в городах, на промышленных предприятиях с сохранением ее качества.

Использование напряжения 20 кВ в распределительных сетях позволяет не только уменьшить потери в линиях, но и увеличить радиус обслуживания подстанций, кроме того оно ведет к сокращению числа трансформаций. За рубежом, например во Франции [Л. 1], энергоснабжающие организации, увидев и поняв исключительную целесообразность применения напряжения 20 кВ, приняли его в качестве единого напряжения для кабельных и воздушных сетей. В Париже совсем недавно применялись напряжения: 63, 17,5, 13,2, 12, 10 и 3 кВ. В настоящее время город перешел на стандартную систему питания 225/20 кВ. Таким образом, в городских сетях Парижа существуют 1—2 трансформации: 730—380/225 кВ и 225/20 кВ (последняя трансформация, как неизбежная, в расчетах не учитывается).

Между тем в нашей стране оказывается упорное сопротивление введению этого прогрессивного решения. В 1975 г. было дано указание переводить распределительные сети с напряжением 6 кВ на напряжение 10 кВ, что хотя и правильно, но явно недостаточно и вызовет снова работы и затраты по дальнейшему повышению напряжения, что порождает значительный перерасход топлива и электроэнергии.

Для доказательства своевременности и целесообразности немедленного перехода на напряжение 20 кВ [Л. 2] приведем некоторые результаты научно-исследовательской работы по определению рационального напряжения для системы Мособлэлектро, которая была проведена в Московском энергетическом институте на кафедре электроснабжения промышленных предприятий. Ежегодно в Московской области только в распределительных сетях за счет применения напряжений 6 и 10 кВ вместо 20 кВ (без учета потерь при излишних трансформациях) стоимость потерь электроэнергии составляет (без учета динамики на уровне 1975 г.) 19,35 млн. руб. За срок амортизации (около 25 лет) с учетом динамики общая стоимость потерь составит примерно 2 млрд. руб.

В качестве причины задержки перехода на напряжение 20 кВ называется необходимость строительства новых заводов по выпуску соответствующего электрооборудования. Рассмотрим, так ли это.

Требуется ли строительство новых трансформаторных заводов для выпуска трансформаторов с низким напряжением 20 кВ? Современные трансформаторы, выпускаемые Министерством электротехнической промышленности, имеют

схему обмоток «звезда с заземленной нейтралью — звезда», 220—110/35 кВ. Путем несложного переключения обмоток со звезды на треугольник на стороне низшего напряжения можно получить трансформаторы с напряжением 220—110/20 кВ.

Нужен ли выпуск новых выключателей? Все страны СЭВ выпускают выключатели на номинальные токи 400—1200 А напряжением 20 кВ. Кроме того, в СССР были унифицированы выключатели 6 и 10 кВ как выключатели 10 кВ (на одно напряжение) и заводов для этого не строили. В Болгарии в настоящее время унифицированы выключатели 10 и 20 кВ с увеличением стоимости на 2—3% на токи 600—1250 А при напряжении 20 кВ. Габариты этих выключателей практически те же, что и на 10 кВ. Заметим, что применение выключателей напряжением 20 кВ приведет к резкому уменьшению их количества в системах электроснабжения. При этом они будут обеспечивать вдвое, втрое большую пропускаемую мощность. Схемы электроснабжения станут проще и надежнее. Затраты цветного металла уменьшатся.

Положение с плавкими предохранителями аналогично положению с выключателями, но значительно проще в реше-

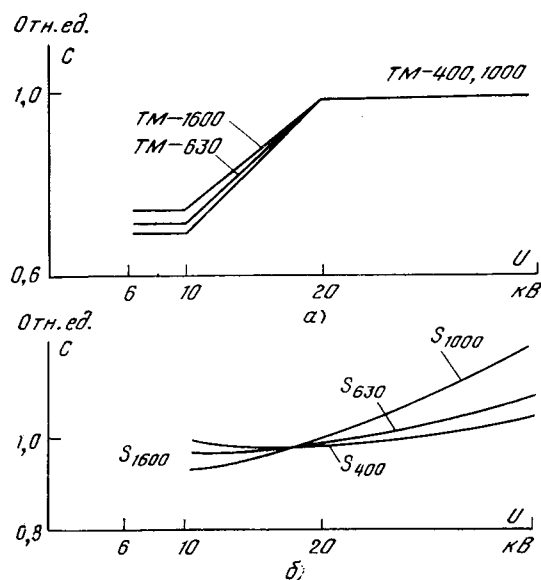


Рис. 1. Зависимость стоимости силовых трансформаторов от напряжения.

а — СССР; б — НРБ.

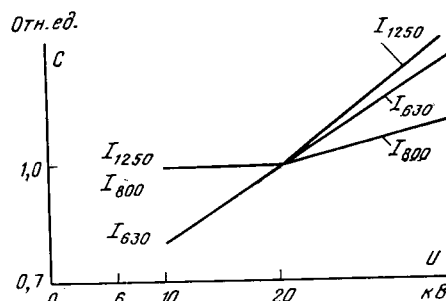


Рис. 2. Зависимость стоимости масляных выключателей от напряжения (данные НРБ).

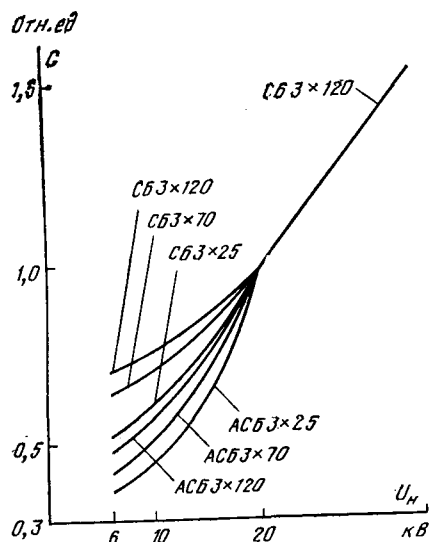


Рис. 3. Зависимость стоимости кабелей типа СБ и АСБ от напряжения (данные НРБ).

нии. Удорожание предохранителей составляет не более 1%. При производстве комплектных распределительных устройств разъединители не требуются. Для других случаев заметим, что стоимость разъединителя 20 кВ и процесс его производства совершенно не изменяются по сравнению с разъединителем 10 кВ, так как высота изолятора изменяется мало, а вес фарфора возрастает на 2%. Кабели на напряжение 20 кВ у нас выпускаются, но цена на них завышена.

Укрупненные показатели стоимости для технико-экономических расчетов при проектировании также завышены. Если

их привести в соответствие с математически обоснованными закономерностями, при выборе вариантов исчезнут причины, по которым проектные организации отказываются от применения напряжения 20 кВ. Если рассмотреть цены на оборудование 20 кВ и, как функцию этого, годовые затраты, то окажется, что оборудование напряжением 20 кВ стоит дороже оборудования 35 кВ или иногда равно по стоимости оборудованию 35 кВ, что просто не может иметь места. В действительности цены на оборудование 20 кВ значительно ниже цен на оборудование 35 кВ и мало отличаются от цен на оборудование 10 кВ. Закономерность и точность приведенного положения подтверждается данными зарубежных стран. На рис. 1—3 приведены данные стоимостей (в относительных единицах) оборудования систем электроснабжения НРБ, где распределение электрической энергии происходит в основном на напряжении 20 кВ. Для сравнения на этих же рисунках приведены стоимости оборудования у нас в стране. Из приведенных данных следует, что цены на оборудование напряжением 20 кВ явно завышены за счет списания на стоимость этого оборудования затрат на проведение научно-исследовательских работ, изготовления опытных образцов и т. п.

В свою очередь проектные организации, не имея возможности анализировать причину необоснованных цен при технико-экономических сравнениях, отказываются от напряжения 20 кВ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лебедев Б. П. Энергетика Франции 1971 г. и перспективы ее развития. — Энергохозяйство за рубежом. 1972, № 4, с. 1—7.
2. Федоров А. А. Выбор рациональных напряжений. — Промышленная энергетика. 1959, № 9, с. 8—16.
3. Федорова А. А., Каменева В. В., Чернуский А. И. Сокращение числа трансформаций и внедрение напряжения 20 кВ в системы промышленного электроснабжения. — Промышленная энергетика. 1974, № 12, с. 31—33.

[24.01.80]

УДК 621.315.1.054.1.001.24

Простейшая схема транспозиции трехфазной ВЛ

КОСТЕНКО М. В., член-корр. АН СССР, ПЕРЕЛЬМАН Л. С., канд. техн. наук

Ленинград

Для снижения несимметрии токов и напряжений трехфазных ВЛ осуществляется транспозиция фаз, при которой средние значения электрических параметров ВЛ получаются примерно одинаковыми для всех фаз. При этом всю ВЛ на промышленной частоте можно рассматривать как симметричную линию.

Обычная схема одного полного цикла транспозиции фаз имеет два пункта транспозиции и состоит из трех примерно одинаковых шагов, причем в этом цикле выполняется полная перестановка каждой фазы в пространстве. Схема одного такого полного цикла транспозиции фаз ВЛ показана на рис. 1 (см., [например Л. 1]).

Обычно в каждом пункте транспозиции имеется одна транспозиционная опора, на которой все три фазы ВЛ изменяют свое местоположение в пространстве. Такие транспозиционные опоры получают сравнительно сложными и могут являться причиной коротких замыканий на ВЛ.

Для упрощения транспозиционных опор иногда применяется схема одного полного цикла транспозиции, приведенная на рис. 2. В этой схеме каждая полная перестановка фаз в пространстве осуществляется на двух транспозиционных опорах, на каждой из которых выполняется перестановка одной крайней и средней фаз. Обычно такие перестановки фаз осуществляются на соседних анкерных опорах. В случае одностоечных анкерных опор скрещивание фаз (предложено инж. И. М. Носовым, Северо-Западное отделение института «Энергосетьпроект») в определенной степени даже упрощает анкерную опору, так как при этом не требуется дополнительной четвертой стойки,

Для ВЛ с проводами, расположенными в одной горизонтальной плоскости, в [Л. 2] рассмотрена схема транспозиции фаз, приведенная на рис. 3. В этой схеме один полный цикл транспозиции выполняется с помощью пяти перестановок крайней и средней фаз с одинаковыми расстояниями между пунктами перестановок. Так же, как и в схемах на рис. 1 и 2, в этой схеме выполняется полная перестановка каждой фазы в пространстве.

Для трехфазных ВЛ, имеющих геометрическую симметрию крайних проводов относительно вертикальной плоскости, проходящей через средний провод, один полный цикл транспозиции фаз можно выполнить с помощью предлагаемой более простой схемы. Такая схема, имеющая только две перестановки крайней и средней фаз, приведена на рис. 4. В этой схеме расстояние между точками перестановки фаз равно шагу транспозиции, а две из трех не имеют полной перестановки в пространстве.

Покажем, что в схеме с транспозицией по рис. 4 снижение несимметрии токов и напряжений получается точно такое же, как и в схеме на рис. 1. Несимметрия трехфазной ВЛ, имеющей указанную геометрическую симметрию крайних проводов, определяется различием электрических параметров крайних и среднего проводов и различия полных погонных сопротивлений и проводимостей крайних проводов. Последние различия приводят, например, к явлению переноса мощности из одного крайнего провода в другой крайний провод с относительно опережающим фазным углом тока [Л. 3]. Для симметрирования указанных ВЛ полная перестановка всех фаз в пространстве не является обязательной. Достаточно

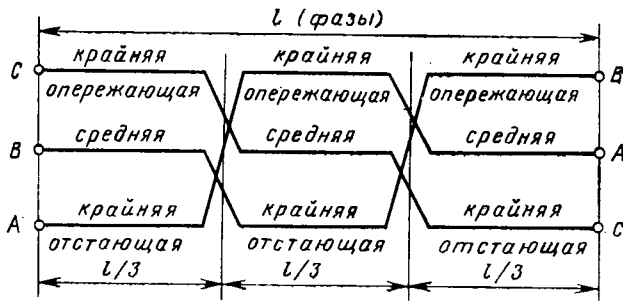


Рис. 1. Обычная схема полного цикла транспозиции ВЛ.

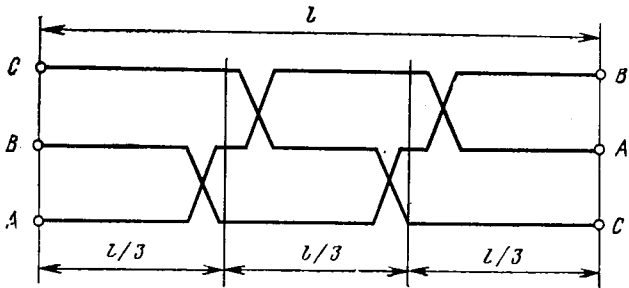


Рис. 2. Схема полного цикла транспозиции ВЛ с упрощением транспозиционных опор.

чтобы каждая фаза, находясь на месте одного крайнего провода, изменяла свой фазный угол тока и напряжения относительно фазного угла тока и напряжения другого крайнего провода (рис. 4). В схеме на рис. 4 электрическое симметрирование всех фаз получается такое же, как и в схеме на рис. 1: каждая фаза имеет одинаковые длины участков, равные шагам транспозиции, на месте среднего провода, на месте крайнего провода с опережающим фазным углом тока (напряжения) относительно тока (напряжения) другого крайнего провода и на месте крайнего провода с отстающим фазным углом тока (напряжения) относительно тока (напряжения) другого крайнего провода.

Докажем идентичность матриц ВЛ в схемах на рис. 1 и 4. Так как крайние участки схем на рис. 1 и 4 соответственно одинаковые, то достаточно доказать равенство матриц средних участков с транспозициями на этих схемах. Рассмотрим матрицы типа A [Л. 4]. Матрица среднего участка ВЛ с транспозициями определяется произведением:

$$A_{cp} = A_{T1} A_{B.л2} A_{T2}, \quad (1)$$

где A_{Ti} — матрица i -й транспозиции [Л. 4],

$$A_{Ti} = \begin{bmatrix} N_{Ti} & 0 \\ 0 & N_{Ti} \end{bmatrix}; \quad (2)$$

для 1-й и 2-й транспозиций на рис. 1:

$$N_{T1} = N_{T2} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

для 1-й (левой) и 2-й транспозиций на рис. 4:

$$N_{T1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad N_{T2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$A_{B.л2}$ — матрица 2-го участка ВЛ,

$$A_{B.л2} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}; \quad (5)$$

A_{ik} — блоки матрицы данного участка ВЛ [Л. 4].

Из выражений (1) и (2) получаем:

$$A_{cp} = \begin{bmatrix} N_{T1} A_{11} N_{T2} & N_{T1} A_{12} N_{T2} \\ N_{T1} A_{21} N_{T2} & N_{T1} A_{22} N_{T2} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

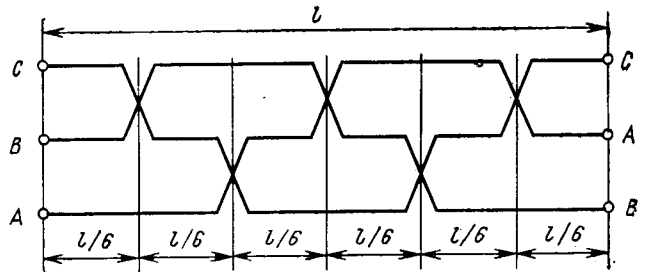


Рис. 3. Схема полного цикла транспозиции с пятью перестановками крайней и средней фаз [Л. 2].

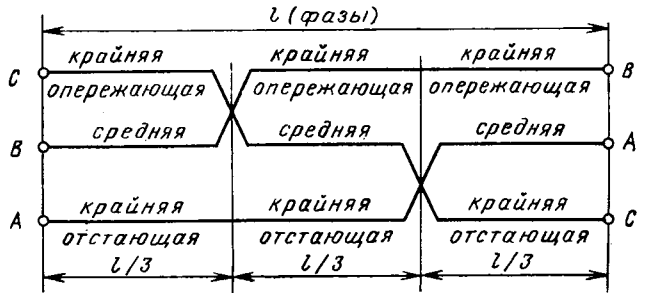


Рис. 4. Простейшая схема полного цикла транспозиции ВЛ.

Каждый блок матрицы трехфазной ВЛ в выражении (5) имеет следующий вид:

$$A_{ik} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где для упрощения индексы ik в элементах блока матрицы опущены.

Используя известные выражения для блоков матрицы участка ВЛ и выражения для матриц собственных векторов трехфазной ВЛ, имеющей указанную геометрическую симметрию крайних проводов [Л. 4], можно показать, что $a_{11} = a_{33}$, $a_{21} = a_{23}$, $a_{31} = a_{13}$, $a_{32} = a_{12}$. При этом

$$A_{ik} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{21} \\ a_{13} & a_{12} & a_{11} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Из выражений (6), (3) и (8) следует, что каждый блок матрицы A_{cp} для схемы на рис. 1 определяется выражением:

$$A_{cpik} = N_{T1} A_{ik} N_{T2} = \begin{bmatrix} a_{21} & a_{21} & a_{22} \\ a_{11} & a_{13} & a_{12} \\ a_{13} & a_{11} & a_{12} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Из выражений (6), (4) и (8) получаем, что блоки матрицы A_{cp} для схемы на рис. 4 также определяются выражением (9). Таким образом, матрицы среднего участка ВЛ с транспозициями на схемах рис. 1 и 4 являются равными, что и определяет идентичность матриц ВЛ в этих схемах.

Из равенства матриц ВЛ в схемах на рис. 1 и 4 следует идентичность многополюсников, эквивалентирующих ВЛ в этих схемах. Следовательно, передача любых низкочастотных и высокочастотных сигналов вдоль ВЛ с транспозицией по схемам на рис. 1 и 4 происходит одинаково.

В качестве примера в таблице приведены результаты расчета на ЦВМ напряжений и токов прямой, обратной и нулевой последовательностей в начале и конце ВЛ 750 кВ без транспозиции и с транспозициями по схемам рис. 1 и 4; передаваемая мощность 2000 МВт. Расчеты проводились по программе, разработанной в НИИПТ, которая использует матрицу типа A участков ВЛ, вычисляемую с помощью модального метода [Л. 4]. Параметры ВЛ: длина 132 км, провод 5 × АС—300 с шагом расщепления 0,4 м, расстояние

Вид транс- позиции	Значения напряжений и токов в начале и конце ВЛ										
	U _{1н} , кВ	U _{2н} , %	U _{0н} , %	U _{1к} , кВ	U _{2к} , %	U _{0к} , %	I _{1н} , А	I _{2н} , %	I _{0н} , %	I _{1к} , А	I _{2к} , %
Без транс- позиции	418	0,82	0,12	428	0,30	0,10	1639	2,26	1,06	1586	1,92
Транс- позиция по рис. 1	418	0,04	0,01	428	0,02	0,01	1638	0,11	0,09	1585	0,12
Транс- позиция по рис. 2	418	0,04	0,01	428	0,02	0,01	1638	0,11	0,09	1585	0,12

между проводами по горизонтали 13,5 м, эквивалентные высоты проводов 19,6, 22,9 и 19,6 м, реактансы прямой, обратной и нулевой последовательностей подстанций со стороны питания $x_1=x_2=113,5$ Ом, $x_0=29$ Ом и с приемной стороны

$x_1=x_2=53$ Ом, $x_0=29$ Ом. Видно, что уменьшение несимметрии напряжений и токов при схемах транспозиции на рис. 1 и 4 одинаковые.

Применение простейшей схемы транспозиции фаз по рис. 4 вместо схемы по рис. 1 приведет к снижению затрат на сооружение и эксплуатацию транспозиционных опор и к повышению их надежности. Предложенная схема транспозиции принята при сооружении ВЛ 750 кВ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочник по проектированию линий электропередачи/ Под ред. М. А. Реута и С. С. Рокотьяна. — М.: Энергия, 1971.
2. Рябков А. И. Электрический расчет линий электропередач высокого напряжения. — М.; Л.: ГОНТИ, 1938.
3. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1967, т. 2.
4. Костенко М. В., Перельман Л. С., Шкарин Ю. П. Волновые процессы и электрические помехи в многопроводных линиях высокого напряжения. — М.: Энергия, 1973.

[14.11.79]

УДК 621.311.061.001.24

Эквивалентные преобразования многополюсных линейных схем электрических систем

СЕДНЕВ А. М., канд. техн. наук

Красноярский политехнический институт

Схема замещения современной электроэнергетической системы характеризуется большой сложностью как по количеству элементов, так и по структуре их соединения. Поэтому, там где это возможно, целесообразно проводить эквивалентные преобразования расчетных схем, позволяющие упростить решение основной задачи. Такие преобразования могут быть точными или приближенными с допустимой погрешностью. Часто при этом рассматриваемую схему электрической системы можно представить в виде линейной многополюсной схемы с соединением ветвей многоугольником, как это показано на рис. 1. Анализ зависимости структуры матриц обобщенных параметров данных схем от соотношения проводимостей их ветвей позволили получить упрощающие преобразования, понижающие размерность задачи расчета электрического режима [Л. 1 и 2].

Наиболее существенные упрощения расчетных схем могут быть достигнуты при переходе от схемы соединения в виде полного многоугольника к эквивалентной многолучевой звезде. Однако «преобразование полного многоугольника с числом узлов $m > 3$ в m -лучевую эквивалентную звезду в общем случае не может быть выполнено, так как число искоемых проводимостей ветвей звезды... меньше числа условий, которым они должны удовлетворять (число условий равно числу ветвей многоугольника)» [Л. 3].

С другой стороны, факт существования эквивалентного полного многоугольника, проводимости ветвей которого могут быть получены по проводимостям ветвей данной многолучевой звезды, позволяет говорить о взаимно-однозначном соответствии между этими схемами. Следовательно, проблема заключается в определении условия указанного соответствия и получении формул перехода от схемы соединения в многоугольник к эквивалентной звезде, если данное условие выполняется. В общем случае, когда проводимости ветвей многоугольника не удовлетворяют упомянутому условию, могут быть определены как точные преобразования в звезду, дополненную проводимостями ветвей между отдельными ее узлами, так и приближенные упрощающие преобразования с минимальной погрешностью относительно проводимостей ветвей преобразуемого в звезду многоугольника подобно тому, как это сделано в [Л. 2]. Сформулированные этапы задачи эквивалентных преобразований рассмотрим в последовательности их постановки.

Точное преобразование полного многоугольника в эквивалентную многолучевую звезду. При преобразовании n -лучевой звезды в эквивалентный полный многоугольник с чис-

лом узлов n (рис. 1) [Л. 3 и 4] проводимости ветвей многоугольника определяются выражением:

$$\dot{Y}_{ij} = \frac{\dot{Y}_i \dot{Y}_j}{\sum_{i=1}^n \dot{Y}_i}, \quad (1)$$

где \dot{Y}_{ij} — комплексная проводимость ветви между i -м и j -м узлами эквивалентного многоугольника; \dot{Y}_i , \dot{Y}_j — комплексные проводимости i -й и j -й ветвей преобразуемой звезды.

Сначала поставим цель найти преобразование, обратное (1), для случая, когда преобразуемый полный многоугольник (его проводимости) получен из эквивалентной звезды, т. е. когда заведомо известно, что для данного многоугольника однозначно определена эквивалентная звезда и специальных условий существования последней искать не требуется. Для вывода формул указанного преобразования, позволяющих определить по проводимостям ветвей многоугольника проводимости лучей (ветвей) эквивалентной звезды, введем понятие дополнительной проводимости узла, которая также является комплексной величиной,

$$\dot{Y}_{ii} = \frac{\dot{Y}_i \dot{Y}_i}{\sum_{i=1}^n \dot{Y}_i}. \quad (2)$$

В то же время, учитывая структуры выражения (1), дополнительную проводимость узла можно определить по проводимостям многоугольника:

$$\dot{Y}_{ii} = \dot{Y}_{ii}^{(j, k)} = \frac{\dot{Y}_{ij} \dot{Y}_{ki}}{\dot{Y}_{jk}}, \quad (3)$$

где $i \neq j$; $i \neq k$; $j \neq k$; верхние индексы дополнительной проводимости узла i указывают на то, что она получена с использованием проводимостей ветвей многоугольника между узлами j и k . Если просуммировать все проводимости ветвей многоугольника между узлом i и остальными $n-1$ его узлами, включая в эту сумму дополнительную проводимость узла i , то в результате данной операции определится проводимость i -го луча эквивалентной звезды:

$$\dot{Y}_i = \dot{Y}_{ii} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \dot{Y}_{ij} = \sum_{j=1}^n \dot{Y}_{ij}. \quad (4)$$

В правильности выведенной формулы легко убедиться проверкой, подставляя в нее из (1) и (2) выражения для проводимостей ветвей многоугольника и дополнительной проводимости узла соответственно. Заметим, однако, что согласно выражению (3), величина дополнительной проводимости узла, а, следовательно, проводимость луча звезды в (4), может быть получена несколькими вариантами сочетаний проводимостей ветвей преобразуемого многоугольника. Количество таких вариантов равно числу сочетаний пар узлов j и k в (3) из общего числа узлов без одного, i -го узла, т. е. число вариантов получения дополнительной проводимости узла определится выражением:

$$V_n = C_{n-1}^2 = \frac{(n-2)(n-1)}{2}. \quad (5)$$

При этом, подставляя в выражение (3) проводимости ветвей многоугольника, определенные в соответствии с (1) по проводимостям эквивалентной звезды, в каждом из V_n вариантов будем получать одну и ту же дополнительную проводимость соответствующего узла. Иначе говоря, необходимым условием преобразования полного многоугольника в эквивалентную звезду, проводимости ветвей которой определяются по формулам (4), является инвариантность выражений для дополнительной проводимости данного узла относительно сочетания проводимостей ветвей многоугольника в (3), поскольку этим устанавливается соответствие проводимостей многоугольника выражению (1). В общем виде необходимое условие существования указанного преобразования можно записать:

$$\dot{Y}_{ii}^{(1,2)} = \dot{Y}_{ii}^{(1,3)} = \dots = \dot{Y}_{ii}^{(1,n)} = \dot{Y}_{ii}^{(2n)} = \dots = \dot{Y}_{ii}^{(k,l)} = \dots \\ \dots = \dot{Y}_{ii}^{(n-1,n)} \quad (6)$$

или в более компактной форме

$$\dot{Y}_{ii} = \text{idem}, \quad (7)$$

где \dot{Y}_{ii} — дополнительная проводимость i -го узла в каждом из V_n вариантов (3).

Сформулированное условие является и достаточным, так как сочетания одних и тех же проводимостей ветвей многоугольника входят как в выражения для дополнительной проводимости i -го узла, так и в соответствующие выражения для дополнительных проводимостей всех других узлов схемы. Например,

$$\dot{Y}_{ii}^{(j,k)} = \frac{\dot{Y}_{ij}\dot{Y}_{ki}}{\dot{Y}_{jk}}; \quad \dot{Y}_{ii}^{(l,k)} = \frac{\dot{Y}_{il}\dot{Y}_{kj}}{\dot{Y}_{lk}} \quad (8)$$

и так далее.

Таким образом, для установления факта существования эквивалентной данному многоугольнику звезды достаточно убедиться в равенстве между собой всех V_n дополнительных проводимостей, определенных по (3), только для одного (любого) узла схемы. Следовательно, выполнение условия (7) указывает на возможность взаимно-однозначного преобразования полного многоугольника в эквивалентную звезду, параметры которой могут быть определены по (4). Так, для любого треугольника всегда существует преобразование в эквивалентную трехлучевую звезду, поскольку в этом случае есть только один вариант получения дополнительной проводимости узла и условие (7) не выполниться не может. Для полного четырехугольника условием существования преобразования в эквивалентную четырехлучевую звезду будет равенство всех трех дополнительных проводимостей какого-либо узла, определенных по выражению (3), так как согласно (5) $V_4=3$. Для пятиугольника должно соблюдаться равенство шести дополнительных проводимостей, и так далее.

Точные преобразования многоугольника в звезду с введением ветвей между отдельными ее узлами (общий случай). Как следует из проведенного анализа, не всякий полный многоугольник отвечает условию (7) и может быть преобразован в эквивалентную звезду. Это значит, что если хотя бы одна проводимость ветви многоугольника \dot{Y}_{ij} будет

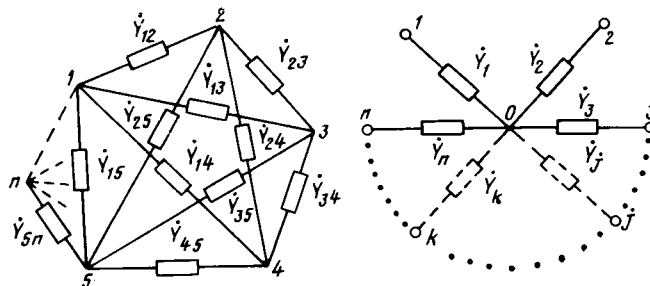


Рис. 1. Преобразование полного многоугольника в эквивалентную многолучевую звезду.

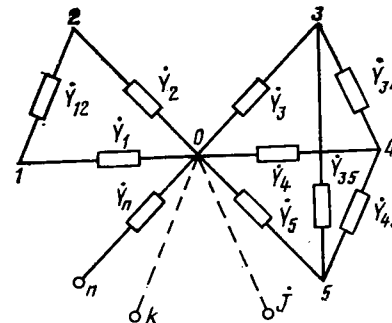


Рис. 2. Звезда с ветвями проводимостей, введенными между отдельными узлами.

отличаться от проводимости \dot{Y}_{ij} , отвечающей условию (7), на некоторую величину

$$\Delta \dot{Y}_{ij} = \dot{Y}'_{ij} - \dot{Y}_{ij}, \quad (9)$$

то такой многоугольник точно преобразовать в эквивалентную звезду нельзя. В общем случае неудовлетворяющих условию (7) проводимостей многоугольника может быть несколько. Покажем, что максимальное число таких проводимостей не превышает определенного для многоугольника с заданным числом узлов.

Действительно, в соответствии с (5) для полного n -угольника существует V_n вариантов определения дополнительной проводимости узла. Если принять один из вариантов за основной и зафиксировать значение определенной по нему проводимости, то в остальных V_n-1 вариантах можно путем изменения проводимостей ветвей многоугольника в выражениях вида (3), например только в знаменателях, добиться равенства определенных по ним дополнительных проводимостей этого узла значению проводимости основного варианта, т. е. добиться соблюдения условия (7). Очевидно, что максимальное число проводимостей многоугольника, требующих изменения их значений для удовлетворения условию (7), в самом неблагоприятном случае, когда все дополнительные проводимости данного узла, определенные различными вариантами, не равны между собой, не будет превышать

$$M_n = V_n - 1. \quad (10)$$

Из изложенного следует, что существует возможность точного преобразования любого многоугольника, проводимости ветвей которого не отвечают условию (7), в эквивалентную звезду, содержащую, кроме того, проводимости ветвей между отдельными своими узлами, равные по величине в соответствии с (9) потребовавшемуся при этом изменению исходной проводимости $\Delta \dot{Y}$ (рис. 2). Заметим, что максимальное число измененных проводимостей M_n равно числу диагоналей соответствующего многоугольника. Следовательно, если не накладывать ограничений на знаки проводимостей $\Delta \dot{Y}$, т. е. брать их с обоими знаками, то можно преобразовать в эквивалентную звезду любой неполный многоугольник как без части диагоналей, так и без всех, вводя вместо отсутствующих диагоналей отрицательные проводимости $\Delta \dot{Y}$. В частности, четырехугольник без диагоналей преобразуется в эквивалентную четырехлучевую звезду с отрицательными

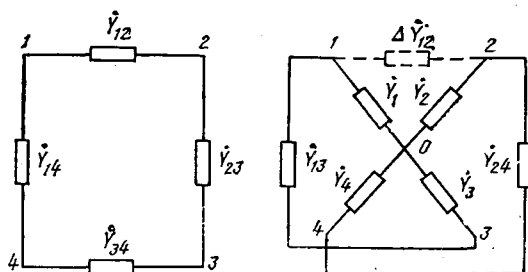


Рис. 3. Преобразование четырехугольника без диагоналей.

проводимостями ΔY_{13} и ΔY_{24} вместо отсутствующих Y_{13} и Y_{24} , как это показано на рис. 3. Очевидно, что развивая данный подход, в общем случае можно точно преобразовать в звезду, содержащую дополнительно проводимости между некоторыми узлами, любую схему, ветви которой представляют собой связный граф.

При этом, если проводимости ветвей многоугольника представляют замкнутый путь графа схемы относительно узла (вершины), для которого определяется дополнительная проводимость, и такой путь содержит нечетное число ребер графа, то комбинация проводимостей ветвей этого пути с учетом (1) и (2) даст дополнительную проводимость основного варианта. Для узла 1 пятиугольника без диагоналей, например,

$$\dot{Y}_{11} = \frac{\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{34}\dot{Y}_{51}}{\dot{Y}_{23}\dot{Y}_{45}}. \quad (11)$$

Для треугольника соответствующее выражение уже было приведено в (3).

Если данный замкнутый путь содержит четное количество ребер графа схемы, например показанной на рис. 3, то комбинация проводимостей ветвей многоугольника, величины которых не противоречат условию (7), должна быть тождественно равна единице. Так, указанная комбинация проводимостей для схемы на рис. 3, составленная относительно первого узла,

$$\frac{\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{34}}{\dot{Y}_{23}\dot{Y}_{41}} = 1. \quad (12)$$

Если проводимости последнего выражения не обеспечивают равенства единице, то оно достигается путем соответствующего изменения одной из этих проводимостей. На рис. 3 пунктиром показано внесение некоторой ΔY_{12} для обеспечения равенства единице выражения вида (12) в случае, если оно не было обеспечено. При этом проводимость одной из отсутствующих диагоналей может быть выбрана произвольно.

Приближенные преобразования многоугольника в многолучевую звезду. Если проводимости ветвей многоугольника не удовлетворяют условию (7), однако дополнительные проводимости узла по (3) достаточно мало отличаются друг от друга, то такой многоугольник можно приближенно преобразовать в эквивалентную многолучевую звезду. При этом погрешность, вносимая данным преобразованием, может быть минимизирована согласно [Л. 2].

Зададимся целью иметь минимальные отличия между дополнительными проводимостями каждого узла, определенными по (3), и искомой дополнительной проводимостью соответствующего узла, отвечающей преобразованной эквивалентной звезде. Используя метод наименьших квадратов, где в качестве невязок выступают разности между указанными проводимостями, а также учитывая комплектность данных величин, получим минимизируемый критерий качества:

$$S = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=j+1}^n [(G_{ii} - G_{ii}^{(j,k)})^2 + (B_{ii} - B_{ii}^{(j,k)})^2], \quad (13)$$

где $i \neq j \neq k$; $G_{ii}^{(j,k)} = \text{Re} \left(\frac{\dot{Y}_{ij}\dot{Y}_{ki}}{\dot{Y}_{jk}} \right)$; $B_{ii}^{(j,k)} = \text{Im} \left(\frac{\dot{Y}_{ij}\dot{Y}_{ki}}{\dot{Y}_{jk}} \right)$,

$G_{ii} = \text{Re}(\dot{Y}_{ii})$ и $B_{ii} = \text{Im}(\dot{Y}_{ii})$ — искомые активная и реактивная составляющие дополнительной проводимости i -го узла преобразуемой схемы.

Для определения минимального значения приведенного функционала возьмем частные производные по искомым составляющим G и B дополнительных проводимостей всех узлов схемы. Приравнявая каждую частную производную к нулю, получим для искомым активных и реактивных составляющих дополнительных проводимостей узлов выражения следующего вида:

$$G_{ii} = \frac{\sum_{j=1}^n \sum_{k=j+1}^n G_{ii}^{(j,k)}}{V_n}; \quad (14)$$

$$B_{ii} = \frac{\sum_{j=1}^n \sum_{k=j+1}^n B_{ii}^{(j,k)}}{V_n}, \quad (15)$$

где $k \neq i \neq j$; V_n — число вариантов определения дополнительной проводимости узла согласно (5). Дополнительные проводимости узла, определенные по (14) и (15), найдены со среднеквадратичной погрешностью, выражение для которой может быть записано по аналогии с [Л. 4]:

$$\delta = \sqrt{\frac{S_{\min}}{nV_n}}, \quad (16)$$

где S_{\min} — минимальное значение функционала (13), определяемое подстановкой проводимостей из (14) и (15).

Далее, учитывая структуру выражения (2), для проводимостей лучей преобразованной эквивалентной звезды можно записать:

$$\dot{Y}_i = \dot{Y}_{ii} + \sum_{j=1, j \neq i}^n V \overline{A_{ij}} (\cos \varphi_{ij} + j \sin \varphi_{ij}), \quad (17)$$

где $A_{ij} = \sqrt{(G_{ii}G_{jj} - B_{ii}B_{jj})^2 + (G_{ii}B_{jj} + G_{jj}B_{ii})^2}$ — модуль квадрата проводимости \dot{Y}_{ij} многоугольника, эквивалентного преобразованной звезде;

$\varphi_{ij} = \frac{1}{2} \arctg \frac{G_{ii}B_{jj} + G_{jj}B_{ii}}{G_{ii}G_{jj} - B_{ii}B_{jj}}$ — фаза той же проводимости.

Таким образом, схема соединения проводимостей в виде полного многоугольника может быть точно преобразована в эквивалентную многолучевую звезду или звезду с дополнительно введенными проводимостями между отдельными узлами, а любая схема, представляющая собой связный граф, — в звезду с введением дополнительно положительных и отрицательных проводимостей. Возможны также и приближенные преобразования.

Разумеется, что указанные преобразования должны быть обоснованными с точки зрения решения основной задачи. Так, если при точном преобразовании понадобится ввести одну — две проводимости дополнительно в схему эквивалентной звезды с достаточно большим числом лучей, то такое преобразование можно рекомендовать. Кроме того, данные преобразования могут быть рекомендованы для упрощений, связанных с представлением матриц обобщенных параметров в соответствии с [Л. 1].

Учитывая особенности расчета переходных процессов электрических систем, а именно многократное повторение вычислений параметров режима, представляется возможным получить существенный выигрыш от упрощения схем при ее преобразовании относительно генераторных узлов в эквивалентную звезду. Выполнение данной процедуры удобно осуществлять путем операций с элементами матриц обобщенных параметров рассматриваемой электрической системы. К элементам матрицы собственных и взаимных проводимостей в силу того, что в ней практически отсутствуют нули, можно относиться как к параметрам ветвей многоугольника. При этом собственные проводимости во внимание не принимаются и при необходимости соответствующие их составляющие могут рассматриваться отдельно как проводимости данного узла. Затем определяются проводимости ветвей экви-

валентной звезды согласно (4) или (17) в зависимости от того, точно или приближенно осуществляется преобразование. Напряжение нулевого узла звезды

$$\dot{U}_0 = \frac{\sum_{i=1}^n \dot{Y}_i \dot{E}_i}{\sum_{i=1}^n \dot{Y}_i}, \quad (18)$$

где \dot{E}_i — э. д. с. или напряжение в i -м узле схемы.

В таком случае легко найти искомые параметры режима каждого узла электрической системы, например, ток

$$I_i = \dot{Y}_i (\dot{E}_i - \dot{U}_0). \quad (19)$$

Кроме того, предлагаемые упрощающие преобразования могут эффективно применяться в расчетах токов коротких замыканий электрических систем, поскольку в этом случае

они позволяют существенно упростить схему для нахождения коэффициентов распределения токов по отдельным ветвям.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Суханов О. А., Седнев А. М. О структуре матриц обобщенных параметров электрической системы, устанавливаемой на основе подхода кибернетического моделирования. — Изв. вузов. Энергетика, 1976, № 1.
2. Седнев А. М. Сокращение размерности задачи моделирования многосвязных электрических систем. — В кн.: Стандартизация и измерительная техника. Красноярск, 1977, вып. 3, с. 11—15.
3. Теоретические основы электротехники. Основы теории линейных цепей/ Под ред. Ионкина П. А. — М.: Энергия, 1976, с. 544.
4. Щедрин Н. Н. Упрощение электрических систем при моделировании. — М.; Л.: Энергия, 1966, 159 с.

[25.01.79]

УДК 621.319.4:537.212.001.24

К расчету электрического поля на краю плоского конденсатора с учетом конечной толщины обкладок

ТИТОВ М. Н.

Проектно-конструкторское бюро электрогидравлики АН УССР

Для изучения условий возникновения частичных разрядов (ЧР) в конденсаторе и расчета электрической прочности конденсаторной изоляции определяющее значение имеет исследование электрического поля на краю плоского конденсатора с учетом конечной толщины обкладок (рис. 1). Исследованию электрического поля 1 типа (рис. 1) плоского конденсатора уделялось в последнее время большое внимание [Л. 1—4 и др.].

Общим недостатком, характерным для [Л. 2—4], является приближенный анализ уравнений электрического поля, что приводит к существенной погрешности при вычислении напряженности в непосредственной близости острого края обкладки. В [Л. 2 и 3] приближенное вычисление напряженности связано с трудностями математического характера при определении точных уравнений электрического поля. В [Л. 4] существенная погрешность обусловлена численными методами решения интегральных уравнений, записанных для потенциала и напряженности электрического поля конденсатора с неоднородным диэлектриком. В отличие от [Л. 2—4] в [Л. 1] представлены результаты расчета на ЦВМ электрического поля 1 типа по точным уравнениям поля, полученным методом конформных отображений для случая однородного диэлектрика. Из [Л. 1] следует, что напряженность электрического поля у острого края обкладки, вычисленная по точным уравнениям поля, на 45% ниже значений, определяемых приближенной формулой [Л. 2], которую авторы [Л. 4] неудачно использовали для подтверждения достоверности полученных ими результатов.

Задача настоящей статьи — анализ методом конформных отображений и расчет по точным уравнениям на ЦВМ электрического поля II типа (рис. 1) плоского конденсатора с учетом конечной толщины обкладки. Актуальность решения данной задачи следует из [Л. 5 и 6].

Анализ плоскопараллельного поля может быть выполнен в комплексных плоскостях w , z и t методом конформных отображений, расчетная схема которых приведена на рис. 2. В плоскости w показано поперечное сечение края плоского конденсатора, состоящего из двух обкладок, расположенных на расстоянии d . К обкладкам приложено напряжение U_0 . Величина параметра n , равного отношению толщины обкладок к толщине диэлектрика, определяется в основном конструкцией конденсатора. Для упрощения задачи по расчету поля окружающий диэлектрик предполагается однородным.

Производная функции, отображающей внутренность многоугольника $A_1A_2A_3A_4$, может быть найдена с помощью пре-

образования Кристоффеля — Шварца:

$$\frac{dw}{dz} = \frac{d}{\pi \sqrt{a}} \frac{\sqrt{(z+a)(z+1)}}{z}. \quad (1)$$

Преобразующая функция находится интегрированием выражения (1) и в отличие от функции [Л. 7] имеет следующий вид:

$$w = \frac{d}{\pi} \frac{1}{\sqrt{a}} \left\{ \sqrt{z^2 + (1+a)z + a} + \frac{1+a}{2} \times \right. \\ \times \ln [2\sqrt{z^2 + (1+a)z + a} + 2z + a] - \\ \left. - \sqrt{a} \ln \left[\frac{2\sqrt{a} \sqrt{z^2 + (1+a)z + a}}{z} + \frac{2a}{z} + a + 1 \right] - \right. \\ \left. - \frac{(1-\sqrt{a})^2}{2} \ln(a-1) \right\}. \quad (2)$$

Связь между коэффициентом преобразования a и параметром n может быть найдена по уравнению (2) путем сравнения приращений в плоскостях w и z при переходе от точки $w=jd$, $z=-1$ к точке $w=jd+jnd$, $z=-a$:

$$a = [(1+n) + \sqrt{(1+n)^2 - 1}]^2. \quad (3)$$

Производная функции, отображающей верхнюю полуплоскость z на полосу шириной d в плоскости t , имеет вид [Л. 5]:

$$\frac{dt}{dz} = \frac{d}{\pi} \frac{1}{z}. \quad (4)$$

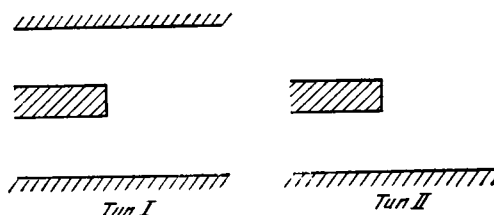


Рис. 1. Расчетные модели электрического поля на краю плоского конденсатора с учетом конечной толщины обкладок.

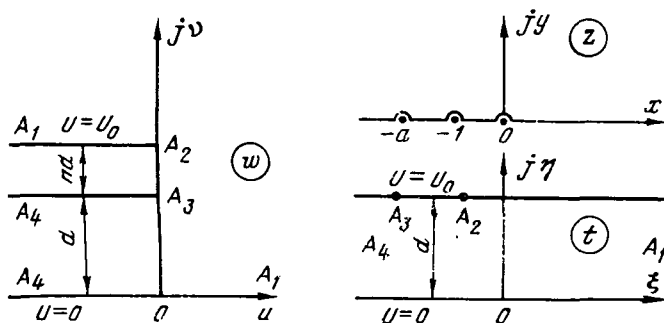


Рис. 2. Расчетная схема конформных отображений.

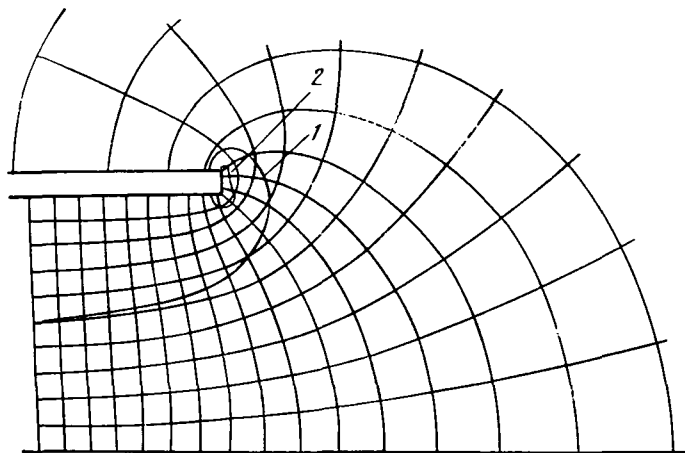


Рис. 3. Электрическое поле (II тип) на краю плоского конденсатора с учетом конечной толщины обкладки ($n=0,1$).

Интегрирование (4) дает выражение

$$z = \exp\left(\frac{t\pi}{d}\right). \quad (5)$$

Если (5) представить в (2) и разделить в (2) действительные и мнимые части, то можно получить параметрические уравнения, которые позволяют построить силовые и эквипотенциальные линии.

На рис. 3 приведена картина электрического поля на краю плоского конденсатора (силовые и эквипотенциальные линии) для $n=0,1$. Машинное время построения на ЭВМ «Мир-2» картины поля по 198 точкам составляет 15 мин для каждого значения n .

Напряженность электрического поля в любой точке плоскости w [Л. 5 и 6]

$$E_w = E_t \left(\frac{dt}{dz} \right) \left(\frac{dw}{dz} \right), \quad (6)$$

где $E_t = E_0 = U_0/d$ — напряженность равномерного поля в плоскости t , dt/dz , dw/dz — находятся по уравнениям (4) и (1) соответственно.

После подстановки (1) и (4) в (6) можно записать

$$E_w = E_t \frac{\sqrt{a}}{\sqrt{|(z+1)(z+a)|}}. \quad (7)$$

Коэффициент неравномерности электрического поля

$$k_n = E_w/E_0. \quad (8)$$

Тогда с учетом (8) уравнение (7) примет вид

$$k_n = \frac{\sqrt{a}}{\sqrt{|(z+1)(z+a)|}}. \quad (9)$$

Определенный интерес представляло построение по уравнению (9) эквиградиентных линий ($k_n = \text{const}$), которые позволяют определить форму, геометрические размеры и объем областей изоляции, работающей под повышенной напряжен-

ностью $E_w \geq k_n E_0$. Совместное решение точных уравнений (2), (3), (5) и (9) было выполнено на ЭВМ «Мир-2». Машинное время построения одной эквиградиентной линии по 11 точкам составляет 12 мин. На рис. 3 кривые 1 и 2 — эквиградиентные линии, для которых k_n равен соответственно 1 и 2.

На рис. 4—5 показаны форма и геометрические размеры областей повышенной напряженности поля у верхнего и нижнего краев верхней обкладки плоского конденсатора для значения $n=0,1$ (наиболее характерное для изоляции секций высоковольтных импульсных конденсаторов). Кривые 1—3 (рис. 4—5) — эквиградиентные линии, для которых k_n равен соответственно 5, 10, 100.

Результаты расчета электрического поля плоского конденсатора, представленные на рис. 3—5, имеют большое практическое значение вследствие того, что представляют наглядно и доступно для широкого круга специалистов информацию, необходимую для выполнения инженерных работ по расчету и выбору конструкций высоковольтных устройств с изоляцией конденсаторного типа. Картина поля (силовые и эквипотенциальные линии) дает наглядное представление (рис. 3) о характере поля и распределении потенциала. Эквиградиентные линии позволяют определить объем изоляции, работающей в областях повышенной напряженности электрического поля. Заслуживает внимания высокая эффективность (по сравнению с другими методами [Л. 2—4], разработанных алгоритмов расчета электрического поля плоского конденсатора, сочетающих преимущества одного из наиболее действенных методов расчета электрического поля — метода конформных отображений и быстрдействие современных ЭВМ).

Представляло интерес сравнить результаты вычисления размеров областей с повышенной напряженностью электрического поля по точной (9) и приближенной [Л. 5] формулам.

Аналогично [Л. 5] приближенная зависимость для вычисления напряженности электрического поля на расстоянии r от нижнего края верхней обкладки плоского конденсатора может быть представлена в виде

$$E_w \approx E_r = E_0 \sqrt[3]{\frac{d}{\pi r}} \sqrt[3]{\frac{a}{a-1}}, \quad (10)$$

где a — определяется соотношением 3. После преобразований (10) с учетом (8) получим

$$\frac{r}{d} \approx \frac{1}{\pi k_n^3} \frac{a}{a-1}. \quad (11)$$

Результаты расчетов по уравнениям (9) и (11) приведены в таблице, из которой следует, что уравнение (11) дает

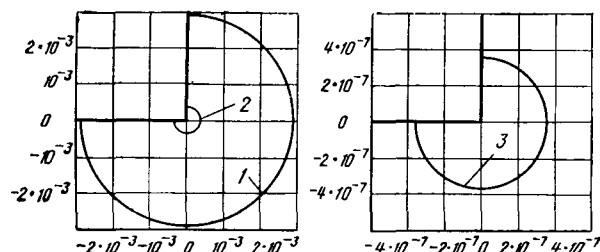


Рис. 4. Форма и геометрические размеры областей повышенной напряженности поля (II тип) у нижнего края верхней обкладки плоского конденсатора ($n=0,1$).

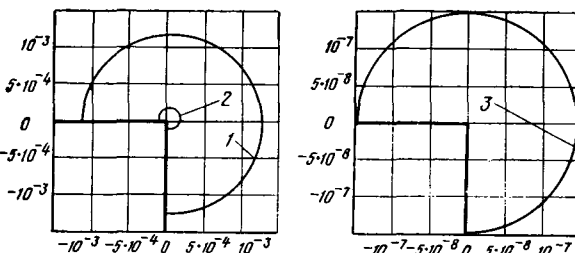


Рис. 5. Форма и геометрические размеры областей повышенной напряженности поля (II тип) у верхнего края верхней обкладки плоского конденсатора ($n=0,1$).

n	По формуле (11)				По точным уравнениям (2), (3), (5) и (9)			
	$\frac{r_{\sim}}{d} \times 10^{-6}$	$\frac{r_{\sim}}{d} \times 10^{-3}$	$\frac{r_{\sim}}{d} \times 10^{-1}$	$\frac{r_{\sim}}{d} \times 10^{-1}$	$\frac{r_{=}}{d} \times 10^{-6}$	$\frac{r_{=}}{d} \times 10^{-3}$	$\frac{r_{=}}{d} \times 10^{-1}$	$\frac{r_{=}}{d} \times 10^{-1}$
	$k_H=100$	$k_H=10$	$k_H=5$	$k_H=2$	$k_H=100$	$k_H=10$	$k_H=5$	$k_H=2$
0,1	0,54	0,54	0,43	1,35	0,36	0,36	0,29	0,45
0,2	0,45	0,45	0,36	1,12	0,30	0,30	0,24	0,40
0,35	0,395	0,395	0,316	0,99	0,26	0,26	0,21	0,36

в 1,5 раза завышенные размеры r_{\sim} одноименных областей повышенной напряженности ($k_H \geq 5$) электрического поля у острого края обкладки плоского конденсатора. Этот факт нужно учитывать при расчетах по формуле (10). Для этого в формулу (10) необходимо ввести коэффициент k_T , учитывающий поправку на расчет по точным уравнениям поля:

$$E_r = E_0 \sqrt[3]{\frac{d}{\pi r k_T}} \sqrt[3]{\frac{a}{a-1}}; \quad (12)$$

$$k_T = \frac{r_{\sim}}{r_{=}}, \quad (13)$$

где r_{\sim} , $r_{=}$ — размеры (радиусы) одноименных областей (при $k_H \geq 5$, близких по форме к окружности) повышенной напряженности электрического поля, определенные по приближенной (10) и точной (9) формулам и приведенные в таблице.

Расчеты по (13) с учетом данных таблицы позволяют установить, что коэффициент $k_T = 1,5$. Следовательно, формула (10) дает значения напряженности, завышенные на 15% по сравнению с результатами расчета по точному уравнению (9).

Зависимость напряженности начала ЧР плоского конденсатора определяется следующим образом. По аналогии с работами [Л. 5 и 6] условие начала ЧР запишется в виде

$$E_r \sqrt[3]{\pi r} = A', \quad (14)$$

где A' — некоторая постоянная, зависящая от вида ЧР.

Положив в (12) $E_0 = E_H$ (E_H — напряженность начала ЧР), с учетом (14) из уравнений (12) получим

$$E_H = A' \sqrt[3]{k_T} \frac{1}{\sqrt[3]{d}} \sqrt[3]{\frac{a-1}{a}}. \quad (15)$$

Уравнение (15) позволяет оценить напряженность начала ЧР плоского конденсатора в зависимости от толщины диэлектрика d и параметра n , равного отношению толщин обкладки и диэлектрика. Существенное значение поправка k_T будет иметь при исследовании механизма ЧР с целью расчетного определения постоянной A' и расчета E_H реальных высоковольтных конструкций с изоляцией конденсаторного типа.

Выводы. 1. Методом конформных отображений выполнен анализ электрического поля типа П (рис. 1) на краю плоского конденсатора и получены точные уравнения, позволяющие определить распределение потенциала и напряженности в любой точке рассматриваемого поля.

2. С помощью ЭВМ «Мир-2» построены силовые, эквипотенциальные и эквиградентные линии для различных значений параметра n , равного отношению толщины обкладки к толщине диэлектрика. Разработанные алгоритмы значительно превышают по эффективности другие известные методы расчета электрического поля плоского конденсатора и могут быть использованы для оптимального выбора геометрии электродов в аппаратуре высокого напряжения.

3. В результате исследования установлено, что приближенная формула, используемая в настоящее время для расчета напряженности электрического поля П типа у края обкладки плоского конденсатора, дает значения, завышенные на 15%. Поэтому предложено в приближенную формулу ввести поправочный коэффициент $k_T = 1,5$, определенный на основании расчетов по точным уравнениям поля.

4. Результаты, полученные в статье, могут быть использованы также для изучения механизма возникновения критических ЧР в высоковольтных конструкциях с изоляцией конденсаторного типа.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Титов М. Н., Прудкой Н. А. Электрическое поле на краю секции импульсного конденсатора с учетом конечной толщины обкладок. — В кн.: Физические основы электрогидравлической обработки материалов. — Киев: Наукова думка, 1978.
2. Fox M., Plessner K. W., Hall M. M. J. Theory of discharges at the foil edge in capacitors. — Proc. IEE, 1968, vol. 115, № 7.
3. Parker R. D. Effect of foil edge modifications and configurational changes on energy storage capacitors. weight. — IEEE Trans. Parts Hybrids and Packag., 1977, № 3.
4. Конотоп В. В., Пенцов В. М., Рудаков В. В. Краевой эффект в конструкции конденсаторного типа с неоднородным диэлектриком — ЭП. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы, 1978, № 6.
5. Каплан Д. А. Краевой эффект в изоляции конденсаторного типа. — Изв. вузов СССР, Энергетика, 1961, № 4.
6. Rogowski W. Die elektrische Festigkeit am Rande des Plattenkondensators. — Arch. für Elektrotechnik, 1923, Bd 12, H. 1.
7. Мантров М. И. Расчет электрических полей методом конформных отображений. М.: Изд-во МЭИ, 1971. [12.09.79]

УДК 621.372.001.24

Расчет режимов в линейных электрических цепях при периодических воздействиях

КОБРИН Ю. П., ГОЛЬДШТЕЙН Е. И., КОБРИНА Н. В.

Томский институт автоматизированных систем управления и радиоэлектроники

При решении одной из важнейших инженерных задач — анализе сложных линейных электрических цепей при периодических синусоидальных или несинусоидальных воздействиях — все чаще используются ЦВМ. Существует довольно много различных методов расчета таких цепей, огромно количество публикаций на эту тему. В этой связи особенно актуальными задачами становятся выбор метода, наиболее удобного для реализации на ЦВМ, и создание новых эффективных алгоритмов расчета. Решающими критериями при этом могут быть затраты машинного времени, требуемый объем памяти, точность вычислений, простота алгоритма, возможность применения того или иного класса ЦВМ.

Анализ установившихся режимов в электрических цепях при периодическом воздействии произвольной формы обычно выполняют методами, основанными на разложении несинусоидальных величин в ряд Фурье. Однако разложение на гармонические составляющие весьма трудоемко. К тому же каждый раз требуется решать сложную задачу определения числа гармоник, обеспечивающих необходимую точность при достаточно высокой скорости расчета и приемлемом объеме памяти.

Более привлекательными поэтому кажутся методы, не требующие знания гармонического состава исследуемого сигнала. К ним относятся все разностные методы и методы Рунге — Кутты, а также примыкающие к ним методы, использую-

приближенного определения реакции электрической цепи любой сложности на входной периодический сигнал произвольной формы. Расчет по (13) должен вестись для периода

$$M \geq \epsilon \left(\frac{5\tau}{T} \right) + 2, \quad (14)$$

где $\epsilon \left(\frac{5\tau}{T} \right)$ — целая часть частного $\left(\frac{5\tau}{T} \right)$.

Полиномы для расчетного периода определяются по формуле (10). Однако расчет полиномов по этой формуле при большом M довольно трудоемок, поэтому найдем выражения для суммы полиномов в замкнутой форме.

Известно, что переходная характеристика в общем случае записывается в виде

$$h(t) = h_0 + \sum_{s=1}^q h_s(t), \quad (15)$$

где h_0 — принужденная составляющая; $h_s(t)$ — s -я компонента свободной составляющей.

Если принужденная составляющая $h_0 = \text{const}$, то из (10), для этого случая получим

$$H_{\mu 0} = \sum_{r=1}^{\xi} h_0 = \xi h_0. \quad (16)$$

Если в решении характеристического уравнения p_s — действительный однократный корень, то s -я компонента свободной составляющей переходной характеристики запишется так:

$$h_s(t) = C_s e^{p_s t}. \quad (17)$$

Для дискретных моментов времени $j = (\mu + \lambda + 1 - rm)$ в (10) на основании (2) получим

$$t = \Delta t (\mu + \lambda - rm), \quad (18)$$

где $\lambda = m(N-1)$.

Тогда (17) можно привести к виду

$$h_s(t) = A_s e^{\mu x_s} e^{r y_s}, \quad (19)$$

где $x_s = p_s \Delta t$; $y_s = -m x_s$; $A_s = C_s e^{\lambda x_s}$.

Из (19) и (10), применяя формулу суммы геометрической прогрессии, будем иметь

$$H_s = A_s e^{\mu x_s} \sum_{r=1}^{\xi} e^{r y_s} = F_s(\xi) e^{\mu x_s}, \quad (20)$$

где

$$F_s(\xi) = \frac{A_s}{(1 - e^{y_s})} [e^{y_s} - e^{y_s(\xi+1)}].$$

Если в решении характеристического уравнения $p_s = \alpha_s \pm \pm j\beta_s$ — пара сопряженных комплексных однократных корней, то

$$h_s(t) = C_s e^{\alpha_s t} \sin(\beta_s t + \varphi_s).$$

Выражая здесь время с помощью (18), получаем

$$h_s(t) = A_s e^{\mu x_s} \sin(z_s r + \psi_s), \quad (21)$$

где $x_s = \alpha_s \Delta t$; $y_s = -m x_s$; $\psi_s = \varphi_s(\mu + \lambda) + \varphi_s$; $\vartheta = \beta_s \Delta t$; $z_s = -\vartheta_s m$.

Из (21) и (10) после несложных преобразований имеем

$$\begin{aligned} H_{\mu s} &= A_s e^{\mu x_s} \sum_{r=1}^{\xi} e^{r y_s} \sin(r z_s + \psi_s) = \\ &= F_s(\xi) e^{\mu x_s} \sin(z_s \mu + \gamma_s), \end{aligned} \quad (22)$$

где

$$F_s(\xi) = \sqrt{B_s^2(\xi) + D_s^2(\xi)};$$

$$\gamma_s = \vartheta_s \lambda + \varphi_s + \arctg \frac{D_s(\xi)}{B_s(\xi)};$$

$$B_s(\xi) = A_s \sum_{r=1}^{\xi} e^{r y_s} \cos z_s r; \quad (23)$$

$$D_s(\xi) = A_s \sum_{r=1}^{\xi} e^{r y_s} \sin z_s r. \quad (24)$$

Суммы вида (23) и (24) можно привести к замкнутой форме, если воспользоваться табличными формулами, приведенными в [Л. 3]:

$$B_s(\xi) = A_s \frac{\cos z_s - e^{y_s} - e^{\xi y_s} \cos[(\xi+1)z_s] + e^{y_s(\xi+1)} \cos(\xi z_s)}{e^{y_s} + e^{-y_s} - 2 \cos z_s};$$

$$\begin{aligned} D_s(\xi) &= A_s \times \\ &\times \frac{\sin z_s - e^{\xi y_s} \sin[(\xi+1)z_s] + e^{y_s(\xi+1)} \sin(\xi z_s) - e^{y_s}}{e^{y_s} + e^{-y_s} - 2 \cos z_s}. \end{aligned}$$

Если компонента s свободной составляющей от кратных корней, то вычисление $H_{\mu s}$ для этой компоненты выполняется подстановкой ее в формулу (10). Общий расчет полинома по найденным компонентам q производится по формуле

$$H_{\mu}^{(N)} = H_{\mu 0} + \sum_{s=1}^q H_{\mu s}. \quad (25)$$

Оценка требуемого объема памяти и скорости вычислений. Использование формулы (13) позволяет сделать затраты памяти и скорость вычислений для любого периода N постоянными, не зависящими от t_y . По сравнению с расчетом по формуле (3) объем памяти уменьшается в $\frac{mN}{(2m-1)}$ раз,

а скорость вычислительного процесса повышается в $\frac{N}{2}$ раз.

$$\frac{m^2 \left(N - \frac{1}{2} \right)}{(m^2 + 2m - 1)} \approx \left(N - \frac{1}{2} \right) \text{ раз.}$$

Выводы. 1. Предложенные алгоритмы целесообразно использовать при расчете электрических цепей с длительностью переходного процесса $\geq 2T$.

2. Выражения для сумм полиномов в замкнутой форме позволяют (принимая $t_y \gg \frac{5\tau}{T}$) получить желаемую точность расчета установившегося режима без снижения скорости вычислений.

3. Особенно полезна предлагаемая методика при оценке реакции одной и той же цепи на ряд периодических несинусоидальных сигналов различной формы, когда значения полиномов могут быть использованы многократно. Это открывает широкие возможности использования указанных алгоритмов и при анализе нелинейных цепей различными итерационными способами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нетушил А. В. Теория автоматического управления. — М.: Высшая школа, 1972, ч. II.
2. Цыпкин Я. З. Теория импульсных систем. — М.: Физматгиз, 1963.
3. Заездный А. И. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. — Л.: Энергия, 1971.

[17.05.79]

Нелинейные активные линии для моделирования процессов переноса носителей заряда в полупроводниковых структурах

ВОЙНОВ В. П.

Таганрог

Линии с распределенными параметрами, содержащие нелинейные активные элементы, находят широкое применение для моделирования процессов в различных физических системах [Л. 1]. В настоящей статье предлагается эквивалентная схема линии для моделирования процессов переноса заряда в полупроводниковых структурах, получены критерии подобия для полупроводниковых структур и эквивалентных линий, а также соотношения между масштабами моделирования для рассматриваемого случая.

Фундаментальную систему уравнений, описывающих поведение носителей заряда в полупроводнике (одномерный случай), можно записать в виде:

$$J_p = -q\mu_p p \partial \varphi / \partial x - qD_p \partial p / \partial x; \quad (1)$$

$$J_n = -q\mu_n n \partial \varphi / \partial x + qD_n \partial n / \partial x; \quad (2)$$

$$q \partial p / \partial t = -\partial J_p / \partial x - qR; \quad (3)$$

$$q \partial n / \partial t = \partial J_n / \partial x - qR; \quad (4)$$

$$\partial^2 \varphi / \partial x^2 = -(q/\epsilon)(p - n + N); \quad (5)$$

$$J = J_p + J_n - e \partial^2 \varphi / \partial x \partial t, \quad (6)$$

где n, p — концентрации электронов и дырок; J, J_n, J_p — плотности полного тока, токов электронов и дырок соответственно; q — заряд электрона; μ_n, μ_p, D_n, D_p — подвижность и коэффициенты диффузии электронов и дырок соответственно; φ — электростатический потенциал; x, t — переменные, имеющие размерность координаты и времени; R — скорость рекомбинации носителей; ϵ — абсолютная проницаемость полупроводника; N — концентрация распределения примеси.

Используя соотношение Эйнштейна

$$D_p/\mu_p = D_n/\mu_n = kT/q = V_T,$$

где k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура, преобразуем исходную систему (1)–(6) в систему уравнений, описывающую распределение концентраций носителей и электростатического потенциала полупроводниковой структуры в безразмерной форме [Л. 2 и 3]:

$$-\partial \bar{p} / \partial \bar{t} + \Pi_1 \partial (\bar{\mu}_p \bar{p} / \partial \bar{x}) / \partial \bar{x} + \Pi_2 [\partial (\bar{\mu}_p \bar{p}) / \partial \bar{x}] \partial \bar{\varphi} / \partial \bar{x} - \Pi_3 \bar{\mu}_p \bar{p} (\bar{p} - \bar{n} + \bar{N}) - \Pi_4 \bar{R} = 0; \quad (7)$$

$$\partial \bar{n} / \partial \bar{t} - \Pi_1 \partial (\bar{\mu}_n \bar{n} / \partial \bar{x}) / \partial \bar{x} + \Pi_2 [\partial (\bar{\mu}_n \bar{n}) / \partial \bar{x}] \partial \bar{\varphi} / \partial \bar{x} - \Pi_3 \bar{\mu}_n \bar{n} (\bar{p} - \bar{n} + \bar{N}) - \Pi_4 \bar{R} = 0; \quad (8)$$

$$\partial (\bar{p} - \bar{n}) / \partial \bar{t} - \Pi_2 [\partial (\bar{\mu}_n \bar{n} + \bar{\mu}_p \bar{p}) / \partial \bar{x}] \partial \bar{\varphi} / \partial \bar{x} + \Pi_3 (\bar{\mu}_n \bar{n} + \bar{\mu}_p \bar{p}) (\bar{p} - \bar{n} + \bar{N}) - \Pi_2 \partial [(\bar{\mu}_n \bar{n} + \bar{\mu}_p \bar{p}) \partial \bar{\varphi} / \partial \bar{x}] / \partial \bar{x} + \Pi_5 \partial^2 \bar{\varphi} / \partial \bar{x}^2 \partial \bar{t} = 0. \quad (9)$$

В этих уравнениях через $\bar{x} = x/x_0$, $\bar{t} = t/t_0$ обозначены координата и время, выраженные в относительных единицах; $\bar{p} = p/n_0$, $\bar{n} = n/n_0$, $\bar{\mu}_p = \mu_p/\mu_0$, $\bar{\mu}_n = \mu_n/\mu_0$, $\bar{N} = N/n_0$, $\bar{R} = R/R_0$ — безразмерные функции; $x_0, t_0, \mu_0, n_0, R_0$ — базисные значения соответственно координаты, времени, подвижности носителей, концентрации, скорости рекомбинации; $\Pi_1 = \mu_0 V_T t_0 / x_0^2$, $\Pi_2 = \mu_0 \varphi_0 t_0 / x_0^2$, $\Pi_3 = q \mu_0 t_0 / \epsilon$, $\Pi_4 = R_0 t_0 / n_0$, $\Pi_5 = e \varphi_0 / q n_0 x_0^2$ — безразмерные коэффициенты, являющиеся критериями подобия процессов переноса носителей в полупроводниковых структурах.

Для выполнения подобия полупроводниковых структур необходимо потребовать подобия относительного изменения их электрофизических параметров [Л. 3], т. е.

$$\bar{\mu}_p = \text{idem}, \quad \bar{\mu}_n = \text{idem}, \quad \bar{N} = \text{idem}, \quad \bar{R} = \text{idem}. \quad (10)$$

Требуется также подобие начальных и граничных условий и геометрическое подобие. При моделировании системы уравнений (7)–(9) воспользуемся нелинейной активной линией (RCI -линией), эквивалентная схема секции длиной Δz которой изображена на рис. 1. Для узлов эквивалентной схемы линий выполняются условия:

$$I_p(\tau, z + \Delta z) - I_p(\tau, z) + \Delta z \{C \partial [V_p(\tau, z + \Delta z)] / \partial \tau - I_p^0(\tau, z + \Delta z) + I_R(\tau, z + \Delta z)\} = 0; \quad (11)$$

$$I_n(\tau, z) - I_n(\tau, z + \Delta z) + \Delta z \{C \partial [V_n(\tau, z + \Delta z)] / \partial \tau - I_n^0(\tau, z + \Delta z) + I_R(\tau, z + \Delta z)\} = 0; \quad (12)$$

$$I_0(\tau, z + \Delta z) - I_0(\tau, z) - \Delta z \{C \partial [V_n(\tau, z + \Delta z)] / \partial \tau - C \partial [V_p(\tau, z + \Delta z)] / \partial \tau + I_R(\tau, z + \Delta z)\} = 0, \quad (13)$$

где

$$I_p(\tau, z) = G_p [V_p(\tau, z + \Delta z) - V_p(\tau, z)] \Delta z; \quad (14)$$

$$I_n(\tau, z) = G_n [V_n(\tau, z + \Delta z) - V_n(\tau, z)] \Delta z; \quad (15)$$

$$I_0 = (1/R_3) [U(\tau, z + \Delta z) - U(\tau, z)] \Delta z + C_1 \partial [U(\tau, z + \Delta z) - U(\tau, z)] / \partial \tau \Delta z; \quad (16)$$

z, τ — переменные, имеющие размерность координаты и времени.

Очевидно при выполнении подобия системы уравнений (7)–(9) и системы уравнений (11)–(12), записанной в разностной форме, необходимо, чтобы

$$I_p^0 = [1/R_1(\tau, z + \Delta z) - 1/R_1(\tau, z)] [U(\tau, z + \Delta z) - U(\tau, z)] / \Delta z^2 - (1/R_1)(V_p - V_n + V_N); \quad (17)$$

$$I_n^0 = [1/R_2(\tau, z + \Delta z) - 1/R_2(\tau, z)] [U(\tau, z + \Delta z) - U(\tau, z)] / \Delta z^2 - (1/R_2)(V_p - V_n + V_N). \quad (18)$$

Устремив в выражениях (11)–(18) Δz к нулю и осуществив предельный переход, получим следующую систему уравнений в частных производных, описывающую распределение напряжений в RCI -линии:

$$C \partial \bar{V}_p / \partial \bar{t} + \Pi'_1 \partial (\bar{G}_p \partial \bar{V}_p / \partial \bar{z}) / \partial \bar{z} + \Pi'_2 \partial (1/\bar{R}'_1) / \partial \bar{z} \partial \bar{U} / \partial \bar{z} - \Pi'_3 (1/\bar{R}_1) (\bar{V}_p - \bar{V}_n + \bar{V}_N) - \Pi'_4 \bar{I}_R = 0; \quad (19)$$

$$C \partial \bar{V}_n / \partial \bar{t} - \Pi'_1 \partial (\bar{G}_n \partial \bar{V}_n / \partial \bar{z}) / \partial \bar{z} + \Pi'_2 \partial (1/\bar{R}_2) / \partial \bar{z} \partial \bar{U} / \partial \bar{z} - \Pi'_3 (1/\bar{R}_2) (\bar{V}_p - \bar{V}_n + \bar{V}_N) - \Pi'_4 \bar{I}_R = 0; \quad (20)$$

$$C \partial (\bar{V}_p / \partial \bar{z} - \partial \bar{V}_n / \partial \bar{z}) / \partial \bar{z} - \Pi'_2 \partial (1/\bar{R}_3) / \partial \bar{z} \partial \bar{U} / \partial \bar{z} + \Pi'_3 (1/\bar{R}_3) \times (\bar{V}_p - \bar{V}_n + \bar{V}_N) + \Pi'_2 \partial (1/\bar{R}_3) \partial \bar{U} / \partial \bar{z} + \Pi'_5 C_1 \partial^2 \bar{U} / \partial \bar{z}^2 \partial \bar{t} = 0. \quad (21)$$

Система уравнений (19)–(21) записана в безразмерной форме, здесь приняты обозначения: $\bar{z} = z/z_0$; $\bar{\tau} = \tau/\tau_0$ — координата и время, выраженные в относительных единицах; $\bar{V}_n = V_n/V_0$, $\bar{V}_p = V_p/V_0$, $\bar{U} = U/U_0$, $\bar{G}_n = G_n/G_0$, $\bar{R}_1 = R_1/R_0$, $\bar{R}_2 = R_2/R_0$, $\bar{I}_R = I_R/I'_0$ — безразмерные функции; $1/\bar{R}_3 = 1/\bar{R}_1 +$

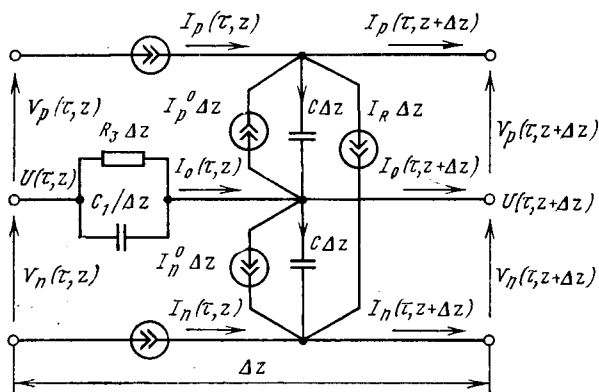


Рис. 1. Эквивалентная электрическая схема RCI -линии, моделирующая процессы в полупроводниковой структуре для режима большого сигнала.

$+1/\bar{R}_2$, $\Pi'_1 = G_0 \tau_0 / C z^2$, $\Pi'_2 = U_0 \tau_0 / R_0 z^2 V_0 C$, $\Pi'_3 = \tau_0 / R_0 C$, $\Pi'_4 = I'_0 \tau_0 / C V_0$, $\Pi'_5 = U_0 C_1 / x_0^2 V_0 C$ — безразмерные коэффициенты, являющиеся критериями подобия рассматриваемой линии.

Для установления качественной аналогии между процессами в полупроводниковых структурах и распределением напряжения и тока в рассматриваемой RCI -линии достаточно сравнить их математические модели: уравнения (7)—(9) и (19)—(21). Из сравнения этих уравнений следует, что концентрациям дырок и электронов соответствуют разности потенциалов V_p и V_n , распределению электростатического потенциала полупроводниковой структуры соответствует распределение потенциала U -линии. Источники тока I_p , I_n определяют диффузионный ток дырок и электронов, компоненты сопротивления $1/R_3 = 1/R_1 + 1/R_2$ — дрейфовые токи дырок и электронов. Токи емкостей C соответствуют токам накопления дырок и электронов, емкость C_1 определяет ток смещения полупроводниковой структуры. Источники токов I_p^0 , I_n^0 отражают влияние распределения концентрации легирующих примесей, а также концентрации дырок и электронов на электростатический потенциал объема полупроводниковой структуры, а через него на дрейфовый ток носителей; источник тока I_R определяет процессы рекомбинации объема полупроводниковой структуры.

При математическом моделировании необходимо и достаточно обеспечить тождество математических моделей процессов полупроводниковой структуры и RCI -линии [Л. 3]. Для этого надо осуществить равенство критериев подобия обеих систем, т. е.

$$\Pi_1 = \Pi'_1; \Pi_2 = \Pi'_2; \Pi_3 = \Pi'_3; \Pi_4 = \Pi'_4; \Pi_5 = \Pi'_5 \quad (22)$$

при выполнении следующих условий:

$$\bar{G}_p = \bar{\mu}_p; \bar{G}_n = \bar{\mu}_n; 1/\bar{R}_1 = \bar{\mu}_p \bar{p}; 1/\bar{R}_2 = \bar{\mu}_n \bar{n}; \\ \bar{N} = \bar{V}_N; \bar{R} = \bar{I}_R.$$

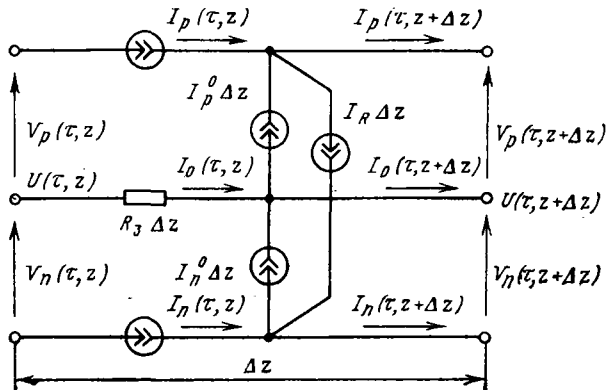


Рис. 2. Линия для моделирования статического режима.

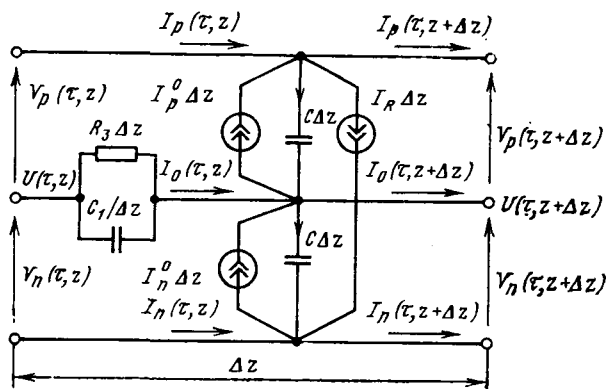


Рис. 3. Эквивалентная схема RCI -линии для моделирования дрейфовых процессов в полупроводниковой структуре.

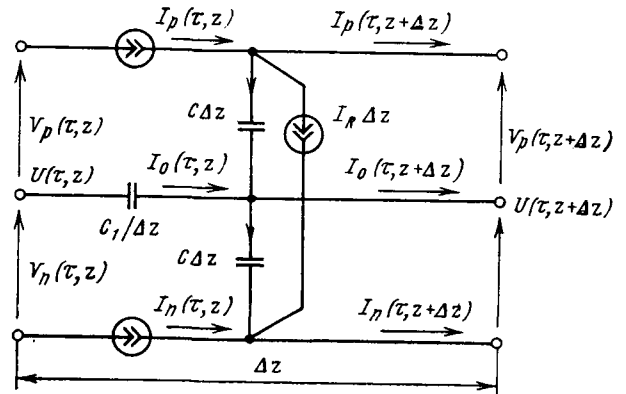


Рис. 4. Эквивалентная схема RCI -линии для моделирования диффузионных процессов в полупроводниковой структуре.

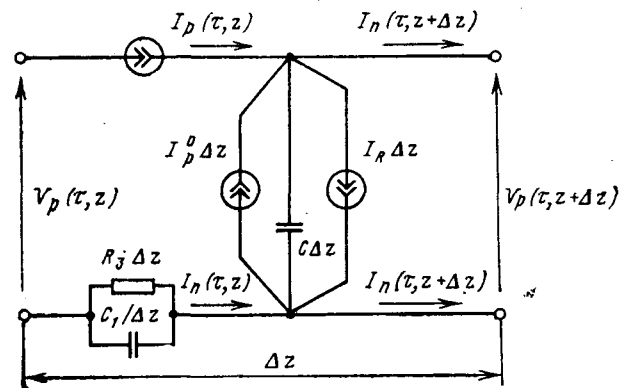


Рис. 5. RCI -линия, моделирующая процессы переноса носителей одного вида (Р-типа).

Введем масштабные преобразования:

$$m_G = G_0 / \mu_0 V_0; m_R = (1/R_0) / \mu_0 n_0; m_n = n_0 / V_0; \\ m_\varphi = \varphi_0 / U_0; m_I = I'_0 / R'_0; m_t = t_0 / \tau_0; m_l = x_0 / z_0. \quad (23)$$

Используя выражения (22) и (23), получаем условия тождественности систем уравнений (7)—(9) и (19)—(21):

$$m_t / m_G m^2 t = 1/C; m_\varphi m_t / m_R m_n m^2 t = 1/C; \\ m_t' m_R = \varepsilon / qC; m_t m_I m_n' = 1/C; m_\varphi / m^2 t m_n = qC_1 / \varepsilon C. \quad (24)$$

Согласно (24) независимыми могут быть только четыре параметра моделирования из девяти. Качественная аналогия между процессами в полупроводниковой структуре и RCI -линии позволяет легко получить эквивалентные схемы длинной линии в различных частных случаях, представляющих практический интерес (рис. 2—5).

Для моделирования полупроводниковых приборов с помощью длинных линий, кроме того, необходимы эквивалентные схемы следующих граничных условий: поверхность полупроводника — металл, полупроводник — диэлектрик (свободная поверхность кремниевого прибора при планарной технологии), полупроводник — диэлектрик — металл (структура МДП-приборов) и т. п. Моделирование перечисленных граничных условий не вызывает дополнительных требований к элементам линий, поэтому в данной статье этот вопрос не нашел освещения.

Таким образом, осуществляя анализ распределения токов и напряжений в предложенных активных линиях с помощью разработанных методов [Л. 4 и 5], нетрудно получить характеристики и параметры различных полупроводниковых приборов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Scott A. Active and nonlinear wave propagation in electronics. — Wiley — Interscience. — New York, 1970.

УДК 621.311(049.3)

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ: АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ РЕЖИМАМИ ЭНЕРГОСИСТЕМ/

В. А. БОГДАНОВ, В. А. ВЕНИКОВ, Я. Н. ЛУГИНСКИЙ,
Г. А. ЧЕРНЯ; под ред. В. А. ВЕНИКОВА — М.: Высшая школа, 1979

Рецензируемая книга написана как учебник для студентов вузов, обучающихся по специальности «Кибернетика электрических систем». В книге впервые обобщены и систематизированы сведения по проблемам управления режимами энергосистем в условиях АСУ, причем сделана попытка изложить эти сведения в форме книги, методически пригодной для использования студентами как основного учебника по изученному курсу. Надо сказать, что до сегодняшнего времени студент должен был пользоваться или сложной, а зачастую и очень спорной монографической литературой или многочисленными, но частными журнальными публикациями. Это очень затрудняло процесс обучения студентов, снижало его эффективность и качество.

Выход учебника явился несомненным вкладом в развитие преподавания сложного комплекса вопросов, объединенных общим названием «Кибернетика электрических систем». Авторы в целом хорошо справились с поставленной перед ними задачей, методически очень сложной.

В книге приведено большое введение, в котором в форме свободного изложения показана сложная проблема современного управления режимами систем, взаимосвязь энергетики со многими сторонами хозяйственной деятельности в условиях социалистического общества.

Первая глава посвящена анализу больших систем энергетики и теоретическим основам управления ими. Она является в значительной мере традиционной для серии учебников, изданных в последние годы под редакцией профессора В. А. Веникова по электрическим системам, и может быть многое из них повторяет. Однако включение ее в этот учебник для специалиста-кибернетика вполне оправдано. Оправдано и по причине единства излагаемого материала и по причине, что в ней основной крен сделан на теоретические вопросы диспетчерского управления. Интересно и то, что содержание этой главы стало значительно более конкретным. Это тем более актуально сегодня, когда заканчивающееся формирование Единой энергосистемы Советского Союза непрерывно ставит все новые теоретические проблемы перед исследователями таких, не имеющих аналогий, больших систем.

Одной из центральных в книге явилась глава вторая. В ней излагаются задачи оперативного управления режимом энергосистем. Достаточно компактно изложены задачи управления частотой и обменной мощностью, напряжением и реактивной мощностью.

В главах с третьей по восьмую описаны элементы комплекса технических средств, устанавливаемых на диспетчерских пунктах и необходимых в современных условиях для управления режимами с помощью вычислительной техники. Эта, очень большая часть книги, вводит студента-кибернетика

в особенности применения ЦВМ на диспетчерских пунктах. Представляется, что включение такого раздела в состав учебника полезно и оправдано, но, зная, что на пятом курсе студент уже прослушал солидный курс ЦВМ и хорошо разбирается в принципах и основах ее работы, эту часть можно было бы сократить, концентрируя внимание лишь на главных требованиях и особенностях применения ЦВМ на диспетчерских пунктах. Так, можно было бы сократить описание ряда зарубежных вычислительных систем и их элементов, поскольку они решают те же задачи, что и отечественные ЦВМ или их элементы, и обычно не имеют перед ними каких-либо принципиальных преимуществ. В то же время в книге нет описания малой системы СМ ЭВМ и отечественных микро-ЭВМ класса «Электроника» и «Искра». Не приведены также параметры этих ЭВМ и нет рекомендаций по оснащению вычислительными машинами диспетчерских пунктов.

Последняя восьмая глава посвящена противоаварийной автоматике в энергосистемах. Этот важный и нужный для инженера-кибернетика электрических систем раздел изложен очень компактно и емко. Он дает четкое представление о решаемых задачах. К сожалению, особенностям решения этих задач в условиях АСУ уделено относительно мало внимания. В основном тут изложен компактный, но уже ставший традиционным подход.

Новый учебник не охватил, да и наверное не мог охватить все вопросы управления режимами. Так, в нем вскользь упомянута такая важная задача, как управление распределением нагрузки между агрегатами, станциями и энергосистемами. Ее решение в условиях АСУ имеет свою сложность и специфику. Оно должно быть представлено студентами в виде самостоятельного учебника, поскольку имеющиеся учебные пособия сильно устарели и мало связаны с машинными методами оптимизации. Нет в книге упоминания об особенностях планирования в условиях АСУ и не упоминаются так называемые хозяйственные задачи.

Однако, несмотря на все замечания, оценивая учебник в целом, следует сказать, что выпуск этой полезной книги — большой шаг в деле построения комплексной системы учебников по электрическим системам. Он поможет студенту проектировать современные способы диспетчерского управления.

Учебник будет несомненно полезен также и инженерам-энергетикам, работающим в области управления режимами энергосистем, проектирующим или эксплуатирующим современные автоматизированные системы управления. Он найдет применение и в системе повышения квалификации руководящих работников и специалистов Минэнерго СССР.

ЖУРАВЛЕВ В. Г., доктор техн. наук

2. Кирпичев М. В. Теория подобия. — М.: Изд-во АН СССР, 1953.

3. Веников В. А. Теория подобия и моделирования (применительно к задачам электроэнергетики). — М.: Высшая школа, 1976.

4. Popov V. P., Bickart T. A. RC-transmission line with

nonlinear resistance: large-signal response computation.—IEEE Trans. on Circuits and Systems, 1974, № 5.

5. Hennig F., Sah S. T. Matrix analysis of distributed semiconductor circuit models. — Solid — State Electronics, 1973, vol. 16.

УДК 621.3.048.015(049.3)

КУЧИНСКИЙ Г. С., ЧАСТИЧНЫЕ РАЗРЯДЫ В ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ КОНСТРУКЦИЯХ. — Л.: Энергия. Ленинградское отделение, 1979. 224с.

Частичные разряды (ч. р.) в изоляции высоковольтного электрооборудования во многих случаях являются фактором, определяющим уровни допустимых напряжений электрического поля, величины испытательных напряжений, а следовательно, и технико-экономические показатели электрооборудования, надежность его работы. Изучение воздействия ч. р. на изоляцию, методов обнаружения и количественной оценки, разработка мер по их предотвращению или снижению интенсивности являются в настоящее время одной из важнейших проблем высоких напряжений. Значение и актуальность этой проблемы возрастают в связи с повышением рабочих напряжений электрооборудования, сопровождающимся снижением запасов электрической прочности изоляции.

Профессор Г. С. Кучинский в течение длительного периода успешно работает в указанной области. Поэтому выход в свет его монографии вполне закономерен и своевремен. Книга представляет собой первое отечественное специализированное издание, посвященное систематизированному изложению физических основ развития ч. р. и методики измерения их характеристик, основных закономерностей электрического старения изоляции под воздействием ч. р. и вопросов практического обеспечения надежной работы изоляции силовых конденсаторов, кабелей, трансформаторов, электрических машин, аппаратной бумажно-масляной изоляции при длительном воздействии напряжений.

Автору книги удалось обобщить, систематизировать и изложить на высоком научном уровне с предельной ясностью результаты многочисленных исследований по ч. р., полученные в нашей стране и за рубежом.

Одним из основных достоинств книги является создание общей теоретической базы, позволяющей правильно трактовать и использовать результаты экспериментальных исследований. В частности, показано, что учет статистического разброса напряжения зажигания в отдельных включениях в изоляции приводит к степенной зависимости мощности частичных разрядов от напряжения, что подтверждено экспериментально. При анализе зависимости напряженности возникновения частичных разрядов от толщины диэлектрика установлено, что расчет поля у края пластины и рассмотрение схемы замещения диэлектрика на краю электрода приводит к одинаковой схеме конструкции расчетной формулы, хорошо подтвержденной экспериментами. Аналогичные результаты получены автором при анализе особенностей частичных разрядов на постоянном и импульсном напряжении, при рассмотрении статистических закономерностей старения изоляции под воздействием частичных разрядов. Введение понятия внутреннего ресурса изоляционной конструкции позволяет объяснить экспериментально установленную зависимость срока службы изоляции от напряженности электрического поля.

Много внимания уделяет автор вопросам измерения характеристик частичных разрядов, имеющим первостепенное практическое значение (кстати, сам автор является разработчиком ныне действующего ГОСТ на методы измерения характеристик частичных разрядов). Примененная классификация методов регистрации частичных разрядов позволяет оценить преимущества, недостатки и области использования каждого из методов. В книге не только рассмотрены схемы установок для измерения характеристик частичных разрядов и требования к измерительным устройствам, но и обоснованы рекомендуемые характеристики отдельных элементов устройств, а также предельная чувствительность схем регистрации в за-

висимости от емкости объекта. Кроме того, подробно рассмотрены вопросы поверки и градуировки устройств для измерения характеристик ч. р., даны методические указания по проведению измерения уровня помех и характеристик частичных разрядов. Большой практический интерес представляют также приведенные данные о существующих в настоящее время аналоговых и дискретных устройствах для измерения характеристик частичных разрядов, созданных в нашей стране и за рубежом.

Практическая ценность книги состоит также в анализе особенностей развития ч. р. в изоляции конденсаторов, кабелей, трансформаторов, электрических машин и в аппаратной бумажно-масляной изоляции, обосновании допустимых напряженностей электрического поля в этих высоковольтных конструкциях и анализе особенностей измерения в них характеристик частичных разрядов.

Вместе с тем автор книги указывает на необходимость дальнейших теоретических и экспериментальных исследований частичных разрядов. Например, он отмечает, что математическая обработка данных о форме амплитудного спектра частичных разрядов с помощью методов, применяемых в теории распознавания образов, может дать ценную информацию как о физике сложного процесса частичных разрядов, так и о качестве исследуемой изоляции.

В качестве замечания по композиции книги хотелось бы отметить, что логическая стройность книги возрастет, если глава об электрическом старении изоляции под воздействием частичных разрядов будет следовать непосредственно после главы о физических основах развития частичных разрядов, а глава об устройствах для измерения характеристик частичных разрядов — непосредственно за главой об измерении характеристик этих разрядов. При этом содержание книги разделится на две части: общие вопросы разрушения изоляции под воздействием частичных разрядов и измерения их характеристик и частные вопросы обеспечения надежной работы конкретных видов высоковольтных конструкций с учетом длительного воздействия частичных разрядов. Автору книги следовало бы также вкратце рассмотреть возможности измерения характеристик частичных разрядов в изоляции электрооборудования в условиях эксплуатации. Следовало бы остановиться на возможных методах повышения стойкости полимерной изоляции к воздействию ч. р. Книга выиграет от расширения списка литературы и более подробного рассмотрения отдельных вопросов (например, связи между кажущимся и фактическим зарядом, физических процессов разрушения изоляции частичными разрядами и др.).

Следует отметить отличное полиграфическое оформление книги, редко встречающееся среди научно-технических изданий. Единство высокого уровня излагаемого материала и оформления производит очень благоприятное впечатление на читателя. Ценность и логическая завершенность книги, обстоятельность и научная строгость рассмотрения затрагиваемых вопросов, большое количество фактических данных делает рецензируемую книгу ценным пособием для научных и инженерно-технических работников, связанных с разработкой, проектированием, производством и эксплуатацией высоковольтных изоляционных конструкций, а также для студентов и аспирантов, специализирующихся в данной области.

Рецензируемой книге может быть дана самая высокая оценка. Ее появление — значительное событие для специалистов в области техники высоких напряжений и электроизоляционной техники.

ТАРЕЕВ Б. М., доктор техн. наук, ИЕРУСАЛИМОВ М. Е., доктор техн. наук, ИЛЬЕНКО О. С., КИРИЛЕНКО В. М., кандидаты техн. наук

VIII Всесоюзная конференция по проблемам автоматизированного электропривода, силовых полупроводниковых приборов и преобразователей на их основе

(16—19 октября 1979 г., Ташкент)

Конференция была организована Минэлектротехпромом, Минвузом СССР, Минвузом УзССР, ВНИИэлектроприводом, Московским энергетическим и Ташкентским политехническим институтами, Центральным правлением НТО энергетики и электротехнической промышленности и Информэлектро. Для подготовки и проведения конференции были созданы Оргкомитет Минэлектротехпрома и Минвуза СССР (председатель Ю. А. Никитин, заместители председателя — И. А. Тепман, М. Г. Юньков, К. С. Ахмедов, Ф. И. Ковалев, В. А. Лабунцов, А. А. Сиротин, ученый секретарь А. В. Шинянский) и республиканский Оргкомитет Минвуза УзССР (председатель — К. С. Ахмедов, заместители председателя — И. М. Мирходжаев, Ф. Б. Бадалов, Х. М. Асимов, Н. Х. Базаров, ученый секретарь — Х. Г. Каримов).

Конференция вызвала большой интерес у специалистов отрасли. В ее работе принимало участие более 400 человек, представляющих ведущие промышленные предприятия, научно-исследовательские и проектно-конструкторские организации и вузы страны.

Работа конференции проходила на двух пленарных заседаниях и в пяти секциях. На первом пленарном заседании участников конференции приветствовал заместитель Министра высшего и среднего специального образования УзССР С. С. Нигматов. В докладе акад. В. М. Тучкевича были рассмотрены проблемные вопросы развития полупроводниковых приборов. На этом же заседании с докладом «Перспективы развития преобразовательной техники и электропривода в СССР» выступил к. т. н., лауреат Ленинской премии И. А. Тепман. В этом докладе были освещены работы Министрства электротехнической промышленности по созданию новых полупроводниковых приборов, а также комплексных электроприводов. К. т. н. М. Г. Юньков в докладе «Научно-технические проблемы автоматизированного электропривода», представленном совместно с д. т. н. проф. Н. Ф. Ильинским, сформулировал основные тенденции и проанализировал перспективные направления в развитии современного электропривода.

На заключительном пленарном заседании были заслушаны доклады д. т. н., проф. О. В. Слежановского «Перспективы развития основных компонентов промышленного электропривода», к. т. н. Н. И. Якивчика «Настоящее и будущее силового полупроводникового приборостроения», д. т. н. проф. В. А. Лабунцова «Научно-технические проблемы преобразовательной техники». На этом же заседании выступил д. т. н., проф. А. Я. Шихин с сообщением о вопросах аттестации научных кадров высшей квалификации, а также были обсуждены и утверждены представленные редакционной комиссией под председательством д. т. н. Г. Б. Онищенко рекомендации конференции.

На заседаниях I секции «Общие и теоретические вопросы автоматизированного электропривода» (председатель — Н. Ф. Ильинский, сопредседатели С. А. Ковчин, Н. Х. Базаров, Г. М. Иванов) значительное внимание было уделено вопросам теории электроприводов с цифровым управлением, адаптивных систем с эталонными моделями и стационарным наблюдением, многокоординатных электроприводов с распределенными параметрами, с вентильными двигателями, а также с нетрадиционными источниками питания. В отличие от предыдущих конференций заметное число докладов этой секции было посвящено проблемам создания автоматизированных электроприводов роботов и манипуляторов. Широко обсуждались также проблемы разработки и исследования регулируемых электроприводов переменного тока.

II секция «Перспективные системы промышленного электропривода» (председатель — Г. Б. Онищенко, сопредседатели — А. С. Филатов, И. М. Усманходжаев) рассмотрела вопросы развития систем автоматизированных электромеханических комплексов, электроприводов с линейными двигателями, состояние и перспективы развития электроприводов в ряде отраслей промышленности (черная металлургия, станкостроение, подъемно-транспортные машины и др.). Значительный интерес представляли доклады, посвященные промышленным электроприводам с управляющими ЭВМ, массовым упрощенным регулируемым электроприводам переменного тока, тиристорным электроприводам с автономными источниками питания, многодвигательным электроприводам.

III секция «Средства автоматизированного электропривода» (председатель — О. В. Слежановский, сопредседатели — А. Д. Поздеев, А. А. Хашимов) основное внимание уделила вопросам применения в электроприводе новых разработок в области элементной базы, систем управления, комплектных устройств, а также созданию специализированных электрических машин для регулируемых электроприводов переменного и постоянного тока, в том числе многокоординатных ШД для прецизионного привода. Большой интерес вызвали доклады, в которых освещались системы с применением гибридных микросхем управления и гибридных силовых модулей, а также новые разработки, в частности, унифицированные аналоговые и дискретные устройства (УБСР—АИ, УБСР—ДИ).

Секция IV «Силовые полупроводниковые приборы» (председатель — Ю. А. Евсеев, сопредседатели — Г. П. Степанов, В. Г. Палванов) работала с двумя подсекциями «Расчет и конструирование полупроводниковых приборов» и «Технические процессы и оборудование для производства силовых полупроводниковых приборов». В первой из них были рассмотрены перспективы развития силовых транзисторов, форвисторов, оптронных семисторов, мощных тиристорных коммутаторов наносекундного диапазона, а также результаты исследования физических процессов в этих приборах. Во второй подсекции, помимо вопросов собственно технологии и производства приборов, значительное внимание было уделено задачам контроля качества как материалов, так и готовых изделий. В частности, с интересом был встречен доклад, посвященный применению лазерного сканирующего микроскопа для контроля однородности исходного полупроводникового материала и готовых структур приборов.

Также с двумя подсекциями работала V секция «Силовые полупроводниковые преобразовательные устройства» (председатель — В. А. Лабунцов, сопредседатели — О. Г. Булатов, Ф. С. Кобелев, Б. У. Умаров). В первой подсекции «Общие и теоретические вопросы преобразовательной техники» рассматривались методы исследования вентильных преобразователей на ЦВМ, методы синтеза сложных вентильных цепей и систем, проблемы применения микропроцессоров в системах управления преобразователями, вопросы быстрого действия тиристорных преобразователей. Значительное место в работе этой подсекции заняли доклады, посвященные уменьшению вредного воздействия вентильных преобразователей на питающую сеть, разработке тиристорных фильтрокомпенсирующих устройств. Вторая подсекция «Преобразовательные устройства и установки» рассмотрела вопросы создания силовых тиристорных преобразователей различных типов и назначения, в том числе предназначенных не только для электроприводов, но и для электротехнологии. Здесь же обсуждались вопросы анализа аварийных процессов в преобразователях, совершенствования их защиты, повышения надежности работы,

Основные направления работы конференции нашли отражение в принятых на заключительном пленарном заседании рекомендациях. В этом документе констатируется уровень развития и указывается значение для народного хозяйства автоматизированного электропривода, силовых полупроводниковых приборов и вентильных преобразователей. В частности, указывается, что в настоящее время автоматизированный электропривод составляет энергетическую основу механизации и автоматизации промышленного производства, силовое полупроводниковое приборостроение производит свыше 160 типов приборов с широким диапазоном параметров, на базе которых поставляются вентильные преобразователи для 120 направлений применения в народном хозяйстве. Вместе с тем конференция отметила ряд недостатков в развитии каждой из подотраслей. Обсудив основные проблемные вопросы развития автоматизированного электропривода, преобразовательной техники и создания полупроводниковых приборов, конференция рекомендовала.

В области автоматизированного электропривода: 1. Ускорить создание единых общесоюзных унифицированных серий электроприводов постоянного и переменного тока с высокими технико-экономическими и технологическими показателями.

2. Развернуть работы по перспективным направлениям, которые могут в ближайшее время дать существенный эффект в части повышения технического уровня, надежности и более полного удовлетворения требований развития производственных процессов различных отраслей народного хозяйства. К таким направлениям следует отнести:

комплексное решение вопросов создания электроприводов с повышенными энергетическими показателями, минимальной материалоемкостью, повышенной системной и элементной надежностью;

создание массового регулируемого электропривода переменного тока, в частности, для позиционных электроприводов, механизмов с вентиляционной нагрузкой, и механизмов кратковременных режимов работы;

разработку и реализацию микропроцессорного (прямого цифрового) управления автоматизированными электроприводами и электротехническими комплексами;

развитие транзисторного регулируемого электропривода; разработку научных основ создания специальных электроприводов, реализующих нетрадиционные виды электромеханических преобразований энергии — электростатические взаимодействия, пьезоэлектрический эффект, магнитострикцию, магнитогидродинамический принцип, а также специальные условия преобразования — криогенные температуры, материалы с предельными характеристиками и т. п.;

развитие теории электроприводов с упругими связями, распределенными параметрами и активным формированием нагрузок в механических элементах;

создание эффективных многодвигательных электроприводов и устройств, реализующих многокоординатное движение в различных системах координат;

создание и внедрение в машиностроение систем адаптивного управления электроприводами и освоение производства комплектов устройств для реализации таких систем;

разработка систем электропривода и электромеханических модулей для промышленных роботов;

совершенствование и внедрение в практику методов и средств автоматизированного проектирования и исследования сложных систем электропривода и его средств;

совершенствование методов конструирования и технологии производства комплектов устройств управления электроприводами на основе глубокой унификации, средств ускоренного монтажа, заводского контроля изделий, высокоиндустриального поточного производства;

создание новых видов и развитие традиционных средств автоматизированного электропривода, а именно:

а) электрических двигателей: высокомоментных, в том числе с постоянными магнитами, асинхронных для систем частотного регулирования, синхронных для использования в схемах вентильного двигателя, гистерезисных, шаговых, линейных постоянного и переменного тока и других;

б) трансформаторного и реакторного оборудования с монопольной изоляцией на мощность до 4 тыс. кВ·А и токи до 630 А;

в) специализированных полупроводниковых средств управления;

г) специализированных микро-ЭВМ из микропроцессорных наборов;

В области силовых полупроводниковых приборов и преобразователей на их основе: 1. Ускорить проведение фундаментальных физических исследований в направлениях:

разработки новых методов регулирования электрофизических параметров кремния и многослойных структур;

разработки и исследования новых полупроводниковых материалов и новых физических принципов конструирования силовых полупроводниковых приборов;

исследования мощных фотоприборов, оптоэлектронных систем, изучения проблем повышения эффективности оптического управления силовыми полупроводниковыми приборами;

разработки математических моделей силовых полупроводниковых приборов различного назначения;

исследования свойств поверхности полупроводников и изучения физических явлений на границе полупроводник — окисел, полупроводник — газ, полупроводник — диэлектрик;

исследования новых методов создания электронно-дырочной плазмы в полупроводниках с целью создания принципиально новых сверхбыстродействующих приборов ключевого типа;

изучения физических явлений в структурах металл-полупроводник, металл-диэлектрик-полупроводник, и других с целью создания сверхбыстродействующих приборов и униполярных транзисторов.

2. Ускорить исследовательские и конструкторские работы по совершенствованию существующих и созданию принципиально новых систем охлаждения силовых полупроводниковых приборов.

3. Развернуть прикладные исследования и опытно-конструкторские работы по созданию:

серии силовых транзисторов;

серии высокочастотных тиристоров с комбинированным выключением;

выключаемых тиристоров;

мощных силовых диодов и тиристоров с предельно малым падением напряжения;

серии тиристоров — диодов;

серии тиристоров с повышенной температурой полупроводниковой структуры;

тиристоров и диодов на основе арсенида галлия;

высокотемпературных светоизлучающих диодов для оптронных приборов;

мощных быстродействующих тиристоров;

сверхмощных импульсных ключевых приборов;

4. Ускорить работы по освоению в серийном производстве новых унифицированных серий диодов и тиристоров.

5. Развернуть работы по улучшению энергетической совместимости вентильных преобразователей с питающей энергосистемой, организовать разработку и производство фильтрокомпенсирующих устройств для сетей различного уровня напряжения.

6. Развить работы по созданию системы управления, защиты контроля и диагностики преобразователей на базе средств микроэлектроники, в том числе микропроцессоров.

7. Завершить создание унифицированных конструкций преобразовательных устройств, организовав серийное производство унифицированных деталей и узлов.

8. Расширить производство коммутрующих и фильтровых конденсаторов с высокими удельными показателями, а также реакторов для преобразовательных устройств.

9. Расширить работы по созданию новых совершенных преобразовательных устройств различных типов, в том числе сверхмощных на основе углубленного исследования электромагнитных процессов в установившихся, переходных и аварийных режимах.

10. Развить и скоординировать работы по автоматизации проектирования силовых полупроводниковых приборов и преобразовательных устройств на основе современных математических методов анализа и моделирования с использованием средств вычислительной техники, в частности, аналогово-цифровых вычислительных комплексов.

В области технологии материалов и оборудования для производства силовых полупроводниковых приборов: Ускорить проведение следующих наиболее важных исследований и разработок:

методов повышения качества основных полупроводниковых материалов, в том числе монокристаллического высокоомного кремния большого размера с высокой степенью однородности и совершенства структуры;

технологических методов формирования многослойных полупроводниковых структур, обеспечивающих изготовления

новых типов приборов и повышение экономических показателей производства;

технологических методов повышения электрической прочности поверхностей с *pn*-переходами в направлении снижения напряженности поля, материалов защитных покрытий, обеспечивающих снижение потерь активной площади, повышение пробивных напряжений, создание приборов бескорпусной конструкции; прецизионных технологических методов локальной обработки поверхности полупроводниковых структур со сложной технологией; новых технологических материалов и связанных с ними технологических процессов с целью снижения расхода, замены дефицитных и дорогостоящих материалов;

новых технологических методов механической обработки кремния и деталей корпуса, а также сборки приборов;

методов (в том числе неразрушающих) и аппаратуры измерения и контроля электрофизических параметров полупроводниковых структур с целью достижения надежной управляемости технологических процессов их производства и создания эффективной АСУ ТП в области производства полупроводниковых приборов.

Расширить работы по созданию специального технологического, контрольно-измерительного и испытательного оборудования, необходимого для производства силовых полупроводниковых приборов.

Рекомендации конференции содержат также раздел, относящийся к совершенствованию подготовки специалистов в вузах по специальностям электропривод и автоматизация промышленных установок (промышленная электроника), полупроводники и диэлектрики и полупроводниковые и микроселектронные приборы. В этом разделе указываются направления, которые целесообразно развивать в процессе подготовки инженерных кадров соответствующих отраслей. Конференция обратила внимание на необходимость координации научно-исследовательских работ в вузах, в связи с чем было предложено по каждой отрасли определить базовые кафедры.

В заключение необходимо отметить, что работа конференции проходила в деловой обстановке, чему в значительной степени способствовала деятельность республиканского Оргкомитета как в период подготовки, так и в процессе работы конференции.

МОЦОХЕЙН Б. И., ШИНЯНСКИЙ А. В., кандидаты техн. наук



В электротехнической секции Московского Дома ученых АН СССР

На заседании 20 февраля с. г. был заслушан доклад чл.-корр. АН СССР К. С. Демирчяна и д. т. н., проф. А. В. Нетушила на тему «Развитие теоретических основ электротехники (ТОЭ) в СССР».

Доклад, основанный на статье авторов «Развитие теоретических основ электротехники за 60 лет Советской власти», опубликованной в журнале «Электричество», 1977, № 12, вызвал большой интерес у присутствовавших на заседании.

В докладе был дан анализ изменений структуры и основного содержания отечественных учебников и учебных пособий по ТОЭ, вышедших за годы Советской власти, а также переведенных и дополненных иностранных книг.

Была рассмотрена связь между содержанием курса ТОЭ и развитием физики и прикладной математики, а также таких областей электротехники, как техника высоких напряжений, электроэнергетика, электрические машины, радиотехника, электроника, автоматика и др. Докладчики остановились на вопросах согласования курсов ТОЭ, физики и высшей математики в связи с более четким делением курса на теорию цепей и теорию поля. Была отмечена тенденция увеличения объема курса теории линейных цепей за счет сокращения курсов теории поля и расчетов сил в электромагнитном поле.

Указывалось на большое значение каждого раздела курса для различных электротехнических специальностей в связи с повышением роли фундаментальных дисциплин в теоретической и профессиональной подготовке специалистов широкого профиля, что подчеркивалось в постановлении ЦК КПСС и Совета Министров СССР.

При рассмотрении перспектив развития ТОЭ особое внимание было обращено на задачи, связанные с развитием энергетики в СССР, и на применение вычислительной техники при анализе и синтезе электрических полей и цепей.

Докладчики выразили пожелание об организации постоянного обмена мнениями по вопросам развития ТОЭ в стенах Дома ученых.

Выступившие в прениях по докладу В. М. Лавров, Р. И. Караев, Д. Е. Синельников, Н. К. Круг, Л. А. Бессонов, С. П. Колосов, Т. А. Татур, А. В. Иванов-Смоленский, С. В. Страхов, Р. С. Кузнецов отметили, что на третью часть курса ТОЭ «Теорию электромагнитного поля» в ряде вузов отводится все меньше и меньше времени, более того, имеются тенденции сократить учебные часы и на весь курс ТОЭ в целом. Было указано, что такое положение противоречит повышению значимости фундаментальных дисциплин в подготовке специалистов широкого профиля.

Выступавшие признали целесообразным издание специализированных учебных пособий по ТОЭ, в которых рассматривались бы вопросы, выходящие за пределы существующей программы курса ТОЭ и которые были бы посвящены последним и перспективным направлениям развития теории электрических цепей и теории электромагнитного поля применительно к различным специальностям.

В прениях также говорилось о целесообразности дифференциации учебных программ по курсу ТОЭ применительно к отдельным специальностям — электроэнергетике, электрическим машинам, автоматике и телемеханике и т. д.

В заключительном слове докладчики выразили пожелание об организации систематических семинаров по ТОЭ с обязательным привлечением молодых инженеров, преподавателей и ученых, работающих как в вузах, так и в институтах АН СССР и отраслевых НИИ.

Кроме основных электротехнических школ Москвы и Ленинграда были отмечены научные школы, развивающиеся в Киеве, Львове, Новочеркасске, Ташкенте, Риге, Тбилиси, Баку, Ереване и других городах страны.

СТРАХОВ С. В., председатель электротехнической секции Дома ученых АН СССР, доктор техн. наук



ЕФИМ МАРКОВИЧ СИНЕЛЬНИКОВ

(К 75-летию со дня рождения)

Неустанный поиск новых путей теоретического исследования электрических машин и устройств и их практического применения — так можно охарактеризовать деятельность известного ученого, доктора технических наук, профессора Ефима Марковича Синельникова.

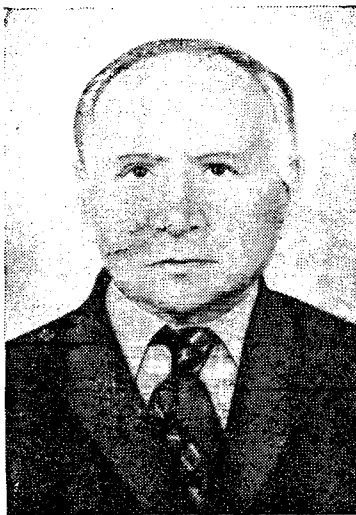
Родился он 11 мая 1905 г. в Днепропетровске. Окончив Харьковский электротехнический институт, Е. М. Синельников на протяжении ряда лет сочетает большую научно-исследовательскую работу с производственной на заводах Министерства электротехнической промышленности.

Практическая и научная работа Е. М. Синельникова охватывает весьма широкий круг вопросов, связанных с современным машиностроением и электроприводом. Ему хорошо известны не только чисто теоретические проблемы электрических машин, но и смежные вопросы электронной и ионной техники. Это нашло свое отражение в его кандидатской работе по преобразованию постоянного тока в переменный с помощью ионных приборов.

Докторская диссертация Е. М. Синельникова касается сложного теоретического вопроса — влияния вышних гармонических магнитного поля на работу асинхронной машины. Ему удалось внести много нового в анализ этих процессов. Весьма интересны его оригинальные исследования в области коммутации электрических машин.

С 1953 г. Ефим Маркович работает в Новочеркасском политехническом институте — профессором кафедры «Электрические машины и аппараты», заведующим этой кафедрой.

В конце 50-х годов, когда в научно-исследовательской работе стали применяться методы математического модели-



рования, Е. М. Синельников организует при кафедре вычислительную лабораторию — зародыш мощного вычислительного центра, функционирующего ныне в институте.

В 1962 г. создается кафедра «Математические счетно-решающие приборы и устройства». Первым ее заведующим был избран проф. Е. М. Синельников. В эти и последующие годы он уделяет большое внимание применению и использованию средств вычислительной техники в научно-исследовательской работе и учебной практике. Под его руководством выполнены работы с применением электронно-вычислительных машин, которые завершались созданием подсистем АСУ вуза «Расписание», «Распределение молодых специалистов», «Абитуриент». Эти подсистемы актуаль-

ны по своему значению как для высшей школы, так и для всего народного хозяйства. В настоящее время Е. М. Синельников является заведующим кафедрой «Электрические машины» Новочеркасского политехнического института.

За время научной и педагогической деятельности Ефимом Марковичем опубликовано свыше 80 работ, представляющих большой теоретический и практический интерес, а также подготовлен большой отряд — свыше 60 человек — кандидатов и докторов технических наук.

Профессор Е. М. Синельников ведет большую и разностороннюю общественную работу. Он является главным редактором журнала «Известия вузов СССР. Электромеханика», членом Научно-технического Совета Министров электротехнической промышленности, председателем Головного Совета по электромашиностроению и электрооборудованию Минвуза РСФСР, членом президиума Научно-технического Совета по электротехнике и энергетике Минвуза СССР.

Особо следует отметить работу Е. М. Синельникова в качестве главного редактора журнала «Электромеханика», получившего признание в научных кругах нашей страны и за рубежом.

За большие заслуги в подготовке специалистов и в развитии науки Е. М. Синельников награжден орденом Трудового Красного Знамени, медалями, знаком «Отличник высшего образования СССР».

Огромное трудолюбие, широкая эрудиция, чувство нового, внимательное отношение к людям снискали Ефиму Марковичу глубокое уважение всех, кто его знает.

Группа товарищей, редколлегия и редакция
журнала «Электромеханика»



УВАЖАЕМЫЙ ЧИТАТЕЛЬ!

Редакция журнала «Электричество» предлагает Вашему вниманию имеющееся в продаже учебное пособие для вузов издательства «Энергия».

Колосов В. Г., Леонтьев А. Г., Мелехин В. Ф. ИМПУЛЬСНЫЕ МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА: Основы расчета и проектирования. — 1976. — 312 с., ил. — В пер.: 91 к.

Рассмотрены вопросы проектирования и расчета магнитных элементов, узлов и комплексов с учетом тенденций, наметившихся в магнитной технике за последние годы. Значительное внимание уделено вопросам схмотехники и расчета узлов на магнитных переключателях и магнитно-транзисторных формирователях импульсов тока, принципам многофункционального использования магнитных сердечников накопителя МОЗУ, вопросам применения этих принципов при проектировании цифровых комплексов автоматики. При этом в значительной мере использован материал и опыт, полученный в ходе научно-исследовательских работ, выполненных коллективом

сотрудников кафедры автоматики и вычислительной техники Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина, а также опыт преподавания магнитной техники студентам специальности «Автоматика и телемеханика». Главы 1—3 посвящены вопросам расчета и проектирования элементов, главы 4—7 — вопросам проектирования функциональных узлов и комплексов.

В книге имеется приложение, составленное на основе справочной литературы по магнитным материалам, сердечникам и полупроводниковым приборам. Цель приложения — дать минимальное учебно-иллюстративное обеспечение при выполнении курсового и дипломного проектирования.

Адрес магазина: 103031 МОСКВА, ул. Петровка, 15.
Книжный магазин № 8. Отдел «Книга—почтой».
196066 ЛЕНИНГРАД, Московский пр. 189.
Книжный магазин № 92 «Энергия»

ВЛАДИМИР ВЛАДИМИРОВИЧ БУРГСДОРФ

(К 70-летию со дня рождения)

Доктору технических наук, профессору, заслуженному деятелю науки и техники РСФСР, лауреату Ленинской премии и премии Совета Министров СССР Владимиру Владимировичу Бургсдорфу исполнилось 70 лет.

После окончания Ленинградского политехнического института В. В. Бургсдорф в течение ряда лет работал в Закавказье по проектированию, эксплуатации и исследованию электрических сетей. В 1936 г. в Новочеркасском индустриальном институте он защитил кандидатскую диссертацию, а в 1943 г. в Ленинградском политехническом — докторскую. С 1945 г. Бургсдорф В. В. возглавляет лабораторию высоковольтных сетей Всесоюзного научно-исследовательского института электроэнергетики (ВНИИЭ).

В. В. Бургсдорф внес крупнейший вклад в создание, освоение и повышение надежности работы электропередач высокого и сверхвысокого напряжения в СССР. Им проведены комплексные исследования и всесторонне изучены нагрузки линий, их перегрузочная способность, разработаны и внедрены вероятностно-статистические методы расчета. Результаты этих исследований явились также основой дальнейших широких работ, проводимых в СССР рядом научно-исследовательских и проектных организаций.

Проведенное В. В. Бургсдорфом исследование поля токов в неоднородной среде определило решение этой проблемы в зарубежных работах и стало основой современной теории заземлений. Им проведены обширные исследования грозозащиты, позволившие установить основные закономерности и дать рекомендации по методам расчета и способам защиты от молнии линий и подстанций.

В результате исследований мощной открытой электрической дуги В. В. Бургсдорфом была впервые установлена возможность ее самопогасания. Эти работы были использованы для внедрения ОАПВ на линиях сверхвысокого и ультравысокого напряжения.

Крупное научное и практическое значение имели работы В. В. Бургсдорфа по изучению и научному обобщению данных эксплуатации. Разработанные им методы анализа позволили использовать материалы эксплуатации, как результат эксперимента, поставленного в масштабе целых энергетических объединений, что позволило повысить надежность электрических систем.

Под руководством В. В. Бургсдорфа во ВНИИЭ проведены широкие исследования короны на линиях высокого и сверхвысокого напряжения, которые дали возможность существенно повысить электрическую напряженность поля на

проводах и сократить расход металла. Был осуществлен также крупнейший комплекс исследований сетей 750 кВ, благодаря которым выбрана оптимальная конструкция фаз и линий, обеспечена простая и надежная защита расщепленных проводов от усталостных повреждений, усовершенствовано электрооборудование, улучшена защита от перенапряжений.

В. В. Бургсдорф ведет большую педагогическую работу, свыше 25 лет он заведует кафедрой электрических станций, сетей и систем ВЭПИ. Им опубликовано свыше 140 печатных работ. Под его непосредственным руководством около 50 инженеров защитили кандидатские диссертации.

В 1976 г. В. В. Бургсдорф избран президентом Международного Исследовательского Комитета СИГРЭ по линиям электропередачи.

В течение многих лет В. В. Бургсдорф успешно сочетает большую научную и преподавательскую работу с активной научно-общественной деятельностью. Он возглавляет электротехническую секцию Научно-технического Совета Минэнерго СССР и является членом Научных Советов АН СССР, ГКНТ СССР и Минвуза СССР постоянно оказывает помощь энергосистемам, проектным и строительным организациям в решении сложных вопросов передачи энергии.

За научные исследования, обеспечившие создание первых в мире советских передач 500 кВ, В. В. Бургсдорф в 1962 г. был удостоен звания лауреата Ленинской премии. В 1979 г. он награжден премией Совета Министров СССР. Ему присвоено звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

В. В. Бургсдорф награжден двумя орденами Трудового Красного Знамени, орденом «Знак Почета» и медалями.

Группа товарищей, редакция и редколлегия
журнала «Электричество»



Магазин № 200 Москниги
ПРЕДЛАГАЕТ
книги издательства «Энергия»

Автоматы—настройщики следящих систем/ Б. В. Новоселов, Ю. С. Горохов, А. А. Кобзев, А. И. Щитов: Под ред. док. техн. наук Б. В. Новоселова. — 1975. — 264 с., ил. — В пер.: 1 р. 47 к.

Содержание: Задачи и общие принципы построения многопараметрических автоматов—настройщиков автоматических следящих систем. Вопросы построения автоматов—настройщиков с использованием эталонной модели как динамического звена. Построение автоматов—настройщиков автоматических следящих систем с использованием эталонных уставок частотных характеристик. Построение автоматов—настройщиков с использованием в качестве эталонной модели уставок временных характеристик. Автоматы—настройщики автоматических следящих систем с поисковыми алгоритмами настройки. Некоторые вопросы комплексного применения автоматов—настройщиков и контуров самонастройки.

Предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся вопросами проектирования и эксплуатации автоматических систем.

Лебедевский М. С., Помухин Н. П., Федотов А. И. Автоматизация производства конденсаторов. — 1976. — 200 с., ил. — 55 к.

Содержание: Технологические основы автоматизации производства конденсаторов. Автоматизация основных операций производства конденсаторов. Линии производства конденсаторов.

Предназначена для широкого круга инженерно-технических работников.

Адрес магазина: 121019 Москва, проспект Калинина, 26
Московский дом книги

ОЛЬГЕРД ВЛАДИСЛАВОВИЧ СЛЕЖАНОВСКИЙ

(К 60-летию со дня рождения)

Ольгерд Владиславович Слежановский родился 7 июля 1920 г. в Витебске. В 1945 г. он с отличием окончил Московский энергетический институт и был направлен в Центральный научно-исследовательский институт черной металлургии, где работал инженером, старшим инженером и старшим научным сотрудником по электроприводу и автоматизации прокатных станков.

С 1950 г. О. В. Слежановский работает во ВНИИэлектроприводе; здесь он прошел большой творческий путь от старшего научного сотрудника до заместителя директора института по научной работе. В 1951 г. ему была присуждена ученая степень кандидата технических наук.

За время работы во ВНИИэлектроприводе им лично и под его руководством выполнен целый ряд научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ в области автоматизированного электропривода блюмингов, листовых и сортовых прокатных станков. С его участием в СССР созданы электромашины, ионные, тиристорные и цифровые системы управления и регулирования. Под руководством О. В. Слежановского разработана и внедрена в производство унифицированная серия аналоговых и дискретных средств автоматики.



В 1969 г. О. В. Слежановскому присуждена ученая степень доктора технических наук, а в 1978 г. — звание профессора. О. В. Слежановский известен в Советском Союзе и за рубежом как крупный ученый и инженер по электроприводу и автоматике. Своими научными трудами он внес большой вклад

в развитие отечественного автоматизированного электропривода, является автором более 60 научных работ, в том числе 5 книг по автоматизированному электроприводу и цифровому управлению и 8 авторских свидетельств на изобретения.

О. В. Слежановский ведет большую научно-общественную работу. Он является председателем специализированного совета ВНИИэлектропривода по присуждению ученых степеней кандидата технических наук по специальности электрооборудование, членом экспертного совета ВАК по энергетике, председателем Объединенного советско-чехословацкого научно-технического совета по электроприводу, секции средств управления ОНТС Миннэлектротехпрома, а также заместителем главного редактора журнала «Электропривод», членом редколлегии журнала «Электричество» и издательства «Энергия». О. В. Слежановский ведет большую научную и организационную работу в системе Интерэлектро.

О. В. Слежановский член КПСС в 1964 г., принимает активное участие в общественной жизни института. Заслуги О. В. Слежановского отмечены правительственными наградами — орденом Трудового Красного Знамени и медалями.

Группа товарищей, редакция и редколлегия журнала «Электричество»



БОРИС ГРИГОРЬЕВИЧ МЕНЬШОВ

(К 50-летию со дня рождения)

Доктор технических наук, профессору, заведующему кафедрой теоретической электротехники и электрификации промышленности Московского орденов Октябрьской Революции и Трудового Красного Знамени института нефтехимической и газовой промышленности им. И. М. Губкина Борис Григорьевичу Меньшову исполнилось 50 лет.

Б. Г. Меньшов окончил с отличием Московский горный институт в 1954 г. и в течение последующих шести лет учился в аспирантуре и занимался научной работой в Московском горном институте. С 1960 г. работал доцентом Московского института радиоэлектроники и автоматики, а с 1972 г. заведует кафедрой теоретической электротехники и электрификации нефтяной и газовой промышленности МИНХ и ГП имени И. М. Губкина.

Б. Г. Меньшов успешно совмещает педагогическую деятельность с научной работой. В 1958 г. ему присвоена ученая степень кандидата технических наук, а в 1971 г. он защитил докторскую диссертацию по проблеме заземления электротехнических установок в условиях многолетнемерзлых грунтов. Основные научные работы Б. Г. Мень-



шова посвящены вопросам исследования условий электробезопасности и надежности электроснабжения в условиях Западной Сибири и Крайнего Севера. Результаты его научных исследований

освещены более чем в 150 статьях и изобретениях. Научные работы, которыми руководит Б. Г. Меньшов, выполняются в содружестве с АН СССР, ведущими проектными, научными и промышленными предприятиями нефтяной и газовой промышленности.

Б. Г. Меньшов много сил отдает подготовке научных кадров, им создана научная школа в области исследования заземляющих устройств электроустановок, работающих в условиях Крайнего Севера; ученики Б. Г. Меньшова успешно работают в научно-исследовательских и учебных институтах Сибири и Крайнего Севера.

Многогранна и общественная деятельность Б. Г. Меньшова. Он является членом Научно-методического Совета по теоретическим основам электротехники Минвуза СССР, членом Экспертного Совета Высшей аттестационной комиссии, членом редколлегии реферативного журнала «Электротехника и энергетика», заместителем секретаря парткома института.

Большая научно-педагогическая и общественная деятельность, разносторонность знаний создали Б. Г. Меньшову заслуженный авторитет и признание.

Группа товарищей

СОДЕРЖАНИЕ

Богданов В. А., Коджа М. И., Лисеев М. С., Шульженко С. В. — Программный комплекс МОДЕЛЬ для обработки контрольных замеров и суточных ведомостей в энергосистемах	1	Иоссель Ю. Я. — Граничные оценки емкости уединенных проводников	47
Обабков В. К., Меркулов О. Н., Целуевский Ю. Н. — Особенности функционирования поисковых систем компенсации емкостных токов замыкания на землю в электрических сетях	7	Сообщения	
Сирота И. М., Назаров В. В. — Автоматическая коммутация поврежденной фазы в сетях с изолированной нейтралью	13	Ильин В. Д., Куров Б. Н., Баталов А. Г. — Комплекс программ для идентификации и оперативных расчетов потоков мощности по межсистемным сечениям электрообъединений	53
Зильберблат М. Э., Райс Б. Г. — Определение коэффициента несинусоидальности напряжения сети, питающей вентиляльные преобразователи с фазоповоротными устройствами	19	Аввакумов В. Г., Волоцкий А. М. — Области устойчивости при оптимизации качества электроэнергии	55
Бельман М. Х. — Расчет квазиустановившегося процесса в нелинейной цепи при импульсном воздействии	25	Федоров А. А., Каменева В. В., Чернуцкий А. И., Стебуннова Е. Д., Сидеров С. Т. — Необходимость применения напряжения 20 кВ в распределительных сетях предприятий и городов	58
Хименко Л. Т. — Проникновение импульсного магнитного поля в ферромагнитную пластину	30	Костенко М. В., Перельман Л. С. — Простейшая схема транспозиции трехфазной ВЛ	59
Намитокоев К. К., Пермяков В. И., Ильина Н. А., Хмельницкий Р. С., Шкловский И. Г. — Управление интегральными характеристиками быстродействующих предохранителей	34	Седнев А. М. — Эквивалентные преобразования многополюсных линейных схем электрических систем	61
Черноготский В. М., Джунь Л. П., Максимцов А. Ф. — Электрическая прочность межкатушечной изоляции силовых трансформаторов	38	Титов М. Н. — К расчету электрического поля на краю плоского конденсатора с учетом конечной толщины обкладок	64
Гончарук Ю. Л., Терешкин Д. С. — Метод исследования электропривода с учетом упругих связей на математической модели	43	Кобрин Ю. П., Гольдштейн Е. И., Кобрин Н. В. — Расчет режимов в линейных электрических цепях при периодических воздействиях	66
		Войнов В. П. — Нелинейные активные линии для моделирования процессов переноса носителей заряда в полупроводниковых структурах	69
		Библиография	71
		Хроника	73

CONTENTS

The Group of Programs MODEL for Processing Control Measurements and Daily Records in Power Systems — V. A. Bogdanov, M. I. Kodja, M. S. Liseyev, S. V. Shuldjenko	1	REPORTS	
Special Features of Searching Systems for Compensating Capacitance Currents During Ground Faults in Networks — V. K. Obabkov, O. N. Merkulov, U. N. Tseluyevski	7	A Group of Programs for Identification and Operative Calculation of Inter-System Power Flow in Power Pools — V. D. Ilyin, B. N. Kurov, A. G. Batalov	53
Automatic Switching of the Faulted Phase in Ungrounded Networks — I. M. Sirota, V. V. Nazarov	13	Stability Regions in Optimization of the Quality of Electric Energy — V. G. Avvakumov, A. M. Volotski	55
Determining the Non-sinusoidal Voltage Coefficient for the Network Supplying Electronic Converters Having Phase Shifting Devices — M. E. Zilberblat, B. G. Rais	19	The Necessity of Using 20 kV Distribution Networks in Industrial Plants and Cities — A. A. Fedorov, V. V. Kameneva, A. I. Chernusski, E. D. Stebunova, S. T. Side-rov	58
Calculating the Quasi Steady-State in a Non-linear Circuit for Impulse Perturbations — M. H. Belman	25	A Simple Scheme for the Transposition of Three-Phase Transmission Line Conductors — M. V. Kostenko, L. S. Perelman	59
Penetration of a Magnetic Pulse Field Into a Ferromagnetic Plate — L. T. Khimenko	30	Transformation of Linear Multi-Pole Networks in Power Systems — A. M. Sednev	61
Controlling the Integral Characteristics of High Speed Fuses — K. K. Namitokov, V. I. Permyakov, N. A. Ilyina, R. S. Khmel'nitski, I. G. Shklovski	34	Calculating the Electric Field at the Edge of a Flat Capacitor With Account Taken of the Finite Thickness of the Plate — M. N. Titov	64
The Electric Withstand Strength of the Intercoil Insulation in Power Transformers — V. M. Chornogotski, L. P. Djun, A. F. Maximtsov	38	Calculating Operating Conditions in Linear Electric Circuits for Periodic Perturbations — U. P. Kobrin, E. I. Goldstein, N. V. Kobrina	66
A Method for Mathematical Modelling of an Electric Drive With Account Taken of Flexible Coupling — U. L. Goncharuk, D. S. Tereshkin	43	Non-linear Active Lines for Modelling the Transfer of Charge Carriers in Semi-conductor Structures — V. P. Voinov	69
Boundary Estimates of the Capacitance of Individual Conductors — U. J. Yossel	47	BIBLIOGRAPHY	71
		CHRONICLE	73

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.311.016.001.24

Программный комплекс МОДЕЛЬ для обработки контрольных замеров и суточных ведомостей в энергосистемах. Богданов В. А., Коджа М. И., Лисеев М. С., Шульженко С. В. — «Электричество», 1980, № 8.
Рассмотрены расчетные методы обработки измерений электрического режима энергосистемы, обеспечивающие оценку качества и выделение ошибочных измерений, а также получение оценки режима системы на момент замера. Результирующая оценка режима, полученная методом обобщенной нормальной оценки, взвешена по качеству измерений и таким образом является наилучшей для условий проведения контрольных замеров и автоматизированного введения суточных ведомостей. Библ. 12.

УДК 621.316.761.2:621.311.014.011.4.001.24

Об особенностях функционирования поисковых систем компенсации в электрических сетях. Обабков В. К., Меркулов О. Н., Целуевский Ю. Н. — «Электричество», 1980, № 8.
Предложен путь исследования систем автоматической компенсации емкостных токов в терминах дифференциальных уравнений. Приведены нелинейные дифференциальные уравнения низкочастотной модели экстремальной системы с периодическими (рейлевого типа) поисковыми и демодулирующими сигналами, на основании которых может быть осуществлен динамический синтез всей системы. Библ. 7.

УДК 621.316.933.8.001.24

Автоматическая коммутация поврежденной фазы в сетях с изолированной нейтралью. Сирота И. М., Назаров В. В. — «Электричество», 1980, № 8.
Показана эффективность применения быстродействующих устройств, автоматически замыкающих на землю поврежденную фазу в сетях, питающих электроустановки с повышенной опасностью обслуживания. Даны рекомендации о допустимых по условиям безопасности значениях емкостного тока замыкания на землю в сети и времени срабатывания указанных устройств. Библ. 11.

УДК 621.316.1.015:621.314.26

Определение коэффициента несинусоидальности напряжения сети, питающей вентиляемые преобразователи с фазоворотными устройствами. Зильберлат М. Э., Райс Б. Г. — «Электричество», 1980, № 8.
Приведена методика расчета коэффициента несинусоидальности напряжения сети при питании от нее вентиляемых преобразователей с фазоворотными устройствами. Определены зависимости э. д. с. высших гармоник для ряда схем от угла коммутации как при несовпадении коммутационных интервалов, так и при их совпадении. На основании расчетов на ЭВМ построены графики этих зависимостей. Отклоняющие расчетных на ЭВМ кривых могут быть использованы при расчетах действующего значения э. д. с. высших гармоник. Библ. 3.

УДК 621.372.018.382.3.001.24

Расчет квазиустановившегося процесса в нелинейной цепи при импульсном воздействии. Бельман М. Х. — «Электричество», 1980, № 8.
Установлена связь между экспоненциальной линеаризацией и весовой аппроксимацией нелинейной функции при периодическом кусочно-экспоненциальном изменении ее аргумента.
Приведены примеры расчета квазиустановившихся электромагнитных процессов в двигателях постоянного тока, питаемых от широкоимпульсного преобразователя с учетом насыщения. Библ. 7.

УДК 621.314.237.042.14:538.24

Проникновение импульсного магнитного поля в ферромагнитную пластину. Хименко Л. Т. — «Электричество», 1980, № 8.
Рассмотрено проникновение импульсного магнитного поля в ферромагнитную пластину при идеальной кривой намагничивания материала. Показано, что даже при сильном насыщении пластины ферромагнитные свойства материала существенно влияют на характер распределения индукции, напряженности и плотности тока по толщине пластины.
Приведено сопоставление полученного решения с решением для насыщения пластины. Библ. 8.

УДК 621.316.923.1.014.31

Управление интегральными характеристиками быстродействующих предохранителей. Намитоков К. К., Пермяков В. И., Ильина Н. А., Хмельницкий Р. С., Шкловский И. Г. — «Электричество», 1980, № 8.
Приведена методика теоретического анализа интегральных характеристик предохранителя при коммутации цепи постоянного тока. Получены аналитические выражения для расчета величин дугового интеграла, энергии дуги, времени дугогашения, показано, что при одной и той же постоянной времени цепи значения дугового интеграла оказываются существенно зависимыми от абсолютных значений параметров R и L . Библ. 5.

УДК 621.314.21.045.048.001.5

Электрическая прочность межкатушечной изоляции силовых трансформаторов. Черноготский В. М., Джунь Л. П., Максимцов А. Ф. — «Электричество», 1980, № 8.
Приведены результаты исследований электрической прочности изоляции между катушками непрерывных и переплетенных обмоток при воздействии однофазового и одноименного переменного напряжения, апериодического и затухающего коммутационного и грозовых импульсов 4/50 и 2,5/15 мкс с измерением интенсивности частичных разрядов. Обнаружено относительное снижение электрической прочности межкатушечной изоляции переплетенной обмотки по сравнению с непрерывной. Получена U-образная зависимость электрической прочности от размера масляного канала. Библ. 4.

УДК 62—83.001.57

Метод исследования электропривода с учетом упругих связей на математической модели. Гончарук Ю. Л., Терешкин Д. С. — «Электричество», 1980, № 8.
Разработана математическая модель электропривода с учетом упругих связей передачи. На базе теории программного управления изложен метод использования устойчивости работы электропривода. С помощью ЦВМ на примере двух классов программируемых траекторий движения исполнительного органа показана возможность использования разработанной модели для выбора оптимальных режимов работы электропривода с учетом мощности двигателя и механических нагрузок на узлы передачи. Библ. 6.

УДК 621.315.5.621.317.335.2

О некоторых оценках емкости уединенных проводников. Иосель Ю. Я. — «Электричество», 1980, № 8.
Рассмотрены три метода и результаты приближенной оценки электростатической емкости проводников сложной формы. Библ. 10.

УДК 621.311.1.001.57:681.14

Комплекс программ для идентификации и оперативных расчетов потоков мощности по межсистемным сечениям энергообъединений. Ильин В. Д., Куров Б. Н., Баталов А. Г. — «Электричество», 1980, № 8.
Рассмотрен комплекс программ на языках Фортран-4 и Ассемблер, предназначенный для построения идентифицированных моделей нормальных установившихся режимов электрической сети, получения на их основе оценок потоков мощности по межсистемным сечениям и последующей коррекции этих оценок. Целью задачи коррекции является достижение целочисленного баланса мощности для каждой из энергосистем объединения. Комплекс программ используется в ОДУ Юга. Библ. 2.

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., Лабунов В. А.,
Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А.,
Мучник Г. Ф., Негушил А. В., Рабинович С. И., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Савалов С. А., Тареев Б. М.,
Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы: А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макарьшин

Адреса редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 16.06.80
Усл. печ. л. 10,0

Подписано в печать 31.07.80
Уч.-изд. л. 12,42

Т-14627
Тираж 7631 экз.

Формат 60 × 90¹/₈
Заказ 673

Печать высокая

Издательство «Энергия», 13114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru