



ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1991

•ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ•

3

УДК 621.311.016.351.001.24

Анализ статической устойчивости и демпфирования низкочастотных колебаний в объединенных энергосистемах

ГРУЗДЕВ И. А., СТАРОДУБЦЕВ А. А., УСТИНОВ С. М., ШЕВЯКОВ В. В.

Ленинградский политехнический институт

Необходимость совершенствования методов и средств для расчета предельных по статической устойчивости режимов растет по мере объединения энергосистем и увеличения общей протяженности ЕЭС СССР.

До сих пор наиболее распространенным в проектной и эксплуатационной практике является метод П. С. Жданова, определяющий границу апериодической устойчивости по изменению знака свободного члена характеристического уравнения. Надежное использование этого критерия для поиска предельных режимов возможно лишь при условии обеспечения колебательной устойчивости. Принципиально такая возможность существует за счет применения на всех мощных электрических станциях сильного регулирования возбуждения генераторов. Однако реальная эффективность АРВ—СД в части устранения самораскачивания зависит от правильности выбора коэффициентов стабилизации, что при большом числе регуляторов на разных станциях представляет весьма сложную задачу. Для ее решения предложен ряд методов [1—3], обеспечивающих демпфирование колебаний в широком диапазоне режимов, в том числе близких к предельным по апериодической устойчивости. Однако эти подходы и рекомендации не внедрены в полной мере в практику настройки каналов стабилизации на электростанциях.

В связи с этим важно определить, в какой мере отличие настроек от оптимальных может приводить к самораскачиванию до нарушения условий апериодической устойчивости. Кроме того, нужно оценить роль в появлении самораскачи-

вания выбора коэффициентов усиления каналов регулирования АРВ по отклонению статорного напряжения, которые в сочетании с каналами стабилизации заметно влияют на демпферные свойства энергосистем. Наконец, следует проанализировать и специфику, вносимую в решение задачи устойчивости значительной мощностью энергообъединения.

Остановимся на математическом аппарате и программном обеспечении, используемом для этих целей.

Методика анализа устойчивости. Расчеты устойчивости и количественных характеристик собственных динамических свойств (СДС) энергосистемы, к которым относятся частоты и затухания отдельных составляющих движения, показатели наблюдаемости, коэффициенты чувствительности и др., выполнялись с помощью созданного в ЛПИ вычислительного комплекса «ПОИСК». Наряду с отмеченными возможностями анализа СДС в комплексе реализованы:

формализованный численный поиск оптимальных значений настроек регуляторов с минимизацией функции качества;

поиск единой настройки нескольких АРВ—СД для выбранной совокупности режимов работы энергосистемы;

учет ограничений на знаки и значения коэффициентов стабилизации, имеющих у различных типов АРВ;

упрощение математических моделей при численном поиске значений настроек регуляторов, основанное на исключении из рассмотрения слабо-

управляемых и неуправляемых характеристических корней;

достаточную гибкость структуры, допускающую вариацию математических моделей как существующих, так и новых элементов ЭЭС.

Требуемая гибкость математического описания обеспечивается его автоматическим формированием, предусматривающим наряду с имеющимися моделями типовых элементов системы «пустые» блоки, где по желанию пользователя могут размещаться любые новые математические модели элементов, описываемые линеаризованными уравнениями.

Полученная система уравнений приводится к форме Коши

$$\frac{dx}{dt} = Ax, \quad (1)$$

а затем на основе программной реализации QR-алгоритма определяются собственные числа и векторы. При необходимости для улучшения демпферных свойств осуществляется численный поиск коэффициентов стабилизации путем минимизации функционала следующего вида:

$$F = \sum (\alpha_0 - \alpha_i)^2; \alpha_i \leq \alpha_0, \quad (2)$$

где α_0 — параметр, определяющий группу доминирующих корней и требуемую степень устойчивости; α_i — вещественные части корней, взятые с обратным знаком.

Окончательное суждение о демпферных свойствах системы выносится на основе анализа группы доминирующих характеристических корней.

Кроме этого, комплекс позволяет исследовать собственные динамические свойства системы, вычисляя их количественные характеристики [4]. Так, коэффициенты чувствительности собственных чисел λ_i к изменению варьируемых параметров k_j определяются на основе выражения

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial k_j} = \frac{v_i \frac{\partial A}{\partial k_j} u_i}{v_i^T u_i}, \quad (3)$$

где A — матрица системы (1); u_i — собственный вектор исходной матрицы A ; v_i — собственный вектор транспонированной матрицы A^T .

Для анализа наблюдаемости составляющих движения $e^{\lambda_i t}$ рассчитывается частное

$$\eta_i^{(l,k)} = u_i^{(l)} / u_i^{(k)}, \quad (4)$$

указывающее во сколько раз экспонента $e^{\lambda_i t}$ наблюдается заметнее в l -й компоненте вектора решения (1) по сравнению с k -й компонентой (здесь u_i^k — максимальная по модулю компонента вектора u_i). По этим данным определяется показатель наблюдаемости μ_i , под которым понимается количество частных $\eta_i^{(l,k)}$, удовлетворяющих неравенству

$$|\eta_i^{(l,k)}| > \eta_0, \quad (5)$$

где $\eta_0 < 1$ — некоторое пороговое значение.

Заметим, что если величина μ_i невелика, то составляющая носит в системе локальный харак-

тер и заметно проявляется лишь в отдельных ее точках. С ростом μ_i значимость экспоненты для системы возрастает.

Программный комплекс в целом позволяет исследовать статическую устойчивость сложных энергосистем для различных схемно-режимных условий их работы.

Расчетная схема и результаты исследования.

Расчетная схема энергосистемы приведена на рис. 1. Она охватывает ОЭС с системообразующими связями 500 кВ и 1150 кВ и содержит семь генерирующих узлов, на которых пять — тепловые электростанции (номера узлов 3, 4, 5, 6, 7), один — мощная ГЭС (узел 8) и один — синхронный компенсатор типа КСП-320 (узел 2). Параметры турбогенераторов соответствуют параметрам машин мощностью 300, 500 и 800 МВт, на ГЭС установлены генераторы мощностью 640 МВт.

Математическая модель всех синхронных машин описывалась управлениями Парка-Горева и учитывала по одному демпферному контуру в каждой оси машины. Четыре генератора (в узлах 3, 4, 7, 8) оснащены АРВ—СД (коэффициент усиления по отклонению напряжения $k_u = 50$ ед. возб. ном./ед. ст. напр.), остальные — регуляторами пропорционального действия ($k_u = 10$ ед. возб. ном./ед. ст. напр.). Коэффициент усиления канала производной отклонения напряжения принимался равным $k_{1u} = 5$ ед. возб. ном./ед. ст. напр./с, а настройки каналов стабилизации по отклонению и производной частоты напряжения варьировались.

Рассматриваемая энергосистема связана с приемной системой, моделируемой шинами бесконечной мощности (ШБМ) в узле 1. Все изменения режима осуществлялись за счет генерации в узле 3 и поддержания баланса шинами бесконечной мощности. Таким образом, режимы работы энергосистемы различаются лишь величиной перетока по сечению от узла 3 в сторону ШБМ. Для одного из режимов, характеризующегося величиной мощности $P_3 = 8000$ МВт, основные потоки мощности приведены на рис. 1.

При утяжелении режима, обусловленного ростом P_3 , по программе расчета якобиана системы алгебраических уравнений было получено, что он обращается в нуль при мощности $P_3 = 8680$ МВт. Для проверки отсутствия самораскачивания в этом режиме была составлена матрица коэффи-

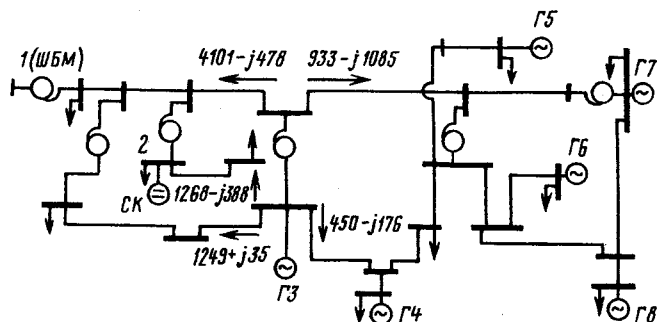


Рис. 1. Расчетная схема энергосистемы

циентов системы линеаризованных дифференциальных уравнений, для которой рассчитан полный спектр собственных значений. При этом было получено, что, кроме нулевого и левых корней, имелся один положительный вещественный корень. Поскольку определение предела устойчивости по изменению знака якобиана в данном случае приводит к ошибочному результату, была проанализирована устойчивость серии установившихся режимов при вариации мощности P_3 от 5500 до 8680 МВт.

На рис. 2 приведена кривая, иллюстрирующая изменение вещественной части самой правой комплексно-сопряженной пары корней в зависимости от значения мощности P_3 . Видно, что в режимах сверх $P_3=6100$ МВт система начинает раскачиваться, так как вещественная часть корня становится положительной. В дальнейшем частота колебаний снижается до нуля и при $P_3=8670$ МВт вместо комплексно-сопряженной пары имеем два равных положительных вещественных корня. Последующее малое увеличение мощности ($P_3=8680$ МВт) сопровождается уменьшением одного из них до нулевого значения. Эта мощность соответствует изменению знака свободного члена характеристического уравнения и ошибочно может трактоваться как предел аperiodической устойчивости системы, что и было отмечено выше. Существенное различие между этим режимом и началом самораскачивания в данном случае объясняется неучетом действия каналов стабилизации АРВ—СД. Это было сделано исключительно для иллюстрации механизма возникновения нулевого корня, поскольку обращение в нуль свободного члена характеристического уравнения не зависит от коэффициентов стабилизации. Вместе с тем, подобная бифуркация корней в правой полуплоскости с последующим образованием нулевого корня во многих случаях имеет место, и при учете каналов стабилизации АРВ—СД, включая и оптимальную комбинацию их коэффициентов усиления, которая может быть получена тем или иным методом. На аналогичный характер изменения корней и появления вещественного корня указывается в ряде работ Л. В. Цукерника, в частности, в [5].

Рассмотрим возможности повышения предела статической устойчивости за счет улучшения демпфирования низкочастотных колебаний. Получение оптимальной настройки АРВ—СД начнем с анализа доминирующих корней, приведенных в табл. 1. Характеристические корни первого варианта рас-

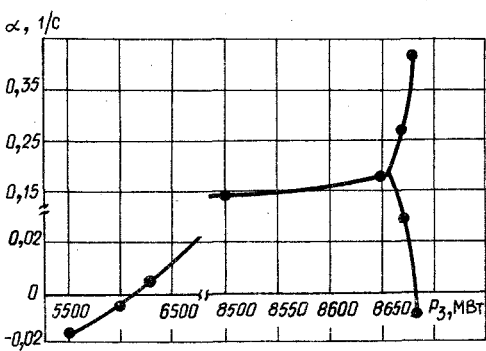


Рис. 2. Характер изменения корней при утяжелении режима

считаны для режима $P_3=6100$ МВт без учета каналов стабилизации АРВ—СД и приводятся для того, чтобы проследить изменение корней в процессе вариации настроек АРВ—СД нескольких станций.

Существенное улучшение демпфирования всех составляющих движения было достигнуто введением каналов стабилизации АРВ—СД, настройки которых выбирались одинаковыми для всех станций из середины диапазона, реализованного в таких регуляторах ($k_{0\omega}=1$ ед. возб. ном./рад/с, $k_{1\omega}=0,4$ ед. возб. ном./рад/с²). Это позволило увеличить передаваемую мощность до значения, несколько превышающего $P_3=8000$ МВт. Соответствующие доминирующие корни приведены во втором варианте в табл. 1.

Анализ корней показывает, что дальнейшее улучшение демпферных свойств и увеличение передаваемой мощности может быть осуществлено за счет управления одной низкочастотной парой $\lambda_{1,2} = -0,01 \pm j1,0$.

Рассмотрим собственные динамические свойства системы. Расчет коэффициентов чувствительности и показателей наблюдаемости по формулам, приведенным выше, выявляет специфические особенности этой составляющей движения. В частности, указанные в первом столбце коэффициенты чувствительности вещественной части этого корня к настройкам АРВ—СД генераторов (табл. 2) имеют одинаковые знаки и близки по величине. Для сравнения в последних столбцах табл. 2 приведены коэффициенты чувствительности для пары $\lambda_{11,12} = -2,8 \pm j9,5$, свойства которой весьма отличаются от свойств $\lambda_{1,2}$. Для понимания этого проанализируем показатели наблюдаемости μ_i , определяемые на основе (4) и (5), а также сопо-

Таблица 1

i	Доминирующие корни λ_i для различных вариантов настроек			
	1	2	3	4
1,2	$0,00 \pm j1,4$	$-0,01 \pm j1,0$	$-0,06 \pm j0,95$	$-0,14 \pm j0,83$
3,4	$-0,04 \pm j4,2$	$-0,44 \pm j3,9$	$-0,58 \pm j4,0$	$-0,70 \pm j4,7$
5,6	$-0,07 \pm j5,7$	$-0,98 \pm j6,0$	$-0,97 \pm j6,0$	$-0,62 \pm j7,0$
7,8	$-0,42 \pm j6,1$	$-0,23 \pm j5,7$	$-0,23 \pm j5,8$	$-0,19 \pm j6,0$
9,10	$-0,36 \pm j6,4$	$-0,40 \pm j6,4$	$-0,39 \pm j6,4$	$-0,38 \pm j6,4$
11,12	$-0,50 \pm j8,4$	$-2,8 \pm j9,5$	$-2,80 \pm j9,5$	$-0,24 \pm j9,4$
13,14	$-1,60 \pm j13,6$	$-0,28 \pm j14,3$	$-0,28 \pm j14,4$	$-0,88 \pm j14,5$

Таблица 2

№ станции	Коэффициенты чувствительности при $k_{0\omega}=1$ и $k_{1\omega}=0,4$			
	$\text{Re} \left(\frac{\partial \lambda_{1,2}}{\partial k_{0\omega}} \right)$	$\text{Re} \left(\frac{\partial \lambda_{1,2}}{\partial k_{1\omega}} \right)$	$\text{Re} \left(\frac{\partial \lambda_{11,12}}{\partial k_{0\omega}} \right)$	$\text{Re} \left(\frac{\partial \lambda_{11,12}}{\partial k_{1\omega}} \right)$
3	-0,008	-0,009	-0,248	-4,81
4	-0,005	-0,006	-0,141	-2,60
7	-0,043	-0,037	0,001	-0,009
8	-0,043	-0,046	$-0,2 \cdot 10^{-5}$	$0,3 \cdot 10^{-4}$

Таблица 3

№ станции	Компоненты собственных векторов					
	$\lambda_{1,2} = -0,01 + j1,0$		$\lambda_{3,4} = -0,44 + j3,9$		$\lambda_{11,12} = -2,8 + j9,5$	
	модуль	фаза, град.	модуль	фаза, град.	модуль	фаза, град.
3	0,37	—129	0,33	—133	0,13	87
7	0,52	—134	0,10	—147	0,03	—94
6	0,54	—133	0,16	59	0,01	—105
8	0,57	—135	0,41	44	0,001	—40
2	0,38	—132	0,28	—128	0,23	136
4	0,49	—134	0,46	—146	0,23	—89
5	0,48	—133	0,27	—127	0,02	—103

ставим фазы компонентов собственных векторов u_i . В табл. 3 указаны модули и фазы компонентов u_i , отвечающих приращениям углов роторов, для $\lambda_{1,2}$ с показателями $\mu=7$, $\lambda_{3,4}$ с $\mu=7$, $\lambda_{11,12}$ с $\mu=3$.

Сопоставление фаз компонентов собственных контуров $\lambda_{1,2}$ и $\lambda_{3,4}$ с высокими μ_i указывает на различную природу и роль этих составляющих движения в системе. Корень $\lambda_{1,2}$, определяющий предел устойчивости, отражает синфазное движение всех машин относительно шин бесконечной мощности, тогда как $\lambda_{3,4}$ — взаимное движение двух групп станций: 8 и 6 с одной стороны, и всех остальных — с другой. С этим, по-видимому, связан тот факт, что пара $\lambda_{3,4}$ мало чувствительна к вариации режима, тогда как $\lambda_{1,2}$ претерпевает существенные изменения. Здесь необходимо отметить, что характер нарушения устойчивости при наличии стабилизации на АРВ—СД остался в точности таким же, как и на рис. 2. Существенно изменилось лишь значение мощности, при которой возникает колебательная неустойчивость.

Таким образом, анализ собственных динамических свойств показал, что самораскачивание системы обусловлено наличием общесистемной низкочастотной слабодемпфированной составляющей движения. При этом роторы генераторов всех станций совершают синфазные колебания. Данный результат хорошо согласуется с выводами ряда работ, опубликованных в [6]. Задачу демпфирования таких колебаний осложняют низкая частота и малые по модулю коэффициенты чувствительности. Последнее требует координации настроек большого числа станций, оснащенных АРВ—СД. Для доказательства приведем результаты оптимизации коэффициентов усиления регулятора станции 8, а затем одновременной координации настроечных параметров всех АРВ—СД. Доминирующие корни для этих вариантов приведены в третьем и четвертом вариантах в табл. 1. Видно, что не удастся обеспечить приемлемое демпфирование только за счет одного АРВ—СД. Некоторый эффект может быть достигнут лишь путем сильного регулирования генераторов четырех станций.

Обращает на себя внимание тот факт, что в обоих случаях потребовались коэффициенты усиления по отклонению частоты напряжения, максимально допустимые в АРВ—СД. Более высокое демпфирование трудно достижимо не только

по причине ограничения на варьируемые коэффициенты, но и связано со встречным характером движения доминирующих корней в комплексной плоскости при увеличении коэффициентов стабилизации.

Использование оптимальных настроек всех АРВ—СД позволяет также заметно повысить предел по колебательной устойчивости до $P_3 = 8500$ МВт.

Результаты расчетов для рассмотренной схемы и для ряда других схем объединенных энергосистем различной сложности показывают, что предельные мощности ограничиваются возникновением самораскачивания и зависят от числа АРВ—СД и их настроек.

Далее оценим влияние на самораскачивание значений коэффициентов усиления каналов отклонения напряжения, так как от последних существенно зависят демпферные свойства системы. Для вариации настроек были выбраны станции, оснащенные АРВ—СД, и синхронный компенсатор на промежуточной подстанции ВЛ 1150 кВ. При этом как и ранее, настройки каналов стабилизации АРВ—СД принимались из середины диапазона. Им соответствуют доминирующие характеристические корни второго варианта в табл. 1 для режима $P_3 = 8000$ МВт. В результате численного поиска с учетом ограничений на диапазоне изменения настроек ($25 \leq k_u^i \leq 200$ ед. возб. х. х/ед. ст. напр.) была получена следующая комбинация коэффициентов регулирования: $k_u^{(3)} = 151,5(150)$; $k_u^7 = 28,7(149,2)$; $k_u^8 = 25(104,5)$; $k_u^4 = 32,6(112,6)$; $k_u^{sk} = 200(150)$ (в скобках указаны исходные значения). Ей отвечают доминирующие характеристические корни: $\lambda_{1,2} = -0,20 \pm j0,81$; $\lambda_{3,4} = -0,86 \pm j6,4$; $\lambda_{5,6} = -0,40 \pm j6,4$; $\lambda_{7,8} = -0,24 \pm j5,8$; $\lambda_{9,10} = -1,90 \pm 10,5$; $\lambda_{11,12} = -0,12 \pm j14,3$. При найденных k_u^i раскачивание возникло лишь при $P_3 = 8550$ МВт. Отсюда следует, что существенно улучшить демпфирование в системе, в частности, повысить затухание низкочастотных колебаний можно не только путем оптимизации настроек каналов стабилизации АРВ—СД, но и за счет рационального выбора коэффициентов k_u^i .

В заключение заметим, что при исследовании низкочастотного самораскачивания заметную роль могут играть характеристики нагрузок. Это подтверждается данными, полученными при переходе от замещения нагрузок шунтами постоянной проводимости ($\varphi_p = 2$, $\varphi_q = 2$) к их учету регулирующими эффектами ($\varphi_p = 0$, $\varphi_q = 0$).

Ранее для первого варианта моделирования нагрузок при $P_3 = 8000$ МВт имели место следующие две пары характеристических корней (наиболее правые): $\lambda_{1,2} = -0,1 \pm j1,0$ и $\lambda_{3,4} = -0,44 \pm j3,9$ (табл. 1). При втором варианте моделирования расположение этих корней в комплексной плоскости существенно изменилось: $\lambda_{1,2} = +0,036 \pm j1,1$ и $\lambda_{3,4} = -0,29 \pm j4,0$.

Выводы. 1. В объединенных энергосистемах могут возникать низкочастотные общесистемные колебания, связанные с синфазным движением роторов генераторов значительного числа станций. Демпфирование таких колебаний затруднено, так как требует использования сильного регулирова-

ния возбуждения генераторов на многих станциях и координации настроек каналов стабилизации АРВ—СД.

2. При невыполнении этих требований предельная по самораскачиванию мощность может быть заметно меньше ее значения по критерию нарушения апериодической устойчивости, связанного с возникновением нулевого вещественного корня характеристического уравнения. Его появление имеет место уже в области неустойчивых режимов и является следствием бифуркации комплексно-сопряженной пары корней в правой полуплоскости.

3. Для улучшения демпфирования и, в конечном итоге, повышения предела статической устойчивости наряду с выбором настроек каналов стабилизации целесообразно отказаться от задания одинаковых коэффициентов усиления каналов отклонения напряжения АРВ и выбирать их дифференцированно, сохраняя при этом достаточно высокие значения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Литкенс И. В., Филинская Н. Г. Выбор настроек АРВ в многомашинной энергосистеме. — Электричество, 1986, № 4.
2. Зеккель А. С. Оценка качества регулирования и методика настроек стабилизации АРВ генераторов. — Электричество, 1988, № 5.
3. Груздев И. А., Торонцев Е. Л., Устинов С. М. Определение настроек АРВ для совокупности режимов энергосистемы. — Электричество, 1986, № 4.
4. Груздев И. А., Устинов С. М., Шевяков В. В. Анализ и управление собственными динамическими свойствами электроэнергетических систем. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1988, № 6.
5. Цукерник Л. В. Проблема анализа статической устойчивости энергосистем на современном этапе их развития. — Техническая электродинамика. 1980, № 6.
6. Планирование развития и эксплуатации энергосистем: Переводы докладов Междунар. конф. по большим электрическим системам СИГРЭ-82 / Под ред. В. А. Веникова и Ю. Ф. Архипцева. — М.: Энергоатомиздат, 1984.

[20.09.89]

УДК 621.31.001.57

Модель и алгоритмы решения уравнений связи автономной энергосистемы произвольной структуры

ЯСАКОВ Г. С.

Известно, что наибольшее распространение для исследования переходных процессов в автономных электроэнергетических системах (АЭС) получила преобразованная система уравнений, имеющая минимальное число периодических коэффициентов и уменьшенное число уравнений. Причем уравнения синхронной машины, асинхронного привода и статической нагрузки в координатах $d, q, 0$ вообще не имеют периодических коэффициентов. В преобразованной системе координат периодические коэффициенты появляются в общем случае в уравнениях связи, представляющих собой баланс активных и реактивных мощностей в узлах расчетной схемы [1].

При моделировании АЭС имеются свои особенности [1, 2]. Принципиальной особенностью расчетов переходных режимов в АЭС по сравнению с расчетами в мощных системах является изменение частоты и напряжения в узлах схемы при коммутации нагрузок. Отсутствие узлов с $U = \text{const}$ и $f = \text{const}$ вызывает необходимость поиска методов определения напряжений при исследовании процессов в АЭС. При расчетах динамических режимов в АЭС особое внимание сосредотачивается на уравнениях связи. Уравнения связи выполняют в общем случае следующие функции [1, 3]:

определение количественных соотношений между элементами системы;

учет изменений в составе и структуре системы; согласование координатных осей различных элементов электроэнергетической системы; определение значений напряжений в узлах. Рассмотрим кратко эти функции. Первая из них состоит в том, что моделирование элементов может осуществляться как в общем базисе, так и в своих собственных относительных единицах. В последнем случае в уравнениях связи необходимо приведение параметров к общим базисным единицам или реальным физическим единицам. Учет состава или структуры определяется, как правило, при помощи матриц вершин или контуров. Здесь есть свои сложности, рассмотрение которых выходит за рамки данной статьи.

Поскольку периодические коэффициенты в уравнениях синхронной машины исчезают лишь при моделировании в осях $d, q, 0$, жестко связанных с ротором данного генератора, при балансе токов в узлах необходимо все токи элементов привести к одним общим осям. Это могут быть оси синхронные, неподвижные, фазные или оси какого-либо одного генератора. Заметим, что в общем случае при исследовании динамики многоагрегатных систем преимущества уравнений Горева — Парка начинают уменьшаться именно из-за необходимости преобразований параметров элементов к общим осям в уравнениях связи.

Наконец, для замкнутости алгоритма расче-

та на каждом шаге интегрирования системы дифференциальных уравнений и решения системы алгебраических уравнений должны быть определены напряжения в узлах. Известны различные подходы для определения напряжений [1—9]. Как правило, решение находилось в преобразованной системе координат, общей для всей системы. Далее при помощи обратного преобразования определялись составляющие напряжений для осей отдельных элементов. Если модели элементов АЭС достаточно хорошо отработаны как в преобразованных, так и в фазных координатах, как в общем виде, так и при различных упрощениях, а также в различных относительных единицах, то единой рациональной формы записи уравнений связи АЭС пока нет.

Тенденции развития АЭС и их элементов, такие как широкое использование полупроводниковых устройств, внедрение быстродействующих токоограничивающих устройств (ТОУ) (вносящих принципиальную несимметрию при их срабатывании), различного рода накопителей, распространения параллельной работы нескольких генераторных агрегатов с несимметричной нагрузкой и другие, вызывают необходимость дальнейшей разработки цифровых моделей всей АЭС или ее части в естественных фазных координатах [10, 11]. Моделирование таких процессов в преобразованной системе затруднено, а в ряде случаев вообще невозможно. В публикациях на данную тему в ряде случаев невно используются фазные координаты. Общеизвестна сложность цифровых моделей полностью в фазных координатах. При ограниченном числе несимметричных элементов в АЭС (статический преобразователь, ТОУ, вентильный электропривод) и симметричных остальных элементах целесообразно симметричные элементы рассматривать в преобразованной системе координат, а принципиально несимметричные — в фазных. Также в фазных координатах решаются уравнения связи. Полученные напряжения в узлах a, b, c затем преобразуются к соответствующим осям элементов расчетной схемы. Поскольку рабочим параметром таких элементов как ТОУ, силовые полупроводниковые элементы и других является ток, то целесообразно уравнения элементов записывать в токах.

Предлагается на основании 1-го закона Кирхгофа в дифференциальной форме достаточно универсальный метод определения напряжений в узлах при цифровом моделировании несимметричных процессов в АЭС, содержащих активно-индуктивные элементы, а также силовые полупроводниковые приборы.

Известные подходы авторов в ряде случаев можно рассматривать как частные случаи предлагаемого метода. Метод можно распространить на моделирование системы полностью в преобразованной системе координат или фазной, с заземленной или изолированной нейтралью, как в физических единицах, так и в относительных. Возникающие трудности вычислительного процесса являются обычными для таких расчетов. Для раскрытия метода примем следующие допущения:

используем преобразованные оси с опережающей осью q (оси Парка) [1];

уравнения элементов записываются в первой системе относительных единиц (система единиц Парка) и в синхронном времени [1, 12];

для доказательства используем дедуктивный подход;

токи, притекающие к узлу, будем принимать со знаком «+», вытекающие — со знаком «-»; в системообразующих связях за положительное направление токов примем направление от узлов с меньшим номером к узлу с большим номером;

силовые полупроводниковые приборы идеальные.

Для вывода обобщенных уравнений связи используем только статорные уравнения элементов в фазных координатах. Пусть к узлу подключены синхронный генератор (СГ), короткозамкнутый асинхронный двигатель (АД) и статическая нагрузка (СН). Все элементы будем считать пока симметричными (рис. 1).

Уравнения СГ (индекс s относится к статору, r — к ротору):

$$+ \quad p[I_{s_{\text{СГ}}}] = [X_{ss}^{-1} : X_{sr}^{-1}] \underbrace{(-p[X_{ss} : X_{sr}] - [R_{ss} : R_{sr}])}_{[U_{\text{СГ}}]} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} I_{s_{\text{СГ}}} \\ I_{r_{\text{СГ}}} \end{bmatrix}}_{\text{Уравнения АД}} - [X_{sr}^{-1}][U_r] - [X_{ss}^{-1}][U_s]; \quad (1)$$

$$- \quad p[I_{s_{\text{АД}}}] = \underbrace{[X_{ss_{\text{АД}}}^{-1} : X_{sr_{\text{АД}}}^{-1}]}_{[U_{\text{АД}}]} \cdot (-p[X_{ss_{\text{АД}}} : X_{sr_{\text{АД}}}] - [R_{ss_{\text{АД}}} : R_{sr_{\text{АД}}}] \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} I_{s_{\text{АД}}} \\ I_{r_{\text{АД}}} \end{bmatrix}}_{\text{Уравнения СН}} + [X_{ss_{\text{АД}}}^{-1}][U_s]; \quad (2)$$

$$- \quad p[I_{\text{СН}}] = [X_{\text{СН}}^{-1}] \underbrace{(-[R_{\text{СН}}]I_{\text{СН}})}_{[U_{\text{СН}}]} + [X_{\text{СН}}^{-1}][U_s], \quad (3)$$

где

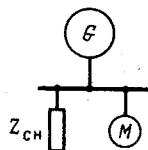
$$\begin{aligned} [I_s]^T &= [i_a, i_b, i_c]; & [U_s]^T &= [U_a, U_b, U_c]; \\ [I_r]^T &= [i_f, i_{rd}, i_{rq}]; & [U_r]^T &= [U_f, 0, 0]; \\ [I_{r_{\text{АД}}}]^T &= [i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]; & [R_{ss}] &= \text{diag}[r_a, r_b, r_c]; \\ & & [R_{sr}] &= 0. \end{aligned}$$

Зависимости

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} X_{ss} & X_{sr} \\ X_{rs} & X_{rr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad \text{и} \\ \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} B_{ss} & B_{sr} \\ B_{rs} & B_{rr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

в преобразованной системе координат общеизвестны [1, 2, 12]. Некоторые зависимости в фазных координатах представлены в приложении. В дальнейшем будут использоваться клеточные матрицы $[X_{ss}]$, $[X_{sr}]$ и другие и клетки обратных матриц $[X_{ss}^{-1}] = [B_{ss}]$ и т. д. Слева от уравнений показаны знаки токов в соответствии с принятыми условиями.

Рис. 1. Схема простейшей АЭС



Обозначим правые части уравнений элементов за исключением последнего члена через $[J]$. Соответственно это будет $[J_{сг}]$, $[J_{ад}]$, $[J_{сн}]$. Предлагается назвать их усеченными производными от статорных токов (они усекаются на один член, содержащий матрицу напряжения $[X_{ss}^{-1}] \cdot [U_s]$). В [2, 3] они обозначены $p i_s |_{U=0}$, т. е. производные от токов при условии $U=0$. На основании матричной формы записи первого закона Кирхгофа в дифференциальной форме

$$\sum_{i=1}^3 p [I_{si}] = 0 \text{ или } [M] p [I_{сг}] = 0, \quad (5)$$

где $[M]$ — матрица соединения, получим

$$[B_{сг}][U_s] = \sum_{i=1}^3 [J_i] = [M][J] = [J_{уэл}], \quad (6)$$

где

$$[B_{сг}] = [X_{ss}^{-1}] + [X_{ssAD}^{-1}] + [X_{сн}^{-1}]; \quad (7)$$

$$[U_s] = [B_{ss}^{-1}] [J_{уэл}]; \quad (8)$$

$[J_{уэл}]$ — узловой вектор усеченных производных от статорных токов.

Видна аналогия с матричной системой уравнений для определения узловых напряжений, только вместо токов используются усеченные производные, а вместо проводимости — матрица индуктивных составляющих проводимости. Определение матрицы $[B_{сг}]$ осуществляется путем суммирования блоков статорных проводимостей элементов, операция хорошо алгоритмируется, что экономит объем памяти ЦВМ, повышает эффективность вычислительного процесса.

Усложним задачу, введем в систему мост Ларионова, работающий на э. д. с. (рис. 2). Пусть правые ветви моста имеют индекс 1, а левые — индекс 2, каждая ветвь с полупроводниковым прибором имеет сопротивления r_{np} , x_{np} . Для прибора, проводящего ток, $u_{np}=0$, а ток через него определяется параметрами других элементов схемы; для запертого прибора $i_{np}=0$, а напряжение на нем определяется токами и напряжениями во всех других элементах. Как при аналоговом, так и при цифровом моделировании выпрямительных мостов широко используются коммутрующие функции F_i , $F_i=1$, если тиристор находится в проводящем состоянии, и $F_i=0$, если он заперт [13]. Определение функции F_i осуществляется посредством моделирования системы управления и анализа процессов в полупроводниковой ветви.

Приведенная ранее система дополнится уравнениями

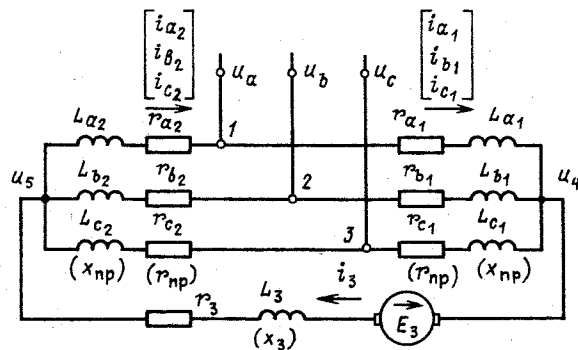


Рис. 2. Схема замещения мостового выпрямителя

$$\left. \begin{aligned} - & p[I_1] = -\frac{r_{np}}{x_{np}}[F_1] \cdot [I_1] - \frac{U_4}{x_{np}}[F_1] + \frac{1}{x_{np}}[F_1] \cdot [U_s]; \\ + & p[I_2] = -\frac{r_{np}}{x_{np}}[F_2] \cdot [I_2] + \frac{U_5}{x_{np}}[F_2] - \frac{1}{x_{np}}[F_2] \cdot [U_s]; \\ -4 & + 5 \left\{ p i_3 = \frac{1}{x_3}(U_4 - U_5) - \frac{r_3}{x_3} i_3 - \frac{E_3}{x_3} \right. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\text{Здесь } [I_1] = \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix}; [I_2] = \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix}; [U_s] = \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix};$$

E_3 — ЭДС; U_a, U_b, U_c, U_4, U_5 — напряжения узлов схемы относительно нулевой точки генератора; $[F_1]$ и $[F_2]$ — диагональные матрицы состояния полупроводниковых приборов;

$$[F_1] = \text{diag}[F_{11}, F_{12}, F_{13}]; [F_2] = \text{diag}[F_{21}, F_{22}, F_{23}].$$

В схеме моста Ларионова кроме фазных узлов a, b, c появляются еще два узла постоянного тока: 4 и 5. Слева от уравнений показаны знаки токов. Используя предыдущий прием, определим вклад выпрямительной нагрузки в расчет узловых напряжений и матрицу $[X_{в.н}^{-1}] = [B_{в.н}]$

$$[B_{в.н}] = \begin{array}{ccccc} & a & b & c & 4 & 5 \\ \begin{bmatrix} \frac{F_{11}}{x_{np}} + \frac{F_{21}}{x_{np}} \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{F_{11}}{x_{np}} \\ -\frac{F_{21}}{x_{np}} \end{bmatrix} & 0 & 0 & -\frac{F_{11}}{x_{np}} & -\frac{F_{21}}{x_{np}} \\ 0 & \frac{F_{12}}{x_{np}} + \frac{F_{22}}{x_{np}} & 0 & -\frac{F_{12}}{x_{np}} & -\frac{F_{22}}{x_{np}} \\ 0 & 0 & \frac{F_{13}}{x_{np}} + \frac{F_{23}}{x_{np}} & -\frac{F_{13}}{x_{np}} & -\frac{F_{23}}{x_{np}} \\ -\frac{F_{11}}{x_{np}} & -\frac{F_{12}}{x_{np}} & -\frac{F_{13}}{x_{np}} & \frac{1}{x_3} + \frac{1}{x_{np}} \Sigma F_{1j} & -\frac{1}{x_3} \\ -\frac{F_{21}}{x_{np}} & -\frac{F_{22}}{x_{np}} & -\frac{F_{23}}{x_{np}} & -\frac{1}{x_3} & \frac{1}{x_3} + \frac{1}{x_{np}} \Sigma F_{2j} \end{array} \quad (10)$$

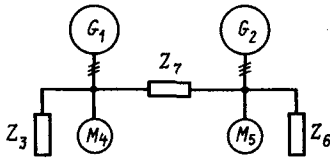


Рис. 3. Схема двухузловой АЭС

Суммарная матрица индуктивных проводимостей системы размерностью 5×5 будет иметь вид

$$[B_{s\Sigma}] = [B_{sCG}] + [B_{sAD}] + [B_{CH}] + [B_{в.н.}]. \quad (11)$$

Заметим, что при обрыве любых ветвей моста матрица $[B_{s\Sigma}]$ будет невырожденной.

Рассмотрим двухузловую АЭС (рис. 3). К приведенным уравнениям элементов системы добавляются уравнения переключателей

$$p[I_7] = [X_7^{-1}]([U_1] - [U_2]) - [X_7^{-1}] \cdot [R_7] \cdot [I_7], \quad (12)$$

где

$$[U_1] = \begin{bmatrix} U_{a_1} \\ U_{b_1} \\ U_{c_1} \end{bmatrix}; [U_2] = \begin{bmatrix} U_{a_2} \\ U_{b_2} \\ U_{c_2} \end{bmatrix}; [R_7] = \text{diag}[r_{a_7}, r_{b_7}, r_{c_7}];$$

$$[X_7^{-1}] = \text{diag}\left[\frac{1}{x_{a_7}}, \frac{1}{x_{b_7}}, \frac{1}{x_{c_7}}\right].$$

Здесь предполагается отсутствие индуктивной связи между фазами переключки, что соответствует действительному положению дел в реальных АЭС. Матрица $[B_{s\Sigma}]$ в этом случае будет иметь вид:

$$[B_{s\Sigma}] = \begin{bmatrix} \cdot & -\frac{1}{x_{a_7}} & 0 & 0 \\ & 0 & -\frac{1}{x_{b_7}} & 0 \\ & 0 & 0 & -\frac{1}{x_{c_7}} \\ -\frac{1}{x_{a_7}} & 0 & 0 & [B_{s\Sigma_2}] \\ 0 & -\frac{1}{x_{b_7}} & 0 & \\ 0 & 0 & -\frac{1}{x_{c_7}} & \end{bmatrix} \quad (13)$$

где

$$\begin{aligned} [B_{s\Sigma_1}] &= [B_{sCG1}] + [B_{sAD4}] + [B_{CH3}] + [X_7^{-1}]; \\ [B_{s\Sigma_2}] &= [B_{sCG2}] + [B_{sAD5}] + [B_{CH6}] + [X_7^{-1}]. \end{aligned} \quad (14)$$

Эти теоретические положения могут быть развиты для кольцевых и сложнзамкнутых структур, многомостовых выпрямительных схем и др.

Большинство созданных алгоритмов и программ предполагает полную симметрию элементов расчетной схемы. При использовании несимметричных статических нагрузок, выпрямительных мостов, быстродействующих ТОО, работающих пофазно, накопителей и других нагрузок появляется смещение потенциалов нейтральных точек элементов, соединенных звездой.

Пусть в схеме на рис. 1 имеется существенная несимметрия. Если принять потенциал нулевой точки генератора равным нулю, то кроме напряжений U_a, U_b, U_c необходимо в общем случае определить U_{0AD}, U_{0CH} , т. е. напряжения нулевых точек асинхронного двигателя и статической нагрузки. Уравнения (1), (2), (3) могут быть переписаны в другом виде:

$$\begin{aligned} p[I_{sCG}] &= [I_{CG}] - [X_{ssCG}^{-1}][U_s]; \\ p[I_{sAD}] &= [I_{AD}] + [X_{ssAD}^{-1}][U_s - U_{0AD}]; \\ p[I_{CH}] &= [I_{CH}] + [X_{CH}^{-1}][U_s - U_{0CH}]. \end{aligned} \quad (15)$$

На основании первого закона Кирхгофа в дифференциальной форме для узлов $a, b, c, 0_{AD}, 0_{CH}$ можно записать

$$\begin{aligned} \begin{matrix} a \\ b \\ c \end{matrix} \begin{bmatrix} J_{aCG} \\ J_{bCG} \\ J_{cCG} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} J_{aAD} \\ J_{bAD} \\ J_{cAD} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} J_{aCH} \\ J_{bCH} \\ J_{cCH} \end{bmatrix} &= \{[X_{ssCG}^{-1}] + [X_{ssAD}^{-1}] + \\ &+ [X_{CH}^{-1}]\} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} - [X_{ssAD}^{-1}] \begin{bmatrix} U_{0AD} \\ U_{0AD} \\ U_{0AD} \end{bmatrix} - [X_{CH}^{-1}] \begin{bmatrix} U_{0CH} \\ U_{0CH} \\ U_{0CH} \end{bmatrix}; \\ 0_{AD} [J_{aAD} + J_{bAD} + J_{cAD}] &= - \sum_{a,b,c} \{[X_{ssAD}^{-1}] \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} - \\ &- [X_{ssAD}^{-1}] \begin{bmatrix} U_{0AD} \\ U_{0AD} \\ U_{0AD} \end{bmatrix}\}; \\ 0_{CH} [J_{aCH} + J_{bCH} + J_{cCH}] &= - \sum_{a,b,c} \{[X_{CH}^{-1}] \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} - \\ &- [X_{CH}^{-1}] \begin{bmatrix} U_{0CH} \\ U_{0CH} \\ U_{0CH} \end{bmatrix}\}. \end{aligned} \quad (16)$$

Слева показаны узлы, для которых составлены уравнения. Оператор $\sum_{a,b,c}$ здесь обозначают сумму составляющих по всем трем фазам. Уравнения (16) можно записать в общей матричной форме:

$$\begin{bmatrix} J_{aCG} - J_{aAD} - J_{aCH} \\ J_{bCG} - J_{bAD} - J_{bCH} \\ J_{cCG} - J_{cAD} - J_{cCH} \\ J_{aAD} + J_{bAD} + J_{cAD} \\ J_{aCH} + J_{bCH} + J_{cCH} \end{bmatrix} = [B_{sy}] \begin{bmatrix} -\sum_{i=1}^3 b_{1iAD} & -\sum_{i=1}^3 b_{1iCH} & 0 \\ -\sum_{i=1}^3 b_{2iAD} & -\sum_{i=1}^3 b_{2iCH} & 0 \\ -\sum_{i=1}^3 b_{3iAD} & -\sum_{i=1}^3 b_{3iCH} & 0 \\ \sum_{i=1}^3 b_{ijAD} & 0 & 0 \\ 0 & \sum_{i=1}^3 b_{ijCH} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ U_{0AD} \\ U_{0CH} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Здесь $[B_{sy}]$ определяется по формуле (7) с учетом несимметрии элементов; для данной задачи размерность матрицы 3×3 ; b_{ij} — составляющие матриц проводимостей элементов схемы.

Из уравнений видно, что диагональные клетки нулевых узлов представляют собой сумму всех реактивных проводимостей матриц соответственно генератора, асинхронного двигателя и статической нагрузки, а недиагональные — сумму строк или столбцов проводимостей соответствующих элементов, взятых с обратным знаком. Матричное уравнение (17) решается относительно узловых напряжений

$$[U] = [B_{s0s}] \cdot [J_{y3l}]. \quad (18)$$

После определения напряжений в фазных координатах нахождение напряжений для элементов, моделируемых в преобразованной системе координат, осуществляется при помощи матрицы преобразования

$$[U^{d,q}] = [A_i] [U^{a,b,c}], \quad (19)$$

где

$$[A_i] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \gamma_i & \cos \left(\gamma_i - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\gamma_i + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \gamma_i & -\sin \left(\gamma_i - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\gamma_i + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (20)$$

Для получения же составляющих напряжений в общих осях векторы усеченных производных

необходимо привести к общим осям. Например, если СГ моделируется в осях d, q , жестко связанных с ротором, а общими осями являются фазные, то

$$[J_{CG}^{a,b,c}] = -[A_{a,b,c}^{d,q}] \cdot p \cdot [A_{d,q}^{a,b,c}] \cdot [I_{scf}^{d,q}] + [A_{a,b,c}^{d,q}] \cdot [J_{CG}^{d,q}], \quad (21)$$

где $[A_{a,b,c}^{d,q}]$, $[A_{d,q}^{a,b,c}]$ — матрицы преобразования от осей d, q и a, b, c и обратно; $[I_{scf}^{d,q}]$ — вектор токов генератора в преобразованных координатах; $[J_{CG}^{d,q}]$ — вектор усеченных производных от статорных токов в своих осях.

Несмотря на кажущуюся сложность, приведенные выражения хорошо алгоритмируются. Данный подход позволяет развить метод решения уравнений связи, предложенный Финагиным В. И. [2, 3] и названный им методом разделения такта численного интегрирования.

Пусть генераторы модулируются в осях $d, q, 0$, жестко связанных с ротором данного генератора, асинхронные двигатели и статические нагрузки — в синхронных осях, отдельные элементы — в фазных. Общими осями являются фазные. Алгоритм цифрового моделирования будет следующим:

1. Определяем все векторы усеченных производных, приравняв в выражениях для $p[i]$ напряжение $U=0$; эти векторы хранятся в соответствующих ячейках памяти.

2. Приводим все векторы усеченных производных к общим осям (в данном случае a, b, c).

3. Вычисляем суммарный вектор $[J_{y3l}]$.

4. Формируем матрицу $[B_{s0s}]$.

5. Обращаем матрицу $[B_{s0s}]$.

6. Определяем полный вектор узловых напряжений.

7. Для элементов, модулируемых в преобразованной системе координат, преобразуем вектор

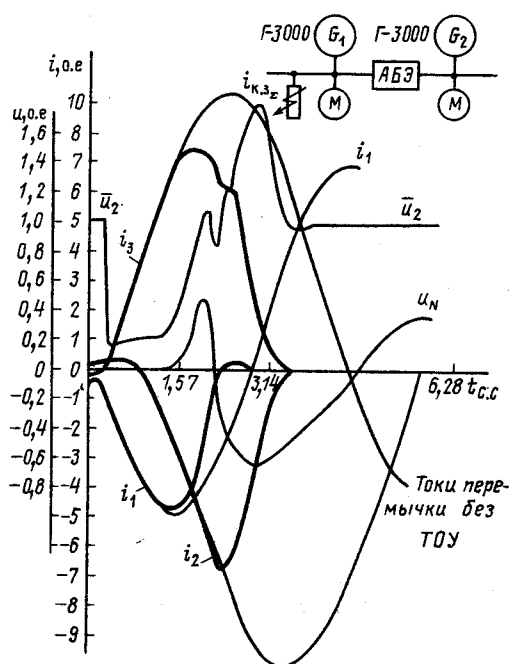


Рис. 4. Процесс отключения глухого КЗ ТОО типа АБЭ в системе с двумя синхронными неявнополюсными генераторами ($x_d''=0,21$ о. е.); тонкими линиями на графиках токов i_1, i_2, i_3 обозначены токи перемычки без ТОО, а жирными линиями — токи перемычки с ТОО; u_2 — модуль напряжения неаварийной секции; u_N — напряжение смещения нейтрали правой подсистемы

узловых напряжений к осям соответствующих элементов, умножаем его на $[X^{-1}]$ и добавляем в ячейки, где хранятся $[J_i^{d,q}]$ (см. пункт 1).

8. Осуществляем интегрирование всей системы дифференциальных уравнений и находим новые значения токов, частот, скольжений, углов и др.

В качестве примера приведены результаты цифрового моделирования процесса токоограничения при помощи быстродействующего автоматического выключателя АБЭ в судовой электроэнергетической системе (рис. 4). Задача решалась в смешанной системе координат, когда генераторы описывались в осях, жестко связанных с роторами, межсекционная связь с токоограничивающим устройством — в фазных координатах, асинхронные электроприводы и статические нагрузки — в синхронных осях. Общими осями являлись фазные. Учитывались автоматические регуляторы частоты и напряжения, уравнения приводных механизмов, токоограничения и др. Общий порядок системы дифференциальных уравнений с учетом уравнения времени составил 38. Задача решалась на ЦВМ СМ-2М. Объем памяти — 24 Кбайта. Время расчета одного периода 20 мин. Предположительно решение данной задачи полностью в фазной системе координат увеличило бы объем памяти на 25 % и время расчета в 4—5 раз. Это связано с расширением матриц, активным использованием в матрицах $[X]$ тригонометрических функций и необходимостью заполнения и перемножения матриц на каждом такте численного интегрирования.

Приложение 1. Зависимость $[\Psi]=[X][I]$ синхронного генератора в фазных координатах

Ψ_a	$\frac{x_0}{2} + \frac{x_d + x_q}{2} +$	$\frac{x_0}{2} - \frac{x_d + x_q}{2} +$	$\frac{x_0}{2} - \frac{x_d + x_q}{4} +$	$-\frac{3}{2} \cos(\gamma_a)$	$-\frac{3}{2} \cos(\gamma_a)$	$-\frac{3}{2} \sin(\gamma_a)$	i_a
	$+\frac{x_d - x_q}{2} \times$	$+\frac{x_d - x_q}{2} \times$	$+\frac{x_d - x_q}{2} \times$				
	$\times \cos(2\gamma_a)$	$\times \cos(2\gamma_a - \rho)$	$\times \cos(2\gamma_a + \rho)$				
Ψ_b	$\frac{x_0}{2} - \frac{x_d + x_q}{4} +$	$\frac{x_0}{2} + \frac{x_d + x_q}{2} +$	$\frac{x_0}{2} - \frac{x_d + x_q}{4} +$	$-\frac{3}{2} \cos(\gamma_b)$	$-\frac{3}{2} \cos(\gamma_b)$	$-\frac{3}{2} \sin(\gamma_b)$	i_b
	$+\frac{x_d - x_q}{2} \times$	$+\frac{x_d - x_q}{2} \times$	$+\frac{x_d - x_q}{2} \times$				
	$\times \cos(2\gamma_a - \rho)$	$\times \cos(2\gamma_b)$	$\times \cos(2\gamma_a)$				
Ψ_c	$\frac{x_0}{2} - \frac{x_d - x_q}{4} +$	$\frac{x_0}{2} - \frac{x_d + x_q}{4} +$	$\frac{x_0}{2} + \frac{x_d + x_q}{2} +$	$-\frac{3}{2} \cos(\gamma_c)$	$-\frac{3}{2} \cos(\gamma_c)$	$-\frac{3}{2} \sin(\gamma_c)$	i_c
	$+\frac{x_d - x_q}{2} \times$	$+\frac{x_d - x_q}{2} \times$	$+\frac{x_d - x_q}{2} \times$				
	$\times \cos(2\gamma_a + \rho)$	$\times \cos(2\gamma_a)$	$\times \cos(2\gamma_c)$				
Ψ_f	$-\frac{x_{ad}^2}{x_f} \cos(\gamma_a)$	$-\frac{x_{ad}^2}{x_f} \cos(\gamma_b)$	$-\frac{x_{ad}^2}{x_f} \cos(\gamma_c)$	$\frac{3}{2}$	$\frac{3}{2} \frac{x_{ad}}{x_f}$	0	i_f
Ψ_{rd}	$-\frac{x_{ad}^2}{x_{rd}} \cos(\gamma_a)$	$-\frac{x_{ad}^2}{x_{rd}} \cos(\gamma_b)$	$-\frac{x_{ad}^2}{x_{rd}} \cos(\gamma_c)$	$\frac{3}{2} \frac{x_{ad}}{x_{rd}}$	$\frac{3}{2}$	0	i_{rd}
Ψ_{rq}	$-\frac{x_{aq}^2}{x_{rq}} \cos(\gamma_a)$	$-\frac{x_{aq}^2}{x_{rq}} \cos(\gamma_b)$	$-\frac{x_{aq}^2}{x_{rq}} \cos(\gamma_c)$	0	0	$\frac{3}{2}$	i_{rq}

$= \frac{2}{3} \times$

Приложение 2. Зависимость $[\Psi]=[X][I]$ асинхронного двигателя в фазных координатах

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \\ \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} x_0 + x & \frac{1}{2} (x_0 - x) & \frac{1}{2} (x_0 - x) & \cos \gamma & \cos (\gamma + \rho) & \cos (\gamma - \rho) \\ \frac{1}{2} (x_0 - x) & \frac{1}{2} x_0 + x & \frac{1}{2} (x_0 - x) & \cos (\gamma - \rho) & \cos \gamma & \cos (\gamma + \rho) \\ \frac{1}{2} (x_0 - x) & \frac{1}{2} (x_0 - x) & \frac{1}{2} x_0 + x & \cos (\gamma + \rho) & \cos (\gamma - \rho) & \cos \gamma \\ \frac{x_0^2}{x_r} \cos \gamma & \frac{x_a^2}{x_r} \cos (\gamma - \rho) & \frac{x_a^2}{x_r} \cos (\gamma + \rho) & \frac{1}{2} \frac{x_{r0}}{x_r} + 1 & \frac{1}{2} \left(\frac{x_{r0}}{x_r} - 1 \right) & \frac{1}{2} \left(\frac{x_{r0}}{x_r} - 1 \right) \\ \frac{x_a^2}{x_r} \cos (\gamma + \rho) & \frac{x_a^2}{x_r} \cos \gamma & \frac{x_a^2}{x_r} \cos (\gamma - \rho) & \frac{1}{2} \left(\frac{x_{r0}}{x_r} - 1 \right) & \frac{1}{2} \frac{x_{r0}}{x_r} + 1 & \frac{1}{2} \left(\frac{x_{r0}}{x_r} - 1 \right) \\ \frac{x_a^2}{x_r} \cos (\gamma - \rho) & \frac{x_a^2}{x_r} \cos (\gamma + \rho) & \frac{x_a^2}{x_r} \cos \gamma & \frac{1}{2} \left(\frac{x_{r0}}{x_r} - 1 \right) & \frac{1}{2} \left(\frac{x_{r0}}{x_r} - 1 \right) & \frac{1}{2} \frac{x_{r0}}{x_r} + 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

Приложение 3. Подматрица статорной проводимости синхронного генератора в фазных координатах

$$[B_{scr}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2x_0} + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''} \right) \cos (2\gamma_a) & \frac{1}{2x_0} - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''} \right) \cos (2\gamma - \rho) & \frac{1}{2x_0} - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''} \right) \cos (2\gamma + \rho) \\ \frac{1}{2x_0} - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''} \right) \cos (2\gamma_a - \rho) & \frac{1}{2x_0} + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''} \right) \cos (2\gamma_b) & \frac{1}{2x_0} - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''} \right) \cos (2\gamma_a) \\ \frac{1}{2x_0} - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''} \right) \cos (2\gamma_a + \rho) & \frac{1}{2x_0} - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''} \right) \cos (2\gamma_a) & \frac{1}{2x_0} + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''} \right) \cos (2\gamma_c) \end{bmatrix}$$

Приложение 4. Подматрица статорной проводимости асинхронного двигателя в фазных координатах (для СГ угол γ — угол между магнитной осью фазы a и осью d ; для АД γ — угол между одноименными осями статора и ротора).

$$[B_{sAD}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2x_0} + \frac{1}{x'} & \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_0} - \frac{1}{x'} \right) & \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_0} - \frac{1}{x'} \right) \\ \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_0} - \frac{1}{x'} \right) & \frac{1}{2x_0} + \frac{1}{x'} & \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_0} - \frac{1}{x'} \right) \\ \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_0} - \frac{1}{x'} \right) & \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_0} - \frac{1}{x'} \right) & \frac{1}{2x_0} + \frac{1}{x'} \end{bmatrix}$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веретенников Л. П. Исследование процессов в судовых электроэнергетических системах. Теория и методы. — Л.: Судостроение, 1982. — 375 с.
2. Справочник судового электротехника / Под ред. Г. И. Китаенко. — Л.: Судостроение, 1980, т. 1. 528 с.
3. Финагин В. И. Дифференциальные формы уравнений связи автономных электроэнергетических систем. — Изв. вузов СССР. Энергетика, 1980, № 7, с. 85—87.
4. Финагин В. И., Нгуен Ван Лой. Уравнения связи автономной электроэнергетической системы на основе дерева графа и схемы замещения. Изв. вузов СССР, Энергетика, 1983, № 10, с. 3—7.
5. Кетнер К. К., Козлова И. А., Сендюров В. М. Алгоритмизация расчетов переходных процессов автономных электроэнергетических систем. — Рига: Зинатне, 1981, с. 166.
6. Иванов В. Н., Климанов О. Н., Токарев Л. Н. Уравнения связи в многоагрегатных судовых электростанциях. — Вопросы судостроения. Судовая электротехника и связь, 1986, вып. 31, с. 31—41.
7. Краснов В. В., Мещанинов А. П. Математическая модель для исследования системы синхронный генератор —

вентильный преобразователь — нагрузка. — Сб. Электрооборудование судов. Тр. Николаевского кораблестроительного ин-та, 1975, вып. 101, с. 34—41.

8. Стотт Б. Расчеты переходных процессов в электроэнергетической системе. (пер. с англ.) — ТИИЭР 1979, т. 76, № 2, с. 32—59.

9. Плахтына Е. Г. Математическое моделирование электромашино-вентильных систем. — Львов: Вища школа, 1986, с. 164.

10. Коган Б. М., Урман Е. П. Расчет на ЦВМ переходных процессов в синхронных машинах по дифференциальным уравнениям с периодическими коэффициентами. — Электричество, 1964, № 4, с. 43—48.

11. Целемский В. А. Матричные математические модели электрических машин переменного тока в фазных координатах. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1978, № 2, с. 113—122.

12. Трещев И. И. Электромеханические процессы в машинах переменного тока. — Л.: Энергия, 1980. — 344 с.

13. Богрый В. С., Русских А. А. Математическое моделирование тиристорных преобразователей. — М.: Энергия, 1972. — 184 с.

[15.04.89]

УДК 621.316.925.2.001.57

Алгоритм синтеза тестов микроэлектронных устройств релейной защиты

ЖУКОВ С. Ф., доктор техн. наук,
ЛЯШКО А. А., инж.

Развитие техники релейной защиты и автоматики (РЗА) в направлении создания устройств на микроэлектронной базе наряду с повышением надежности и быстродействия, снижением потребления энергии в измерительных цепях, увеличением точности, уменьшением массы и габаритов вызвало ряд объективных трудностей в обеспечении стопроцентной готовности устройств после проведения наладочных, профилактических и послеаварийных проверок. Это связано с усложнением функций и структур устройств, а также с существенными отличиями в приемах работы и требуемых знаниях при наладке и эксплуатации РЗ на интегральных микросхемах (ИМС) [1].

Для защит на ИМС построение тестовых наборов с использованием таблицы функций неисправностей (ТФН) неприемлемо из-за необходимости обработки значительных массивов информации, особенно при рассмотрении реальных условий, когда накладывается ряд ограничений на допустимость тех или иных тестовых воздействий.

При анализе логической части устройств РЗА на ИМС целесообразен структурный подход, когда математической моделью является логическая сеть, состоящая из элементов заданного базиса, входных, выходных и внутренних линий связи и отражающая структуру моделируемой схемы. Синтез тестов для логической части РЗ, представленных логической сетью, базируется на идее выделения существенных путей в структуре диагностируемого устройства [2]. Существенный путь при некотором тестовом воздействии — это определенная совокупность связанных между собой логических элементов, оканчивающаяся выходной линией связи, дефект на любом участке которой приводит к искажению правильного значения на выходе схемы. Имеются методы синтеза тестов для логической части защит на ИМС, использующие идею выделения существенных путей в схе-

ме [1, 3]. Однако предложенные методы являются эвристическими и не учитывают временных параметров элементов устройств РЗ. При синтезе тестов важно и измерительный орган (ИО) РЗ включать в выделяемые существенные пути. Так, например, ИО дистанционной защиты можно представить как три одновходовых логических элемента И—НЕ. Тогда область допустимых значений сопротивлений, вызывающих срабатывание ИО, получает значение 1, а область значений, находящихся вне зоны срабатывания ИО, получает значение 0. Таким образом, ИО может быть включен в структуру логической сети устройства РЗ.

Алгоритмический метод построения тестов, выявляющий дефекты типа «тождественный ноль» или «тождественная единица», предложен в [4] и основан на идее выделения существенных путей в схеме с помощью построения D -кубов. Под логическим кубом [5] понимается вектор размерностью n , каждая координата которого имеет одно из пяти значений: 0, 1, x , D , $\bar{D}$. Здесь символ x означает безразличное состояние, а значение символов D и $\bar{D}$ будет понятно из дальнейшего описания. Каждому логическому элементу схемы соответствуют три набора кубов элемента, которые используются при построении тестов: вырожденные кубы, D -кубы и тупиковые D -кубы. Например, для трехвходового элемента И—НЕ имеется следующее множество вырожденных кубов: (1, 1, 1, 0), (0, x , x , 1), (x , 0, x , 1), (x , x , 0, 1). Если теперь осуществить пересечение вырожденных кубов A и B элемента e_i таких, что значения на выходной координате в A и B различны, то получим множество D -кубов элемента e_i . Если же в процедуре построения D -кубов потребовать, чтобы значения на выходной координате в A и B совпадали, а хотя бы на одной входной различались, то получим множество тупиковых D -кубов. Операция пересечения осу-

ществляется по координатам и задается следующим образом [4]:

$$g_i = \begin{cases} a_i, & \text{если } b_i = x \text{ или } a_i = b_i; \\ b_i, & \text{если } a_i = x; \\ D, & \text{если } a_i = 1, b_i = 0; \\ \bar{D}, & \text{если } a_i = 0, b_i = 1; \\ \text{не определено} & \text{в остальных случаях.} \end{cases} \quad (1)$$

Если хотя бы для одной координаты результат пересечения не определен, то пересечение кубов A и B считается неопределенным или пустым. Руководствуясь правилом (1) для трехвходового элемента И—НЕ, имеем следующее множество D -кубов:

$(D, 1, 1, \bar{D}), (1, D, 1, \bar{D}), (1, 1, D, \bar{D}), (D, D, 1, \bar{D}), (D, 1, D, \bar{D}), (1, D, D, \bar{D}), (D, D, D, \bar{D}), (\bar{D}, 1, 1, D), (1, \bar{D}, 1, D), (1, 1, \bar{D}, D), (\bar{D}, \bar{D}, 1, D), (\bar{D}, 1, D, D), (1, \bar{D}, D, D), (\bar{D}, \bar{D}, D, D),$

а также множество тупиковых D -кубов:

$(D, \bar{D}, x, 1), (\bar{D}, D, x, 1), (D, x, \bar{D}, 1), (\bar{D}, x, D, 1), (x, D, \bar{D}, 1), (x, \bar{D}, D, 1).$

Применение D -кубов позволяет строить тесты для проверки константных неисправностей в комбинационных схемах. Состояние, в котором окажется схема после подачи на нее отыскиваемого тестового входного набора, описывается с помощью логического куба $TF = (t_{f1}, \dots, t_{fn})$. Координата i куба TF соответствует i -й линии схемы. Реализация D -алгоритма заключается в обеспечении продвижения неисправности от места возникновения на выход схемы. При этом первоначально происходит присвоение значения $D(\bar{D})$ линии схемы, на которой рассматривается неисправность $\equiv 0(\equiv 1)$, а затем осуществляется последовательное пересечение логического куба TF с D -кубами элементов. Второй этап заканчивается получением значения $D(\bar{D})$ на одном из выходов схемы. Затем реализуется этап доопределения. На этом этапе строится непротиворечивый выходной набор, реализующий условия, выработанные во время D -подхода.

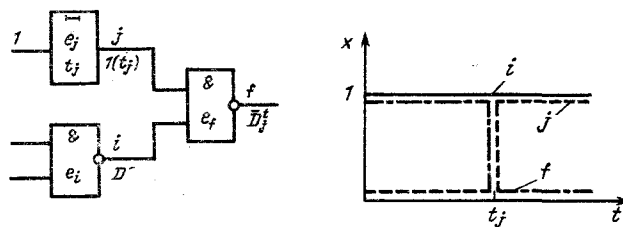
Логическая часть любой релейной защиты может быть представлена моделью асинхронного конечного автомата Мура с элементами задержки [6]. Если осуществить обрыв обратных связей, то будет получена комбинационная схема, моделирующая работу асинхронного автомата в течение одного такта t [5]. Для устройств РЗ важным функциональным элементом являются элементы задержки времени (ЭВВ). Так как для РЗ на ИМС время задержки распространения сигнала через ЭВВ много больше времени задержки на остальных элементах схемы, то в результате подачи входного набора X_i схема будет находиться в промежуточных состояниях, определяемых только срабатыванием ЭВВ. Следовательно, если D -путь проходит через ЭВВ, то координата тестового куба TF , определяющая выход этого элемента, получает значение, являющееся функцией времени. Если ЭВВ e_i активизируется логическим сигналом 0, то на его выходе значение 0 появится через время t_i , определяющее задержку времени элемента. Значение сигнала на выходе запишем как $0(t_i)$.

Следовательно, при поступлении на вход ЭВВ e_i значения $\bar{D}$ на выходе будем иметь значение $\bar{D}^{t_i}$. Запись $\bar{D}^{t_i}$ означает, что в исправной схеме значение 0 появляется на линии i через время t_i после подачи входного набора. В неисправной схеме значение на выходе равно 1. В табл. 1 содержится перечень состояний ЭВВ в зависимости от входных сигналов и условий активности.

Полученные условия прохождения D -пути через ЭВВ будем называть временными D -кубами (ВДК) первого типа. Активизированный путь, в результате построения которого на выходе схемы появляются значения $D^{t_i}, D_i, \bar{D}^{t_i}$ или $\bar{D}_i$, будем называть временным D -путем. Временной D -путь может возникнуть не только при прохождении через ЭВВ. Это может произойти в случае импликации — обеспечения определенных значений на линиях схемы в результате активизации нового элемента или при определении набора значений на входах схемы, гарантирующих выполнение условий активизации. Пусть на k -м шаге построения D -алгоритма в вектор активности занесен элемент e_f (рис. 1). Для присоединения e_f к активизированному пути необходимо линии j присвоить значение 1, исходя из D -кубов элемента И—НЕ. Тогда на линии j появится значение $\bar{D}$. При проведении импликации входу ЭВВ e_j необходимо присвоить значение 1. Тогда согласно табл. 1 линия j приобретает значение 1 (t_j) (здесь t_j — выдержка времени ЭВВ e_j). Строим график значений сигналов на линиях, принадлежащих e_f . Из рис. 1 видно, что в исправной схеме значение 0 на линии f появится через время t_j . В неисправной схеме на линии f будет значение 1. Следовательно, линия f получает значение $\bar{D}^{t_j}$ (табл. 1). Такие ВДК будем называть временными D -кубами второго типа.

Таблица 1

Условие активности ЭВВ	Входной сигнал ЭВВ	Выходной сигнал		
		общая запись	в исправной схеме	в неисправной схеме
0	1	1	1	1
	2	$0(t)$	$0(t)$	$0(t)$
	D	D_i	1	$0(t)$
	$\bar{D}$	$\bar{D}^{t_i}$	$0(t)$	1
1	1	$1(t)$	$1(t)$	$1(t)$
	0	0	0	0
	D	D^t	$1(t)$	0
	$\bar{D}$	$\bar{D}_t$	0	$1(t)$

Рис. 1. Получение временного D -пути второго типа

Задача заключается в том, что необходимо «транспортировать» полученный ВДК на выход схемы. Выполнение этапа продвижения требует проведения пересечения тестового куба с D -кубами элементов [5]. Если время подачи тестового набора принять за начало отсчета, а время фиксации выходных реакций схемы принять превышающим максимально возможную задержку распространения сигнала, то тогда ВДК превращаются в обычные D -кубы:

$$t_k > t_{p\max} \Rightarrow D^t \equiv D, D_i \equiv D, \bar{D}^t \equiv \bar{D}, \bar{D}_i \equiv \bar{D}, \quad (2)$$

где t_k — время контроля; $t_{p\max}$ — максимально возможная задержка распространения сигнала в схеме.

Следовательно, исходя из (2), при присоединении элемента, на одном из входов которого появилось значение D^t , D_i , $\bar{D}^t$ или $\bar{D}_i$, к активизированному пути необходимо брать обычный D -куб элемента [4]. Затем для восстановления ВДК символ t фиксируется у значения $D(\bar{D})$ на том же месте, что и значения на входе. Такое условие позволяет строить одномерные временные D -пути, т. е. пути, зависящие только от одного ЭВВ. Если в результате D -продвижения зависящие от времени значения $D(\bar{D})$ появляются на двух и более входах элемента e_i , то значению, полученному на выходе e_i , присваивается символ « ∞ ». Это значит, что полученное значение на этой линии необходимо фиксировать при $t_k > t_{p\max}$. Таким образом, одномерный временной D -путь как бы обрывается. Однако это не значит, что время срабатывания ЭВВ, который активизировал временной D -путь, останется без контроля. Можно попытаться построить другой активизированный путь, выбрав новый элемент (стратегия «движения вширь» или «движения вглубь»), или взять в качестве исходного другой подходящий D -куб элемента.

В результате реализации D -алгоритма образуется множество неразличимых неисправностей, которые выявляются полученным тестовым набором. Если построен обычный D -путь, то дальнейшее увеличение глубины диагностирования возможно либо подачей нового теста, либо контролем внутри схемы. Наличие временного D -пути позволяет в некоторых случаях конкретизировать область дальнейшего поиска. Будем считать, что в исходном состоянии ЭВВ в схеме не активизированы. Если в результате построения D -пути и получения тестового набора T на выходе схемы получено одно из значений D^t , D_i , $\bar{D}^t$, $\bar{D}_i$, то временная шкала работы схемы разбивается на три интервала:

$$0 \leq \tau_1 < t_i - \Delta t_i; \quad (3)$$

$$t_i - \Delta t_i \leq \tau_2 \leq t_i + \Delta t_i; \quad (4)$$

$$t_i + \Delta t_i < \tau_3 \leq t_k, \quad (5)$$

где t_i — время срабатывания i -го ЭВВ; Δt_i — допустимое отклонение на время срабатывания i -го ЭВВ.

Введем обозначения. Если на отрезке $\tau_{\alpha-\beta}$ значение сигнала на линии изменяется из 0 в 1, то этому изменению присвоим значение π ; если значение изменяется из 1 в 0, то $\bar{\pi}$. Пусть

тестовый набор выделяет множество линий S_T , на которых появились значения D или $\bar{D}$. Тогда множество S_{1T} содержит номера линий, проявление определенного типа неисправности на одной из которых вызывает активизацию ЭВВ e_i только после подачи набора T . Множество S_{2T} содержит номера линий таких, что появление неисправности определенного типа на одной из них вызывает эффект «мгновенного срабатывания» ЭВВ e_i . При этом

$$S_{1T} \cup S_{2T} = S_T. \quad (6)$$

Рассмотрим диагностические возможности значения $\bar{D}^t$. Будем фиксировать значения функции f , реализуемые схемой на наборе T , в интервалах τ_1 , τ_2 , τ_3 согласно (3) — (5). Возможны следующие варианты:

1. $f(T, \tau_1) = 1$; $f(T, \tau_2) = \bar{\pi}$; $f(T, \tau_3) = 0$. Делаем вывод, что неисправности, входящие в множество S_T , в схеме отсутствуют. Выдержка времени ЭВВ e_i находится в пределах допуска.

2. $f(T, \tau_1) = \bar{\pi}$; $f(T, \tau_2) = f(T, \tau_3) = 0$. Полученный результат свидетельствует об отсутствии неисправностей из множества S_T , но выдержка времени ЭВВ e_i уменьшена.

3. $f(T, \tau_1) = f(T, \tau_2) = 1$; $f(T, \tau_3) = \bar{\pi}$. Неисправностей из множества S_T нет. Выдержка времени ЭВВ e_i увеличена.

4. $f(T, \tau_1) = f(T, \tau_2) = f(T, \tau_3) = 1$. Это значит, что фиксируется множество S_T . Время срабатывания ЭВВ e_i не проверяется.

5. $f(T, \tau_1) = f(T, \tau_2) = f(T, \tau_3) = 0$. Такой результат может быть либо при уменьшении до 0 выдержки времени ЭВВ e_i , либо при неисправности, вызывающей эффект «мгновенного срабатывания» ЭВВ. Следовательно, сразу фиксируется множество S_{2T} . Расшифровка значений D^t , D_i , $\bar{D}^t$, $\bar{D}_i$ производится аналогично приведенной выше для значения $\bar{D}^t$ и с учетом табл. 1.

Полученные результаты должны хорошо проявить себя при построении тестов для схем РЗ. Это связано с тем, что устройства РЗ имеют канальную структуру. Работа одного канала не зависит от работы другого [6]. Имеется также избыточность в схеме, что должно обеспечить построение временных D -путей от каждого ЭВВ.

Реализацию временного D -алгоритма рассмотрим на примере дистанционной защиты ШДЭ2801. На рис. 2 изображен фрагмент схемы защиты, обеспечивающий прохождение сигнала при возникновении к. з. во второй зоне. Для построения тестов схема преобразована в комбинационную путем обрыва обратных связей (элементы $D 6.1$ и $D 3.2$, триггер $DS4$). В результате получены два дополнительных псевдовхода 9, 10 и псевдовыход 13. Остальные входы и выходы соответствуют их функциональному назначению: 1—3 — входы измерительного органа; 4 — вход от блокировки при неисправностях в цепях напряжения (БН); 5 — вход от блокировки при качаниях медленнодействующих ступеней (БК); 6 — вход от цепи ускорения второй ступени; 7 — вход от схемы функционального контроля (ФК); 8 — вход от кнопки «Съем сигнализации»; 22 — выход на

светодиод, сигнализирующий о срабатывании второй ступени с большей выдержкой времени; 23 — выход на выходное реле защиты.

Рассмотрим построение тестового набора для неисправности $\equiv 1$ на линии 12. Так как неисправность принадлежит выходу элемента DA1, то его входу необходимо присвоить такое значение, которое дает в исправной схеме на линии 12 значение, отличное от значения в неисправной. Это будет значение 1 на линии 1. Тогда линии 12 присваивается значение $\bar{D}$. Этапы построения D-пути для схемы на рис. 2 показаны в табл. 2. Первый этап выполнения D-алгоритма завершен — на линии 12 получили значение $\bar{D}$. Второй этап начинается с построения вектора активности. В вектор активности заносятся последователи линии 12 — линия 15. Осуществляем D-продвижение через элемент 15. Поскольку этот элемент реализует функцию И—НЕ, единственный способ обеспечить его присоединение к активизированному пути состоит в присвоении значения 1 всем его входам с неопределенными значениями (линии 13 и 14). Линия 15 приобретает значение D. Это же результат мы получаем при пересечении подходящего куба элемента 15 с тестовым кубом. Для обеспечения полученных на этом этапе определенных значений на линиях 13 и 14 линиям 2 и 3 присваиваем значения 0. Из вектора активности исключается элемент 15, а заносятся 16 и 17; D-продвижение через элементы 16 и 17 осуществляется аналогично. В вектор активности заносятся элементы 18 и 19. На следующем шаге из вектора активности извлекается элемент 18. Это элемент выдержки времени DT 2.1. Его присоединение к активизированному пути осу-

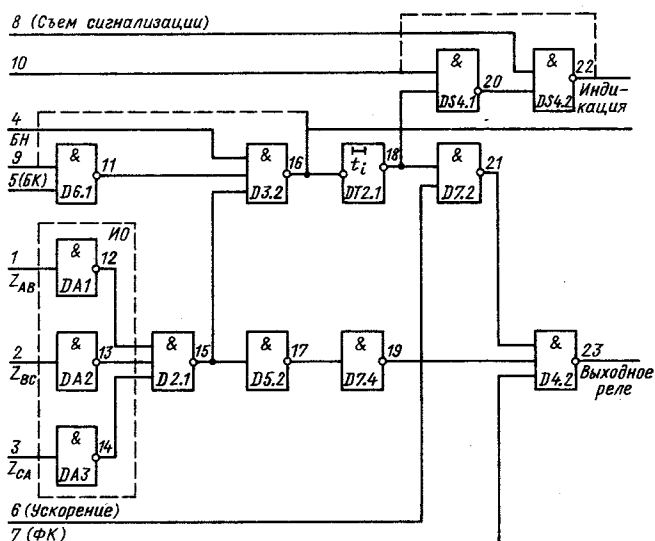


Рис. 2. Фрагмент схемы защиты ИДЭ2801

ществляется с помощью табл. 1. Условие активизации этого элемента — появление значения 0 на входе. Линия 18 приобретает значение $\bar{D}^t$ (здесь t — выдержка времени ЭВВ DT 2.1). Из вектора активности исключается элемент 18, а включается 20 и 21. Следующим шагом присоединяем к активизированному пути элемент 19. Линия 19 получает значение D, элемент 19 исключается из вектора активности, а включается элемент 23. Вновь обращаемся к вектору активности. Для D-продвижения через элемент 20 присваиваем линии 10 значение 1, тогда линия 20 получает значение D^t . В вектор активности заносятся элемент 22,

Таблица 2

Этапы реализации D-алгоритма													для линий схемы (1—23)									
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
1											$\bar{D}$											
	0	0									$\bar{D}$	1	1	D								
			1	0						1				D	D							
														D		D						
															D		$\bar{D}^t$					
																D		D				
									1								$\bar{D}^t$		D^t			
					1												$\bar{D}^t$			D^t		
							1												D^t		$\bar{D}^t$	
						1													D		D^t	D^t
1	0	0	1	0	1	1	1	x	1	1	D	1	1	D	$\bar{D}$	$\bar{D}$	$\bar{D}^t$	D	D^t	D^t	$\bar{D}^t$	$\bar{D}^t$
							0	x	x												1	
			0							x												
0	0	0	0	0	1	1	0								x	1						

Таблица 3

Тестовые наборы								Типы неисправностей на линиях схемы																	Выходы схемы		
1	2	3	4	5	6	7	8	4	5	6	7	8	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	22	23
0	0	0	1	0	1	1	1*	0	1			0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	D_t	D_t
1	0	0	1	0	1	1	1*	0	1			0	0	1			0	1	1	1	0	0	0	1	1	$\bar{D}_t$	$\bar{D}_t$
0	0	1	1	0	1	1	1*	0	1			0	0		1		0	1	1	1	0	0	0	1	1	$\bar{D}_t$	$\bar{D}_t$
1	0	0	0	0	1	1	1*	1		0							0	0	1	0		1	1	0	0	D_t	D_t
1	0	0	1	1	1	1	1*		0				1				0	0	0	0		1	1	0	0	D_t	D_t
1	0	0	0	0	1	0	1			1	0	1						0	0			1	1	0	1	$\bar{D}$	$\bar{D}$
1	0	0	1	0	0	0	0				1	1										0	0	0	0	D	D

а исключается элемент 20. Присоединяем к активизированному пути элемент 21. Линии 6 присваиваем значение 1, тогда линия 21 получает значение D^t , из вектора активности исключается элемент 21. На следующем шаге присоединяем к активизированному пути элемент 22. Линии 8 присваиваем значение 1, линия 22 получает значение $\bar{D}^t$. Достигли одного выхода схемы, однако вектор активности еще содержит элемент 23. Присоединение элемента 23 к существенному пути осуществляется посредством пересечения двойного D -куба элемента 23 с тестовым кубом. В результате пересечения линия 7 получает значение 1, а линия 23 — значение $\bar{D}^t$. Второй этап выполнения D -алгоритма закончен. Проведение третьего этапа, т. е. этапа обеспечения, не требуется. Тестовый куб имеет вид: $T = (1, 0, 0, 1, 0, 1, 1, 1, x, 1, 1, \bar{D}, 1, 1, D, \bar{D}, \bar{D}, \bar{D}^t, D, D^t, D^t, \bar{D}^t)$. Анализируя полученный куб, приходим к выводу, что необходимо перейти к копии C_{j-1} для определения установочной последовательности, так как псевдовход 10 имеет значение 1 [5]. В копии C_{j-1} это значение присваивается линии 22, и осуществляется процедура обеспечения этого значения. Возьмем вырожденный куб элемента 22 (0, x , 1) для координат 8, 20, 22. Этот куб обеспечивает неопределенное значение на линии 10 в копии C_{j-1} . На установочную последовательность накладывается еще одно ограничение — недопустима активизация ЭВВ. Для обеспечения значения 1 на линии 16 можно взять для элемента D 3.2 вырожденный куб 0, x , x , 1 на координатах 4, 11, 15, 16. Доопределение значений на линиях схемы дает следующую входную последовательность: $X = \{(0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 0), (1, 0, 0, 1, 0, 1, 1, 1)\}$. Полностью множество тестовых наборов для проверки схемы на рис. 2 приведено в табл. 3. Здесь указаны типы проверяемых неисправностей и реакции на выходах схемы. Наборы, отмеченные звездочкой, требуют подачи установочной последовательности.

Выделим множество линий с неисправностями на них, которые вызывают эффект «мгновенного срабатывания» ЭВВ $DT 2.1$. Для выхода 22 $S_2^{22} = (16_0, 18_0, 20_1, 22_0)$; для выхода 23 $S_2^{23} = (6_0, 16_0, 18_0, 21_1, 23_0)$. Появление результата $f(T, \tau_1) = 1, f(T, \tau_2) = \bar{1}, f(T, \tau_3) = 0$ на линиях 22 и 23 говорит о том, что в схеме имеется

неисправность из множества $S_1 = (12_0, 13_0, 14_0, 15_1, 17_0, 19_1)$. Если же получены значения $f(T, \tau_1) = f(T, \tau_2) = f(T, \tau_3) = 0$, то необходимо исследовать множества S_2^{22} и S_2^{23} . Дальнейшие диагностические возможности появляются, если возникает отличие значений на линиях 22 и 23. Это позволит увеличить глубину диагностирования. Возможен и поиск кратных дефектов, если они не компенсируют друг друга и принадлежат одному или разным существенным путям. Взаимокомпенсирующиеся дефекты, принадлежащие одному существенному пути, могут быть выделены, если между ними находится ЭВВ. Если же в результате построения тестового куба не учитывать ВДК, то глубина диагностирования значительно уменьшается, тем самым снижается эффективность D -алгоритма и увеличивается время диагностирования.

Вывод. Разработанный на базе структурной модели объекта диагностирования алгоритм синтеза тестов с использованием временных параметров элементов структуры, являясь основой эффективных методов диагностирования микроэлектронных устройств релейной защиты, обеспечивает получение тест-программ проверки работоспособности и поиска неисправностей с заданной глубиной и определенной полнотой.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жуков С. Ф. Тесты для устройств релейной защиты и автоматики на интегральных микросхемах. — Электричество, 1986, № 5.
2. Armstrong D. B. On finding a nearly minimat set of fault detection tests for combinational logic nets. — IEEE Trans. on Electr. Comput., 1966, vol. EC-15, p. 66–73.
3. Жуков С. Ф. Метод синтеза тестов для устройств релейной защиты и автоматики. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1986, № 6.
4. Roth J. B., Bouricius W. G., Scheider P. R. Programmed algorithms to compute tests to detect and distinguish between failures in logic circuits. — IEEE Trans. on Electr. Comput., 1967, vol. EC-16, N 5, p. 567–579.
5. Автоматизированное проектирование цифровых устройств / С. С. Бадулин, Ю. М. Барнаулов, В. А. Бердышев и др.; Под ред. С. С. Бадулина. — М.: Радио и связь, 1981.
6. Теоретические основы построения логической части релейной защиты и автоматики энергосистем / В. Е. Поляков, С. Ф. Жуков, Г. М. Проскурин и др.; Под ред. В. Е. Полякова. — М.: Энергия, 1979.

[18.09.89]

Вероятности возникновения предельных токов короткого замыкания в автотрансформаторах напряжением 220—750 кВ

ЛЬВОВ Ю. Н., канд. техн. наук,
БОГОМОЛОВ В. С., инж.

Одним из основных параметров, определяющих электродинамическую стойкость трансформатора, является наибольший допустимый ударный ток короткого замыкания (к. з.) [1]. При разработке требований к автотрансформаторам по условиям их работы в режиме к. з., а также для оценки риска повреждения в развивающихся сетях возникает необходимость прогнозирования вероятности появления опасных воздействий токов к. з., в том числе превышающих нормируемые значения токов [1] для всей совокупности автотрансформаторов, установленных в сетях энергосистем СССР за срок их службы 25 лет. Недостаточная информация о работе оборудования при к. з. в эксплуатационных условиях с учетом перспективы развития сетей может привести либо к пониженной надежности вновь проектируемого оборудования, либо к экономически неоправданным запасам ресурса. В опубликованной литературе, даже содержащей наиболее полные сведения об уровнях токов к. з. в энергосистемах, воздействующих на высоковольтное электротехническое оборудование [2], отсутствуют необходимые сведения по токам к. з., протекающим в обмотках автотрансформаторов напряжением 220—750 кВ в развивающихся сетях.

Данная статья посвящена изучению вероятности появления в автотрансформаторах напряжением 220—750 кВ предельных токов к. з. за срок их службы с учетом перспективы развития сетей.

Принято допущение, что свободные составляющие переходного процесса являются независимыми случайными величинами по отношению к вынужденным составляющим переходного процесса. Это дает возможность анализировать по отдельности статистические зависимости вынужденных и аperiodических составляющих переходного процесса в цепях автотрансформаторов от характеристик сети — максимальных значений кратностей токов при к. з. на выводах автотрансформаторов в любой точке сети и начальных углов включения на к. з. Статистические закономерности распределения максимальных значений кратностей токов при к. з. на выводах автотрансформаторов в развивающихся сетях исследованы в [3]. При определении вероятностных оценок появления токов к. з. с заранее заданными значениями стремление к высокой точности и соответствующее усложнение математического аппарата не всегда является оправданным, и в данной статье ограничимся приближенными оценками.

Определим вероятное (среднее) $\bar{N}_\Sigma(K_{\text{зад}})$ и предельное $a_n(K_{\text{зад}})$ число к. з. для заданной кратности тока к. з. — $K_{\text{зад}}$ — и выше в цепях автотрансформаторов за срок их службы в доверительном интервале 0,95 для всей совокупности

автотрансформаторов, установленных в развивающихся сетях. В [4] выполнен анализ схем соединений подстанций и электростанций напряжением 220—750 кВ и приведены результаты расчетов $\bar{N}_\Sigma(K_{\text{зад}}^*)$ и $a_n(K_{\text{зад}}^*)$ для кратностей токов к. з. K , выраженных в относительных единицах:

$$K^* = K / K_{mn},$$

где K_{mn} — максимальное значение кратности тока к. з. в цепях автотрансформаторов при к. з. на выводах автотрансформатора в точке n сети; K — кратность тока к. з. в цепях автотрансформатора при к. з. в любой точке сети.

При выводе выражений для $\bar{N}_\Sigma(K_{\text{зад}})$ и $a_n(K_{\text{зад}})$ в отличие от выражений для $\bar{N}_\Sigma(K_{\text{зад}}^*)$ и $a_n(K_{\text{зад}}^*)$, полученных в [4], необходимо учитывать статистические закономерности распределения максимальных значений кратностей токов при к. з. на выводах автотрансформаторов K_{mn} . Как показал анализ [3], вероятностью случайной величины K_{mn} имеет нормальное распределение.

Предварительно для анализа определим вероятность двух случайных независимых событий. Вероятность того, что величина максимальной кратности тока K_{mn} , характеризующая точку сети n , лежит в интервале достаточно малых значений кратности от K_{mn} до $(K_{mn} + \Delta)$, определяется по формуле $f(K_{mn})\Delta$. Согласно [3]:

$$f(K_{mn}) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(K_{mn} - \bar{K}_{mn})^2}{2\sigma^2}}, \quad (1)$$

где σ и $\bar{K}_{mn}$ — дисперсия и математическое ожидание случайной величины максимальной кратности тока к. з. в цепях автотрансформаторов.

Вероятность второго события состоит в том, что относительная кратность тока к. з. K^* (в долях от максимальной на выводах автотрансформатора в данной точке сети n), характеризующая данную точку сети n и прилегающие к ней сети, лежит в интервале кратностей $K_a^* \leq K^* \leq 1$ и определяется согласно [4] интегралом $\int_{K_a^*}^1 f(K^*) dK^*$, где

$$f(K^*) = (-0,5237 \cdot K^{*3} + 1,8863 \cdot K^{*2} - 2,3442 \cdot K^* + 1,0027) / 0,078. \quad (2)$$

При этом так же, как и в [4], нижняя граница интегрирования K_a^* принимается равной 0,4 и нормирование плотности вероятности $f(K^*)$ выполнено по этой границе таким образом, что интеграл

$\int_{K_a=0,4}^1 f(K^*) dK^* = 1$. Отметим, что по определению случайные значения кратностей K_{mn} независимы от K^* .

Вероятность сложного события, состоящая в том, что кратность тока к. з., характеризующая данную точку сети и прилегающие к ней сети, лежит в интервале кратностей K_{mn} ($K_a \div 1$), равна произведению двух рассмотренных событий, а именно:

$$f(K_{mn}) \Delta \int_{K_a}^1 f(K^*) dK^*. \quad (3)$$

Для определенности дальнейших рассуждений условно примем, что $K_{mn} = K_{\max} > K_{m,n-1}, K_{m,n-2} \dots$. Тогда для некоторого гипотетического автотрансформатора энергосистемы, характеризуемой максимальным для нее уровнем кратности тока к. з., $K_{\max}$ и статистической зависимостью ряда распределения максимальных значений кратностей токов при к. з. на выводах автотрансформаторов $K_{mn}, K_{m,n-1}, K_{m,n-2}$ и т. д., вероятность события, состоящая в появлении в его цепях токов к. з. с кратностями, равными или превышающими заданное значение в диапазоне кратностей $K_{\max}$ ($K_a \div 1$), запишется следующим образом:

$$\begin{aligned} P(K_{\text{зад}}) = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \left\{ f(K_{mn}) \Delta \int_{K_a = \frac{K_{\text{зад}}}{K_{mn}}}^1 f(K^*) dK^* + \right. \\ \left. + f(K_{m,n-1}) \Delta \int_{K_a = \frac{K_{\text{зад}}}{K_{m,n-1}}}^1 f(K^*) dK^* + \right. \\ \left. + f(K_{m,n-2}) \Delta \int_{K_a = \frac{K_{\text{зад}}}{K_{m,n-2}}}^1 f(K^*) dK^* + \dots \right. \\ \left. \dots + f(K_{m,n-p}) \Delta \int_{K_a = \frac{K_{\text{зад}}}{K_{m,n-p}}}^1 f(K^*) dK^* + \dots \right\} = \\ = \int_{K_{\text{зад}}}^{K_{\max}} f(K) dK \int_{\frac{K_{\text{зад}}}{K}}^1 f(K^*) dK^*, \quad (4) \end{aligned}$$

где $K_{\text{зад}} = K_a K_{\max}$; $K_a = 0,4 \div 1$.

Если в выражение (4) подставить (2) и учесть (1), получим:

$$P(K_{\text{зад}}) = \frac{1}{0,078} \left\{ 0,13092 \left[K_{\text{зад}}^4 \int_{K_{\text{зад}}}^{K_{\max}} \frac{f(K)}{K^4} dK - \right. \right.$$

$$\begin{aligned} \left. - \int_{K_{\text{зад}}}^{K_{\max}} f(K) dK \right] + 0,6287 \left[\int_{K_{\text{зад}}}^{K_{\max}} f(K) dK - \right. \\ \left. - K_{\text{зад}}^3 \int_{K_{\text{зад}}}^{K_{\max}} \frac{f(K)}{K^3} dK \right] + 1,172 \left[K_{\text{зад}}^2 \int_{K_{\text{зад}}}^{K_{\max}} \right. \\ \left. \times \frac{f(K)}{K^2} dK - \int_{K_{\text{зад}}}^{K_{\max}} f(K) dK \right] + 1,0027 \left[\int_{K_{\text{зад}}}^{K_{\max}} \right. \\ \left. \times f(K) dK - K_{\text{зад}} \int_{K_{\text{зад}}}^{K_{\max}} \frac{f(K)}{K} dK \right] \}. \quad (5) \end{aligned}$$

Значение интеграла (5) определяется численными методами на ЭВМ.

Среднее число коротких замыканий $\bar{N}_{\Sigma}(K_{\text{зад}})$ для всей совокупности автотрансформаторов, установленных в сети, за срок службы 25 лет при условии, что случайная величина кратности K тока к. з. в цепях высшего и среднего напряжений автотрансформатора примет равное или большее значение чем $K_{\text{зад}}$, т. е. $K_{\text{зад}} \leq K \leq K_{\max}$, равно:

$$\bar{N}_{\Sigma}(K_{\text{зад}}) = \bar{N}_{\Sigma}(0,4) n P(K_{\text{зад}}), \quad (6)$$

где $\bar{N}_{\Sigma}(0,4)$ — среднее число к. з. на одном автотрансформаторе за срок службы 25 лет для диапазона кратностей $K = 0,4 \div 1$; n — число установленных автотрансформаторов в энергосистеме.

Верхнюю доверительную границу для числа к. з. $\bar{N}_{\Sigma}(K_{\text{зад}})$ оценим аналогично:

$$a_v(K_{\text{зад}}) = a_v(0,4) n P(K_{\text{зад}}), \quad (7)$$

где $a_v(0,4)$ — верхняя доверительная граница числа к. з. на одном автотрансформаторе за срок службы 25 лет для диапазона кратностей $K = 0,4 \div 1$ при доверительном интервале 0,95.

Таким образом, для вычисления вероятностных оценок появления числа к. з. $\bar{N}_{\Sigma}(K_{\text{зад}})$ и $a_v(K_{\text{зад}})$ необходимо знать следующее минимальное количество данных:

предельное прогнозируемое значение кратностей тока к. з. $K_{\max}$ для автотрансформаторов, установленных в сетях с учетом перспективы их развития. Для сетей напряжением 220—750 кВ значения $K_{\max}$ приведены в [5];

дисперсии σ и математическое ожидание $\bar{K}$ статистического ряда распределения максимальных значений кратностей токов при к. з. на выводах автотрансформаторов. Для сетей напряжением 220—750 кВ эти данные получены в [3, 5] на основании статистического анализа токов к. з. в четырех наиболее крупных ОЭС СССР;

среднее значение $\bar{N}_{\Sigma}(K^*)$ и верхнюю доверительную границу $a_v(K^*)$ числа к. з. для одного автотрансформатора за срок его службы 25 лет для диапазона кратностей в относительных единицах $K = 0,4 \div 1$ при доверительном интервале 0,95. Эти данные получены в [4];

число установленных автотрансформаторов в энергосистеме n .

Таблица 1

Напряжение сети, кВ	Характеристики сети				
	σ	R	$K_{\max}$	$\bar{N}_{\Sigma} (0,4)$	$a_{\Sigma} (0,4)$
220	1,60	8,0	13,0	117	137
330	1,45	8,1	13,6		
500	1,60	7,9	13,0		
750	0,70	6,7	12,5		

В табл. 1 приведены обобщенные статистические характеристики сети, с помощью которых можно выполнить прогнозирование средней $\bar{N}_{\Sigma}$ ($K_{\text{зад}}$) и предельной a_{Σ} ($K_{\text{зад}}$) частоты кратностей тока для всей совокупности автотрансформаторов, установленных в сетях напряжением 220—750 кВ за срок службы 25 лет.

Результаты расчетов $\bar{N}_{\Sigma}$ ($K_{\text{зад}}$) и a_{Σ} ($K_{\text{зад}}$) приведены в табл. 2.

Из табл. 2 видно, что наибольшее количество опасных воздействий токов к. з. имеет место в цепях автотрансформаторов, установленных в сетях напряжением 220—500 кВ. В сетях напряжением 750 кВ таких воздействий существенно меньше в силу пока что недостаточного их развития.

Были проанализированы вероятности наибольших мгновенных значений переходного тока к. з. в обмотках высшего, среднего и низшего напряжений автотрансформаторов при всех видах симметричных и несимметричных к. з. в сети на примерах типовых схем напряжением 330—750 кВ. Рассматривались двух- и трехобмоточные режимы работы автотрансформаторов. В качестве расчетного момента включения на к. з. был принят случай, когда напряжение между полюсами в фазе А в момент повреждения равно нулю и при этом имеет место максимум мгновенного значения полного тока к. з. Вероятность возникновения к. з. в момент напряжения фазы А, близкого к нулю, будет оценена ниже. Расчеты были выполнены по методике, изложенной в [6]. Рассчитывались значения ударных токов к. з., ударных коэффициентов и кратностей в последовательной, общей обмотках и обмотке низшего напряжения; результаты в виде таблиц здесь не приводятся для краткости изложения.

Как показали расчеты, в обмотках автотрансформаторов 330—750 кВ возможно появление ударных токов к. з. с ударными коэффициентами $1,7 \leq K_{\text{уд max}} \leq 2$. Эти значения получены из условия металлического к. з. в месте повреждения; это к. з., как известно, является достаточно редким событием в энергосистеме. Как правило, межфазные к. з. происходят через дугу, а однофазные — дополнительно через сопротивление заземления опоры или предмета, вызвавшего замыкание. Так, на основе экспериментальных данных при межфазных к. з. в сети 500 кВ среднестатистическая постоянная времени затухания апериодической составляющей с учетом влияния дуги равна $T_a = 120$ мс, без учета дуги $T_a = 300$ мс [7]. Аналогично при замыкании на землю для тока к. з. 30 кА при длине

Таблица 2

Напряжение сети, кВ	Заданная кратность тока, среднее и предельное число к. з.		
	$K_{\text{зад}}$	$\bar{N}_{\Sigma}(K_{\text{зад}})$	$a_{\Sigma}(K_{\text{зад}})$
220	12,5	0,956	1,12
	12,0	6,1	7,2
	11,0	63	74
	10,0	345	404
	9,0	1360	1550
	8,0	4150	4860
	7,0	10 500	12 300
	6,0	22 800	26 700
	13	0,1	0,1
	12	2,6	3,1
330	11	25,4	29,7
	10	158	185
	9	692	811
	8	2270	2660
	7	5950	6970
	6	13 200	15 400
	12,5	0,6	0,7
	12,0	3,92	4,6
	11,0	41,2	48,6
	10,0	232	272
500	9,0	935	1090
	8,0	2930	3430
	7,0	7520	8810
	6,0	16 600	19 500
	9,0	0,04	0,04
	8,0	4,0	4,8
	7,0	90,5	106
	6,0	603	706
750			

дуги порядка 6 м и сопротивления контура заземления $R = 0,5$ Ом, что имеет место в случае к. з. в распределительных устройствах электростанций, постоянная времени затухания апериодической составляющей тока также равна примерно $T_a = 120$ мс.

Ударный ток к. з. через дугу может быть рассчитан также аналитически [8]:

$$K_{\text{уд}} = K_{\text{уд max}} - U_{\text{дп}}, \quad (8)$$

где $K_{\text{уд max}}$ — ударный коэффициент тока при металлическом замыкании; $U_{\text{дп}} = \frac{-E_{\text{max}} l \pi \sqrt{3}}{U_{\text{ср.ном}} \sqrt{2}}$; $E_{\text{max}} =$

$= 1,4—1,5$ кВ/м; $l = 6,5—7,5$ м — минимальная длина дуги, равная расстоянию между проводами для линии электропередачи напряжением 500 кВ.

Параметры дуги, используемые в (8), получены В. В. Бургсдорфом и приведены в [9].

Из приведенных данных нетрудно определить, что при наличии дуги, а также переходного сопротивления ударный ток к. з. в среднем отличается на 2,5 % от тока при металлическом замыкании. Следовательно, в реальных условиях эксплуатации в обмотках автотрансформаторов ударные коэффициенты тока согласно приведенным расчетам примут значения $1,65 \leq K_{\text{уд}} \leq 1,95$ (в [1] $K_{\text{уд}} = 1,8$).

Следует отметить, что в настоящее время при нормировании и расчетах автотрансформаторов на электродинамическую стойкость исходят из трехфазного симметричного к. з. [1]. Между тем известно, что наиболее частым видом повреждения в сети является однофазное к. з. иногда

переходящее в двухфазное к. з. на землю. Кроме того, токи однофазных к. з. нередко превосходят токи трехфазных к. з. на 15 % и более.

Проводимые во ВНИИЭ исследования причин повреждения мощных автотрансформаторов указывают на то, что одним из основных видов повреждения при к. з. является потеря радиальной устойчивости общей обмотки или обмотки низшего напряжения автотрансформатора. Специфика протекания токов к. з. в обмотках автотрансформатора и, следовательно, специфика электродинамических усилий существенно различна при симметричных или несимметричных видах к. з. Кроме того, эта специфика зависит также от режима его работы, при этом имеется в виду двух- или трехобмоточный режим работы автотрансформатора.

Отметим, что при трехфазных симметричных к. з. на стороне высшего или среднего напряжений при работе автотрансформатора в двухобмоточном режиме ток в обмотке низшего напряжения, имеющей соединение по схеме треугольника, равен нулю. При однофазных или двухфазных к. з. на землю со стороны высшего или среднего напряжений при работе автотрансформатора в двухобмоточном режиме в обмотке низшего напряжения протекает уравнивающий ток нулевой последовательности. При этом в соответствии с результатами расчетов значения этих токов зависят от места к. з. и параметров сети, а именно: при повреждениях на землю на стороне среднего напряжения автотрансформатора токи в обмотке низшего напряжения могут быть как примерно равными, так и значительно превышающими токи при повреждениях на стороне высшего напряжения автотрансформатора. Режим работы автотрансформатора относительно мало влияет на токи к. з. в последовательной и общей обмотках при всех видах повреждений на стороне высшего напряжения. Так же мало влияет режим работы автотрансформатора на токи к. з. в последовательной обмотке при повреждениях на стороне среднего напряжения автотрансформатора. Вместе с тем токи в общей обмотке при всех видах к. з. на стороне среднего напряжения автотрансформатора могут превышать более чем в 1,5 раза токи при работе его в трехобмоточном режиме по сравнению с двухобмоточным режимом. Наибольшие значения токи к. з. имеют место, как правило, в общей обмотке при однофазных к. з. на землю на выводах среднего напряжения при работе автотрансформатора в трехобмоточном режиме.

При расчете и испытаниях обмотки низшего напряжения автотрансформатора на электродинамическую стойкость в качестве расчетного режима принимается, как известно, режим трехфазного к. з. на выводах этой обмотки. При этом токи в последовательной и общей обмотках не достигают сколько-нибудь опасных значений. Вместе с тем при однофазных к. з. на землю на выводах среднего напряжения при работе автотрансформатора в трехобмоточном режиме ток в обмотке низшего напряжения в фазе, соответствующей поврежденной, может превосхо-

дить в ряде случаев (как, например, показали результаты расчетов) токи при трехфазном к. з. на выводах обмотки низшего напряжения. Это различие в токах можно объяснить тем, что при трехфазном к. з. на выводах обмотки низшего напряжения питающей является сеть высшего и среднего напряжений. При однофазном к. з. на землю на стороне среднего напряжения питающей является не только сеть высшего и среднего напряжений, но и сеть низшего напряжения.

Обобщая изложенное, можно сделать вывод о том, что максимальный ток к. з. в общей обмотке и обмотке низшего напряжения автотрансформатора может иметь место при его работе в трехобмоточном режиме при однофазном к. з. на землю на выводах автотрансформатора на стороне среднего напряжения питающей сети. Этот режим следует учитывать при нормировании токов и в расчетах автотрансформаторов на электродинамическую стойкость, а также в проектной практике для проверки условий работы автотрансформатора в режиме к. з. Указанный расчетный режим был получен впервые в ЛПИ [10].

Отметим еще некоторые неблагоприятные факторы. Электродинамические усилия, как известно, пропорциональны квадрату тока, поэтому специфика электродинамических усилий в автотрансформаторе при однофазных к. з. на землю проявит себя более рельефно, чем специфика токов. Однофазные к. з. на землю являются наиболее частым видом повреждений в сети, причем количество к. з. в сети среднего напряжения особенно велико из-за относительно большого числа отходящих линий от шин распределительных устройств электростанций и подстанций среднего напряжения. Следует учитывать, однако, также и некоторые благоприятные факторы, в частности, разгружающее действие сил в общей обмотке, вызванное током в обмотке низшего напряжения, что приводит к снижению суммарной радиальной силы в общей обмотке автотрансформатора. Поэтому объективный выбор расчетного режима должен базироваться не только на представлении, где протекают наибольшие токи в обмотках, но и знании, какие электродинамические силы вызывают эти токи.

Выполним вероятностные оценки появления предельных токов к. з. Согласно [11] в качестве расчетного режима для выбора проводников и аппаратов должны приниматься наиболее тяжелые, но вероятные условия, в которых может оказываться рассматриваемый элемент электроустановки при различного вида к. з. В [12] все причины к. з. разделены на четыре группы по скорости сближения токоведущих частей, характеризующихся своими распределениями начальных углов включения на к. з. Законы распределения начальных углов необходимы для прогнозирования появления опасных значений переходного тока к. з.

Согласно [12] к первой группе относятся к. з. с малыми скоростями сближения (до 5,8 м/с). Сюда входят сближения проводов при пляске, гололеде и ветре, замыкания на растительность,

перекрытия при пожарах, а также перекрытия загрязненной изоляции. Вторую группу определяют более быстрые сближения (5,8—24,8 м/с), связанные с распределением гирлянд и падением проводов и тросов. Третья группа представляет собой грозовые перекрытия. В четвертую группу входят случаи неуспешных АПВ и опробования, проводимые выключателями.

Большая часть повреждений, которые принадлежат к первой и второй группам, наступает в случаях, когда напряжение между полюсами в момент повреждения близко к максимальному, и при этом нет опасных значений переходных токов к. з. При повреждении от молнии приближенно имеем закон равномерного включения на к. з. Для четвертой группы случаев имеется некоторая вероятность появления переходных токов к. з. с ударными значениями, близкими к максимальным.

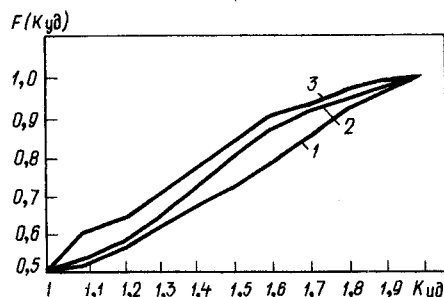
Согласно оценкам, сделанным в [13], математическое ожидание ударного коэффициента при равномерном законе распределения начальных углов равно $K_{уд} = 0,955 K_{уд\max}$, т. е. при статистическом подходе к проблеме следует при расчетах ориентироваться на максимальное значение ударного коэффициента тока к. з. $K_{уд\max}$. Таких повреждений согласно [12] имеется примерно 10 %.

При равномерном законе распределения начальных углов вероятность возникновения к. з. с ударными токами в диапазоне $K_{уд\max}$ от 1 до 0,95, т. е. в момент напряжения фазы А, близкого к нулю, составляет около 40 % [14]. Для остальных групп коротких замыканий эта вероятность достаточно мала, и ей можно пренебречь. Другими словами, вероятность возникновения к. з. в момент, когда напряжение фазы близко к нулю, приближенно составляет 4 %.

Распределение ударных значений токов к. з. при неуспешных АПВ в сетях напряжением 330—750 кВ, полученное в [7] по результатам обработки многочисленных осциллограмм токов к. з., приведено на рисунке. При этом неуспешных АПВ, которые в [7] трактуются как включение выключателя на короткую, имеем 9 %, из которых значений $K_{уд} \geq 1,8$ — примерно 8 %.

На основании этих и приведенных в табл. 2 данных можно оценить число к. з. с ударными токами, достигающими или даже превышающими нормируемые значения [1], а также опасными для электродинамической стойкости автотрансформаторов токами, имеющими значения 0,8 и более от нормируемого тока. В табл. 3 даны результаты расчетов по сетям 220—500 кВ числа к. з. с предельными мгновенными значениями переходных токов $i_{доп}$ и токами, опасными для электродинамической стойкости (0,8 и выше от $i_{доп}$), за срок службы для всей совокупности автотрансформаторов.

Как следует из табл. 2 и 3, для автотрансформаторов напряжением 220—750 кВ число к. з. с токами, превышающими предельно допустимые нормируемые значения [1], относительно невелико, и этим к. з., как это принято в настоящее



Распределение ударных значений токов короткого замыкания при неуспешных АПВ в сетях напряжением 330—750 кВ: 1 — для сетей напряжением 750 кВ; 2 — для сетей напряжением 500 кВ; 3 — для сетей напряжением 330 кВ

время, можно пренебречь. Примерно 1,7 % автотрансформаторов с высшим напряжением 220—750 кВ один раз в год могут подвергаться опасным воздействием с кратностями принужденного тока к. з. 0,8—1 (в долях от максимальной), а также примерно 0,17 % — опасным воздействиям мгновенного значения полного тока к. з.

Отметим в заключение, что при неблагоприятных сочетаниях параметров нулевой последовательности примыкающих систем высшего и среднего напряжений $x_{ов.н}/x_{1в.н} \leq 1$ и $x_{ос.н}/x_{1с.н} \geq 1$ токи в обмотках при однофазном к. з. превышают нормируемые значения токов при трехфазном к. з. в общей и последовательной обмотках автотрансформатора при значениях $x_{1в.н}$ и $x_{1с.н}$ регламентированных в [1]. Анализ сопротивлений прямой и нулевой последовательностей, выполненный для четырех наиболее крупных ОЭС СССР, показал, что значения коэффициентов корреляции между ними для систем классов напряжения 220—500 кВ равны 0,8—0,98. Это указывает на весьма сильную их взаимосвязь, практически близкую к функциональной. Корреляционная зависимость между сопротивлениями систем высшего и среднего напряжений отсутствует.

Анализ также показал, что в длительных режимах работы сети неблагоприятное соотношение указанных параметров не наблюдается.

Выводы. 1. Требования ГОСТ [1] по максимальным токовым нагрузкам автотрансформаторов напряжением 220—750 кВ при к. з. являются максимальными в целом для всей совокупности автотрансформаторов указанных классов напряжения, и запасы ресурса по токовым нагрузкам в условиях эксплуатации практически отсутствуют.

Таблица 3

$U_{ном}, \text{кВ}$	Число коротких замыканий при токах, равных или превышающих	
	$i_{доп}$	$0,8i_{доп}$
220	0,12	43
330	0,33	36
500	0,16	32

2. Максимальный ток к. з. может иметь место в общей обмотке и обмотке низшего напряжения автотрансформатора при его работе в трех-обмоточном режиме при однофазном к. з. на землю на выводах автотрансформатора на стороне среднего напряжения питающей сети. Этот режим следует учитывать при нормировании токов и расчетах автотрансформаторов на электродинамическую стойкость, а также в проектной практике для проверки условий работы автотрансформатора в режиме короткого замыкания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ 11677-85. Трансформаторы силовые. Общие технические условия.
2. Неклепаев Б. Н. Координация и оптимизация уровней токов короткого замыкания в электрических системах.— М.— Л.: Энергия, 1978.
3. Богомолов В. С., Львов Ю. Н., Кохан П. Г. Кратности токов короткого замыкания в автотрансформаторах 220 и 500 кВ.— Электричество, 1981, № 1.
4. Львов Ю. Н. Количество коротких замыканий различной кратности тока в цепях автотрансформаторов 220—750 кВ за срок их службы.— Электричество, 1986, № 2.
5. Исследование токов короткого замыкания в цепях автотрансформаторов 220—750 кВ / Ю. Н. Львов, В. С. Бо-

гомолов, Г. А. Дорф, П. Г. Кохан.— Электрические станции, 1987, № 2.

6. Львов Ю. Н., Левин Л. С., Ступель А. И. Учет автотрансформаторов при расчете переходных токов короткого замыкания волновым методом.— Электричество, 1989, № 2.

7. Алексеев В. Г. Аперiodические составляющие токов короткого замыкания в сетях сверхвысокого напряжения.— Электричество, 1987, № 9.

8. Подгорный Э. В. Расчет переходных токов короткого замыкания с применением ЭВМ.— Новочеркасск: Изд-во Новочеркасского политехнического института, 1984.

9. Федосеев А. М. Релейная защита электрических систем. Релейная защита сетей.— М.: Энергоатомиздат, 1980.

10. Хайдаров Т. Х. Аварийные токи в обмотках трансформаторов и автотрансформаторов и их ограничение: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. ЛПИ, 1980.

11. ГОСТ 26522-85. Короткие замыкания в электроустановках. Термины и определения.

12. Алексеев В. Г., Зихерман М. Х. Оценка вероятности насыщения трансформаторов тока в сети 500 кВ.— Электричество, 1979, № 2.

13. Вилесов Д. В., Целемский В. А. Вероятная оценка величин ударных токов короткого замыкания в автономных электрических системах.— Электричество, 1970, № 6.

14. Львов Ю. Н. Расчет вероятностей наибольших мгновенных значений тока короткого замыкания.— Электричество, 1984, № 9.

[02.03.90]

УДК 621.316.993.012.7.001.24

Вольт-амперные характеристики грунта при кратковременных токах промышленной частоты

АННЕНКОВ В. З., канд. техн. наук

Почвы имеют, как известно, весьма сложную гетерогенную структуру из твердых частиц, электролита (воды) и воздуха. Явления проводимости электрического тока происходят в электролитах, так как твердые частицы и воздух не проводят электрический ток. Электролит в земле содержится в свободном виде, а также в виде пленок, обволакивающих твердые частицы. Чем меньше размер твердых частиц, тем больше пленочного электролита и выше его концентрация; в этом случае выше так называемая поглотительная способность почвы.

Несмотря на разнообразие почв и сложную их структуру, а также различный состав, как это показано в [1], при импульсных (типа грозовых) воздействиях тока у всех основных видов грунта — песчаного, перегнойного и глинистого — а также воды с некоторого, начального, значения напряженности E_n вольт-амперные характеристики соответствуют степенной функции:

$$E = AJ^\beta = E_n^{1-\beta} (\rho J)^\beta, \quad (1)$$

где E — напряженность электрического поля в земле; E_n — начальная напряженность; J — плотность тока в земле; A и β — коэффициенты соответственно пропорциональности и нелинейности, в общем случае зависящие от времени воздействия тока; $\rho = \text{const}$ — удельное электрическое со-

противление грунта, измеряемое при небольшом токе промышленной частоты, при котором напряженности в земле меньше начальных и пропорциональны плотностям тока.

Очевидно, что нелинейность вольт-амперных характеристик грунтов является следствием известного эффекта Вина [2]. Отсюда следует, что по крайней мере для воды и грунта эффект Вина описывается степенной зависимостью (1) между напряженностью и плотностью тока.

В логарифмических координатах вольт-амперные характеристики всех типов грунта, определяемые законом (1), являются прямыми линиями, и общая закономерность проявляется настолько, что, например, вольт-амперная характеристика одного из образцов, даже наиболее сложного по структуре и составу перегнойного грунта, является продолжением характеристики водопроводной воды.

Необходимо отметить, что формула (1) является более общей, чем закон Ома, который получаем из нее при $\beta = 1$ и который соответствует вольт-амперной характеристике грунта, когда $E \leq E_n$:

$$E = AJ^\beta = \rho J. \quad (2)$$

Удельное электрическое сопротивление грунта при кратковременных включениях переменного

тока, равное

$$\rho_n = E/J, \quad (3)$$

назовем импульсным удельным электрическим сопротивлением, хотя, конечно, на снижение ρ_n оказывает влияние в основном значение плотности тока, а не форма импульса.

В [1] установлено, что при $E = E_n$ свойства грунта скачкообразно изменяются несмотря на его сложное строение и состав. При этом зависимость удельного импульсного сопротивления от времени воздействия учитывалась тем, что вольт-амперные характеристики снимались при определенной форме импульсного тока.

Естественно ожидать такой же зависимости напряженности от плотности тока в земле и при кратковременных воздействиях переменного квазистационарного тока. Далее показана справедливость этого заключения на примере экспериментальных данных, полученных в Харьковском политехническом институте [3]. Кроме того, на основании указанных данных были получены зависимости коэффициентов степенной функции (1) от времени воздействия тока.

Воспользуемся зависимостями относительного импульсного удельного сопротивления грунта от плотности переменного тока при различных временах до отключения тока, построенными в линейных координатах [3]. Экспериментальные точки с указанного графика после пересчета по формуле (3), преобразованной к виду

$$E = \rho_n J,$$

нанесены на график рис. 1, где координатные оси напряженности и плотности тока имеют логарифмический масштаб. По этим точкам проведены линии, соответствующие вольт-амперным характеристикам испытуемого грунта. Как видно из рис. 1, в логарифмических координатах это прямые линии для всех значений времени воздействия, которые указаны цифрами. Поэтому не только при импульсных воздействиях, но и при кратковременных включениях тока промышленной частоты вольт-амперные характеристики грунта соответствуют степенным функциям (1).

Кроме того, из рис. 1 видно, что все указанные прямые после их экстраполяции пересекаются в одной точке m с координатами $E_m = 1,55$ кВ/см; $J_m = 0,158$ А/см². При воздействиях, не превышающих значений координат точки m , удельное электрическое сопротивление грунта, по-видимому, не изменяется во времени. Значит, напряженность E_m равна начальной напряженности E_n , а импульсное удельное сопротивление грунта в этом режиме равно

$$\rho_n = E_n/J_n \approx 100 \text{ Ом} \cdot \text{м} \approx \rho,$$

где J_n — начальная плотность тока, при которой начинаются нелинейные процессы в грунте, соответствующая начальной напряженности E_n .

Примерно такое же значение удельного сопротивления (которое не приведено в [3]) дает подсчет с использованием известной формулы

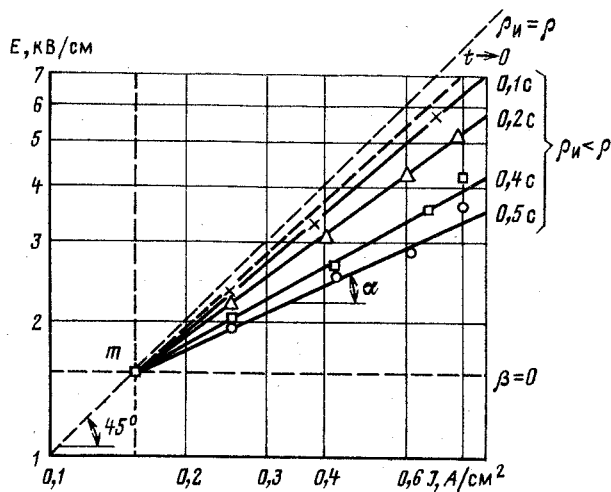


Рис. 1. Вольт-амперные характеристики грунта при различных значениях времени воздействия тока: $\times$, Δ , $\square$, $\circ$ — опытные точки

$$R_0 = \frac{\rho}{2\pi l} \ln \frac{2l}{r_0} \quad (4)$$

по указанному в [3] значению $R_0 = 72$ Ом, а также сопротивления растекания стержневого заземлителя длиной $l = 1$ м при расчетном радиусе $r_0 = 2$ см (также не приведен в [3]).

Нелинейные вольт-амперные характеристики грунта, т. е. прямые линии в координатах на рис. 1, таким образом, могут находиться лишь в правом верхнем квадранте, ограниченном пунктирными линиями, проведенными через точку m и параллельными осям координат. В этом же квадранте этой новой системы координат с центром в точке m под углом 45° к осям координат проведена прямая, соответствующая вольт-амперной характеристике линейного грунта. Выше ее вольт-амперные характеристики проходить не могут, так как $\rho_n \leq \rho$.

Чем больше время воздействия, тем меньше угол наклона α характеристик на рис. 1, и, наконец, при очень малых углах теоретически имеем характеристику, проходящую параллельно оси абсцисс, которой соответствует коэффициент нелинейности $\beta = 0$. Грунт при этом становится сверхнелинейным: изменение плотности тока при этом не приводит к изменению напряженности электрического поля в земле. Однако наименьший зарегистрированный коэффициент нелинейности (при $t = 0,5$ с) составил: $\beta = \tan \alpha = 0,474$.

Для сравнения следует указать, что в диапазоне фронтов импульсов, соответствующих фронтам токов молнии, наименьшее зарегистрированное значение $\beta = 0,36$ (красная глина).

Коэффициенты нелинейности и пропорциональности при различных значениях времени воздействия тока, определенные по рис. 1, приведены ниже:

Время воздействия, с	0,1	0,2	0,4	0,5
А, ед. СИ	265	573	2304	4710
В, отн. ед.	0,867	0,76	0,574	0,474
E_n , кВ/см	1,52	1,44	1,57	1,52

Здесь указаны также значения начальных напряженностей, подсчитанные по формуле из [1]:

$$E_n = A(A/\rho)^{\beta/(1-\beta)}, \quad (5)$$

при которых начинаются нелинейные процессы в грунте для различных значений тока в земле. Отсюда следует, что начальная напряженность E_n не зависит от времени воздействия тока и равна $E_n \approx 1,5$ кВ/см. Очевидно, что и при импульсных воздействиях начальная напряженность также будет примерно равна полученному значению. Это значение много больше обычно используемых при определении удельных сопротивлений грунта. Представляется, что постоянство во времени E_n существенно облегчит разработку аналитических методов расчета заземлителей. При этом вторая форма закона (1) предпочтительнее первой, так как у нее лишь коэффициент нелинейности β является функцией времени.

Начальная напряженность E_n принадлежит обеим частям характеристики — как линейной, так и нелинейной. Поэтому начальную плотность тока можно определить по линейной части:

$$J_n = E_n/\rho, \quad (6)$$

где $\rho = \text{const}$. Из (6) следует, что начальная плотность тока, так же, как и E_n не зависит от плотности тока.

Из вышеприведенных данных следует также, что коэффициенты пропорциональности, напротив, являются функциями времени воздействия тока. Полученное наибольшее опытное значение коэффициента нелинейности $\beta = 0,876$ при относительно малом времени $t = 0,1$ с близко к импульсному коэффициенту для желтой глины и даже песчаного или перегнойного грунтов, а наименьшее опытное значение $\beta = 0,474$ — к импульсным коэффициентам нелинейности для красной глины [1].

Построенные по указанным данным зависимости коэффициентов A и β от времени воздействия тока в земле приведены на рис. 2. В связи с тем, что ось ординат на рис. 2, а имеет логарифмический масштаб, а зависимость A от t в этой системе — прямая линия, коэффициент A подчиня-

ется экспоненциальному закону:

$$A = A_0 e^{t/T_A}, \quad (7)$$

Здесь коэффициент $A_0 = 129$ ед.СИ получен экстраполяцией прямолинейного графика на рис. 2, а до пересечения с осью ординат и близок к ранее полученному значению $\rho \approx 100$ Ом.м, а постоянная времени $T_A = 0,139$ с.

Из рис. 2, б видно, что коэффициент нелинейности падает обратно пропорционально времени протекания тока и поэтому соответствует следующему уравнению:

$$\beta = \beta_0 - kt, \quad (8)$$

где $k = 0,983$ — угловой коэффициент, равный тангенсу угла наклона прямой на рис. 2, б; $\beta_0 = 0,96$ — начальное значение β при $t = 0$, полученное экстраполяцией прямой рис. 2, б до пересечения с осью ординат, которое близко к 1.

Экстраполяция прямой на рис. 2, б в сторону больших значений t до пересечения с осью абсцисс дает значение $\beta = 0$ при относительно небольшом значении времени $t = 0,97$ с, что соответствует сверхнелинейному грунту. Однако, как представляется, время воздействия тока ограничивается пробоем грунта, и этим процесс снижения β по закону (7) прекращается.

Процесс пробоя грунта можно представить как мгновенное изменение коэффициентов вольт-амперной характеристики: A_1, β_1 заменяются на A_2, β_2 . При этом сохраняется разработанная методика расчета [4, 5], по которой можно учесть и падение напряжения в искровой зоне, если будет известна ее вольт-амперная характеристика.

Из рис. 2 следует, что, чем более нелинейным является грунт (например, с течением времени), тем больше отношение A/ρ и меньше β . При отсутствии нелинейности $A/\rho = 1$, и в этом случае и $\beta = 1$. Это также следует из определения коэффициента пропорциональности

$$A = \rho^\beta E_n^{1-\beta} \quad (9)$$

и из таблицы в [1] с характеристиками грунтов. В правой части (9) функцией времени является лишь коэффициент нелинейности β . Он меньше единицы, и поэтому показатель степени $1-\beta$ также меньше единицы. Отсюда следует, что с уменьшением коэффициента β коэффициент A увеличивается. Таким образом, не только коэффициент β , но и отношение A/ρ также свидетельствует о степени нелинейности грунта.

Из рис. 2, а следует, что в первый момент после включения переменного тока (когда $t = 0$), если $J \geq J_n$, то вольт-амперная характеристика грунта соответствует степенной функции с коэффициентами A_0 и β_0 :

$$E = A_0 J^{\beta_0}, \quad (10)$$

причем $A_0 \neq \rho$, а $\beta_0 \neq 1$.

Это же можно получить аналитически в более общем виде, принимая во внимание законы (7) и (8). Действительно, по определению (3) и в соответствии с законом (1) имеем:

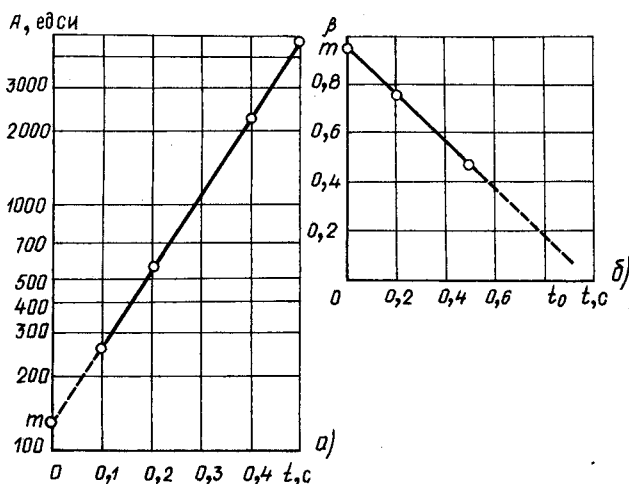


Рис. 2. Зависимости коэффициентов пропорциональности A (а) и нелинейности β (б) от времени протекания тока в земле

$$\frac{\rho_n}{\rho} = \frac{E}{\rho J} = \left(\frac{E_n}{\rho J} \right)^{1-\beta} = \left(\frac{J}{J_n} \right)^{\beta-1} \quad (11)$$

Подставляя затем в (11) формулу (8) и логарифмируя обе части уравнения, получим:

$$\begin{aligned} \ln \frac{\rho_n}{\rho} &= (\beta-1) \ln \frac{J}{J_n} = (\beta_0 - kt - 1) \ln \frac{J}{J_n} = \\ &= \ln \left(\frac{J}{J_n} \right)^{\beta_0-1} - kt \ln \frac{J}{J_n}. \end{aligned} \quad (12)$$

После преобразований из (12) получаем, что относительное импульсное сопротивление грунта равно:

$$\frac{\rho_n}{\rho} = \left(\frac{J}{J_n} \right)^{1-\beta_0} e^{-\frac{t}{T_2}}, \quad (13)$$

где $T_2 = 1/k \ln \frac{J}{J_n}$ — постоянная времени снижения импульсного удельного сопротивления грунта, являющаяся функцией отношения плотности тока в начальной.

При $t=0$ из (13) получаем:

$$\rho_n/\rho = (J_n/J)^{1-\beta_0}, \quad (14)$$

что соответствует формуле (10). Из (14) при плотности тока $J=J_n$ имеем: $\rho_n/\rho=1$. Таким образом, при $J \leq J_n$ импульсное удельное сопротивление грунта в начальный момент после включения равно удельному сопротивлению ρ . Во всех других случаях, когда $J > J_n$, это сопротивление тем меньше ρ , чем больше отношение плотности тока к начальной. Так, например, при токах [3] имеем в начальный момент $\rho_n/\rho=0,99-0,97$, а при токах, в 10 раз больших, например, при $J=8 \text{ А/см}^2$, это отношение уменьшится до 0,93 (в [3] утверждается, что при $t=0$ $\rho_n/\rho=1$, что неверно).

По данным рис. 1 на рис. 3 построены (при логарифмической оси ординат) зависимости относительных импульсных удельных электрических сопротивлений грунта от времени воздействия тока в земле. Из рис. 3 видно, что эти зависимости в указанных координатах являются прямыми линиями, и поэтому они — экспоненциальные функции, что подтверждает формулу (12).

При использованных плотностях тока 0,25—0,8 А/см² разница в отношениях ρ_n/ρ при $t=0$ составляет всего 2 %, что в результате создает эффект пересечения кривых на рис. 3 практически в одной точке. Характеристика, соответствующая значению $J=J_n$, на рис. 3 нанесена пунктирной линией, проведенной параллельно оси абсцисс через значение на оси ординат, равное 100 %.

Подставляя в формулу (10) значения коэффициентов A_0 и β_0 из рис. 2, получаем, что при воздействиях тока типа грозových, например, грунт в месте испытаний [3] имеет характеристику $E=129J^{0,96}$, которая близка к прямопропорциональной и характерна для перегнойного или песчаного грунтов, что следует из таблицы с характеристиками грунтов в [1] (тип грунта в [3] не указан).

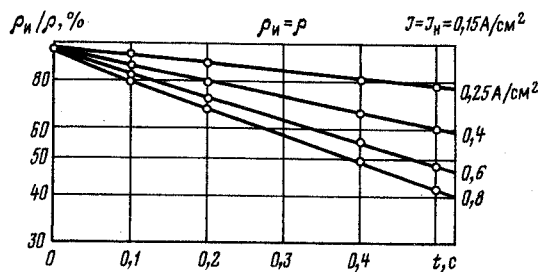


Рис. 3. Уменьшение импульсного удельного сопротивления грунта во времени при различных плотностях тока

Из рис. 3 и формулы (13) следует, что после включения переменного тока импульсное удельное сопротивление уменьшается экспоненциально. Чем выше плотность тока, тем меньше постоянная времени этого процесса. Для данных [3] она лежит в пределах $T=0,6-2,3$ с.

Представляет интерес, сохраняются ли полученные закономерности для грунтов другого типа, особенно глинистых. Это касается прежде всего зависимостей от времени коэффициентов A и β .

Очевидно, что установление закономерностей хода вольт-амперных характеристик при кратковременных протеканиях тока, например, при коротких замыканиях (к.з.), имеет большое значение для разработки аналитических методов расчета заземлителей и их систем.

Для определения границ возникновения нелинейных процессов в грунте при стекании тока к.з. с заземляющих контуров подстанций примем размеры контура равными 25×25 м, ширину полосы контура $h=40$ мм, а наименьшее значение напряженности, при которой начинаются нелинейные процессы, $E_n=0,6$ кВ/см [1]. Кроме того, предположим, что длина полос внутри контура примерно равна его периметру $L=100$ м, а плотность тока, стекающего с заземляющей шины, везде одинакова. Тогда плотность тока, стекающего с контура заземления при токе 30 кА, равна

$$J = \frac{I_{к.з.}}{2h2L} = 1,88 \text{ кА/м}^2.$$

При этом для возникновения нелинейных процессов в земле удельное электрическое сопротивление грунта должно быть выше значения, равного

$$\rho_n = E_n/J = 32 \text{ Ом} \cdot \text{м}.$$

Полученное значение удельного электрического сопротивления грунта близко к среднему. Отсюда следует, что нелинейные процессы в земле при стекании тока к.з. с заземляющего контура имеют место лишь при больших токах и относительно малых размерах заземляющих контуров или в плохих проводящих грунтах.

Выводы. 1. При кратковременных протеканиях переменного тока в земле (во время к.з.), как и при грозových воздействиях, вольт-амперные характеристики окружающего заземлителя грунта, начиная с некоторого начального значения напряженности, становятся степенными функциями, вплоть до пробоя грунта.

2. С увеличением времени воздействия тока нелинейность вольт-амперной характеристики грунта увеличивается: коэффициент пропорциональности степенной функции при этом растет экспоненциально, а коэффициент нелинейности падает обратно пропорционально времени.

3. Импульсное удельное электрическое сопротивление исследованного грунта при кратковременных воздействиях тока промышленной частоты с течением времени уменьшается по экспоненциальному закону.

4. Перед проектированием заземлителей, если это необходимо, должны определяться вольт-амперные характеристики грунтов, что позволит выполнять конструкции заземлителей более экономичными.

5. При стекании тока к. з. с заземляющего

контура нелинейные процессы в земле возникают лишь при относительно больших значениях тока и малых размерах заземляющего контура, а также в плохо проводящих грунтах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анненков В. З. Вольт-амперные характеристики грунтов при токах молнии. — Электричество, 1986, № 2.
2. Антропов Л. И. Теоретическая электрохимия. — М.: Высшая школа, 1969.
3. Барбашов И. В. Заземляющие устройства подстанций ограниченной площади в режимах стекания токов частоты 50 Гц: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. Киев, 1988.
4. Анненков В. З. Метод расчета импульсного сопротивления полусферового заземлителя. — Электричество, 1988, № 2.
5. Анненков В. З. Аналитический расчет сопротивления стержневого заземлителя при токе молнии. — Электричество, 1988, № 10.

[10.09.89]

УДК 621.316.542.064.42.001.6

Повторные пробои двух соединенных последовательно вакуумных дугогасительных камер

ПЕРЦЕВ А. А., РЫЛЬСКАЯ Л. А., ЧУЛКОВ В. В.

Введение. Повторные пробои (далее для краткости именуемые пробоями) межконтактного промежутка вакуумной дугогасительной камеры (далее камеры) в течение десятых долей секунды после отключения тока инициируются частицами субмиллиметровых размеров (макрочастицами) [1]. Феноменологическая модель пробоя, инициируемого макрочастицами, соответствует представлению, изложенному в [2, 3]. Дополнительно отметим, что в [4, 5] наличие свободных макрочастиц в межконтактном промежутке сразу после отключения тока показано фотографически.

Пробои приводят к осложнениям в работе вакуумного выключателя и коммутируемой им электрической цепи, в особенности при отключении емкостей и генераторов, когда к разомкнутым контактам полюса выключателя оказывается приложенным напряжение, в 2—3 раза превышающее фазное. Для предотвращения возникновения пробоев при коммутации указанных цепей можно увеличить длину межконтактного промежутка или применить последовательное соединение выключателей или камер в полюсе выключателя [6]. Однако данные для обоснованного выбора того или иного способа борьбы с повторными пробоями в литературе отсутствуют. В этой связи представляется целесообразным сопоставить частоту пробоев камеры, имеющей длину межконтактного промежутка $2d$, с частотой пробоев последовательного соединения двух камер с длиной межконтактного промежутка в каждой, равной d . При последовательном соединении двух или большего числа камер пробой одной из них не обязательно при-

водит к пробоям остальных. Образование локального сгустка плазмы в межконтактном промежутке камеры, в которой произошел пробой, приводит к протеканию через нее тока разряда прилегающих емкостей, ограниченного временем $t < 1$ мкс, после чего плазма за время $\tau_p < 10$ мкс рекомбинирует [7]. Вероятность пробоя второй камеры за время τ_p , несмотря на увеличение на ней напряжения, при пробоях, инициируемых макрочастицами, может быть достаточно малой, поскольку характерное время между пробоями камеры на несколько порядков больше, чем τ_p . Тем не менее с некоторой вероятностью P_{12} возможен пробой второй камеры, инициируемый макрочастицей, за время, когда еще не закончилась рекомбинация плазмы в первой. В этом случае в цепи, в которую включены камеры, будет протекать ток, и может возникнуть аварийная ситуация. Такие одновременные пробои последовательно включенных камер будем называть сквозными.

В статье приведены результаты исследования вероятностных характеристик пробоев, инициируемых макрочастицами, двух соединенных последовательно камер и камеры с увеличенной длиной межконтактного промежутка.

Теория. Вычислим вероятность сквозного пробоя двух камер, обусловленную свободными макрочастицами [8]. Предположим, что движение макрочастиц в камерах происходит статистически независимо. Пусть пробой от одной частицы при напряжении U для первой и второй камер происходит с плотностью вероятности β_1 и β_2 соответственно. Обозначим N_1 , N_2 , α_1^{-1} , α_2^{-1} — число ча-

стиц и среднее время их «жизни» в межконтактных промежутках первой и второй камер; P_{12} и P_{21} — условные вероятности пробоя на одну частицу первой (второй) камеры при пробое второй (первой) камеры.

Тогда вероятность пробоя двух последовательно соединенных камер в интервале времени от t до $(t+dt)$ будет равна:

$$P_{\text{пр}}(t, t+dt) = P_{\text{пр}1}(t, t+dt)P_{\tau_2(t)} + P_{\text{пр}2}(t, t+dt)P_{\tau_1(t)}, \quad (1)$$

где

$$P_{\tau_2(t)} = 1 - \sum_{k=1}^{N_2} P_{2k}(t) \cdot (1 - P_{21})^k; \quad (2)$$

$$P_{\tau_1(t)} = 1 - \sum_{k=1}^{N_1} P_{1k}(t) \cdot (1 - P_{12})^k; \quad (3)$$

$P_{\text{пр}1}$, $P_{\text{пр}2}$ — плотности вероятности пробоя первой и второй камеры; P_{ik} — вероятность того, что в момент времени t в i -м промежутке находится k частиц.

Величина P_{ik} может быть определена аналогично [9]. Выражение для нее при $N \gg 1$ имеет вид распределения Пуассона:

$$P_{ik}(t) = \frac{(N_i \kappa_i)^k}{k!} \exp(-N_i \kappa_i), \quad (4)$$

где $\kappa_i = \exp(-\alpha_i t)$.

Таким образом,

$$P_{\text{пр}i}(t, t+dt) = 1 - \sum_{k=1}^{N_i} P_{ik}(t) \cdot (1 - \beta_i dt)^k. \quad (5)$$

Если принять dt малой, то $(1 - \beta_i dt)^k = 1 - k\beta_i dt$, и, суммируя (5) по k при $N \gg 1$, получим:

$$P_{\text{пр}i}(t, t+dt) = N_i \kappa_i \beta_i dt. \quad (6)$$

Подставляя (6) в (1) и вычисляя аналогично суммы в (2) и (3), получим для плотности вероятности первого сквозного пробоя в интервале времени $t, t+dt$:

$$\frac{dP_{\text{пр}}}{dt} = N_1 N_2 e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)t} (\beta_1 P_{21} + \beta_2 P_{12}) (1 - P_{\text{пр}}). \quad (7)$$

Интегрируя (7), получим вероятность возникновения хотя бы одного сквозного пробоя, т. е. вероятность опыта хотя бы с одним пробоем:

$$P_{\text{пр}} = 1 - \exp\left[-\frac{N_1 N_2 (\beta_1 P_{21} + \beta_2 P_{12})}{\alpha_1 + \alpha_2}\right]. \quad (8)$$

Вероятность отсутствия сквозных пробоев равна

$$P_0 = \exp\left[-\frac{N_1 N_2 (\beta_1 P_{21} + \beta_2 P_{12})}{\alpha_1 + \alpha_2}\right]. \quad (9)$$

Среднее число сквозных пробоев m_c за один опыт в соответствии с (1) можно представить как

$$m_c = N_1 N_2 \frac{\beta_1 P_{21} + \beta_2 P_{12}}{\alpha_1 + \alpha_2}. \quad (10)$$

Зная m_c , из (10) можно определить $N_i P_{ij}$. Для камер, у которых $N_1 = N_2 = N$; $\beta_1 = \beta_2 = \beta$; $\alpha_1 = \alpha_2 =$

$=\alpha$; $P_{12} = P_{21} = P_y$, имеем:

$$m_c = N^2 \beta P_y / \alpha. \quad (11)$$

Учитывая, что согласно

$$N\beta = m_0 \alpha \quad (12)$$

(где $m_1 = m_2 = m_0$ — среднее число пробоев одной камеры), получим:

$$m_c = N P_y m_0; \quad N P_y = m_c / m_0. \quad (13)$$

Вероятность опыта не менее чем с одним пробоем равна:

$$P_{\text{пр}} = 1 - \exp(-m_c). \quad (14)$$

Величины α_i , β_i , N_i характеризуют одну камеру и могут быть получены из эксперимента.

Методика испытаний. Эксперименты были выполнены на серийно выпускаемых камерах на напряжение 35 кВ. Контакты камер диаметром 80 мм изготовлены из металлокерамики на основе меди и хрома, длина межконтактного промежутка — до 15 мм, средняя скорость при размыкании — 1,2 м/с. Электрическая схема испытаний показана на рис. 1. Ток дуги I формировался колебательным контуром LC , настроенным на частоту 50 Гц. Длительно приложенное к камерам напряжение было постоянным. Оно делилось между обеими камерами примерно поровну посредством элементов $R_2 C_2$, $R_3 C_3$, R_4 , R_5 и ограничивалось оксидноцинковыми варисторами R_6 , R_7 . Нестабильность напряжения U_2 вследствие случайных колебаний проводимости искрового промежутка TG исключалась цепью $R_1 C_1$. В этом случае напряжение U_2 в течение одного опыта ($\sim 0,5$ с) можно было считать неизменным, поскольку постоянная времени разряда емкости $C_1 = 6$ мкФ через резисторы R_4 и R_5 в тридцать раз превышала продолжительность опыта. Резистором $R_1 = 100$ Ом ограничивалась амплитуда тока разряда емкости C_1 при сквозных пробоях. Частота переходного восстанавливающегося напряжения (ПВН) снижалась емкостью C_1 примерно до 200 Гц. В части опытов стабильность напряжения U_2 достигалась

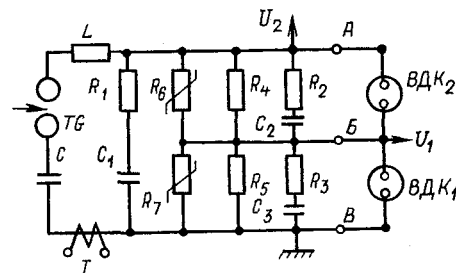


Рис. 1. Схема испытаний:

LC — колебательный контур на частоту 50 Гц; TG — управляемый искровой промежуток; $C_1 - C_3$ — конденсаторы; $C_1 = 6$ мкФ; $C_2 = C_3 = 750$ пФ; $R_1 - R_5$ — резисторы; $R_1 = 100$ Ом; $R_2 = R_3 = 500$ Ом; $R_4 = R_5 = 1,3$ МОм $\pm 10\%$; R_6, R_7 — оксидноцинковые варисторы; ВДК₁, ВДК₂ — вакуумные дугогасительные камеры; I — ток; U_1 — напряжение на ВДК₁; U_2 — суммарное напряжение на ВДК₁ и ВДК₂

включением вместо цепи R_1C_1 резистора сопротивлением 100 кОм, через который протекал ток 0,5—1 А разряда емкости C . Этим током обеспечивалась стабильная проводимость промежутка TG . Частота ПВН в этом случае составляла примерно 5 кГц.

Процесс в схеме при пробоях последовательно соединенных камер иллюстрируется осциллограммой на рис. 2. При заряженной до заданного значения U_2 емкости C и замкнутых контактах камер в момент времени T_1 поджигался промежуток TG и через контакты камер проходил ток I . В момент T_2 начиналось разведение контактов в обеих камерах. К моменту T_3 — первого после размыкания контактов перехода тока через нуль — длина межконтактного промежутка достигала значения, близкого к установившемуся, ток в цепи прерывался, на камере ВДК₁ восстанавливалось напряжение U_1 , на обеих камерах — напряжение U_2 . Как видно, в данном случае для напряжения U_2 амплитуда ПВН достигает примерно 170 кВ, его установившееся значение равно примерно 93 кВ. В моменты T_4 и T_5 , соответственно примерно через 7 и 8 мс после прерывания тока, произошли пробои камеры ВДК₁, что следует из скачкообразных снижений до нуля напряжения U_1 . Сквозных пробоев при этом не произошло, что видно по отсутствию в это время каких-либо возмущений на графике напряжения U_2 . При пробоях камеры ВДК₁ напряжение на камере ВДК₂ скачком возрастает до значения U_2 , которое в указанных двух случаях удерживается в течение тех долей миллисекунды, пока не произошло восстановления электрической прочности камеры ВДК₁ и перераспределения напряжения между ними до значений, определяемых резисторами R_4 и R_5 . Демонстрацией того, что пробои в обеих камерах могут почти совпадать и в то же время не приводить к возникновению сквозного пробоя, служит ситуация, соответствующая времени T_6 . В это время напряжение U_1 сначала уменьшилось до нуля, что свидетельствует о пробое камеры ВДК₁. Затем оно скачком увеличилось до U_2 , что могло произойти только из-за пробоя другой камеры при условии, что в первой уже восстановилась электрическая прочность. Разница во времени возникновения пробоев в обеих камерах не превышала примерно 0,1 мс, тем не менее сквозной пробой не произошел, что видно по отсутствию каких-либо возмущений в это же время на графике

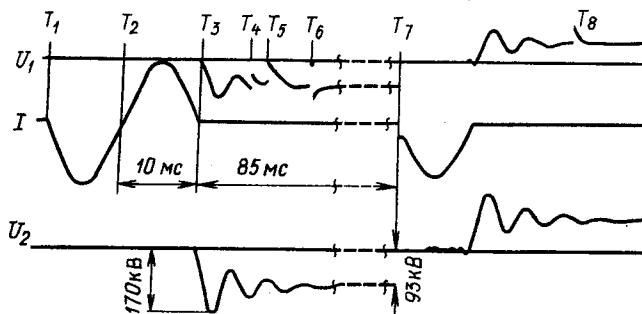


Рис. 2. Осциллограмма одиночных и сквозного пробоев двух ВДК после отключения тока I

напряжения U_2 . Сквозной пробой камер произошел в момент T_7 . Следствием его было протекание полуволны тока 50 Гц и перезаряд колебательного контура с изменением на противоположную полярности приложенного к камерам напряжения. Отметим, что сквозные пробои могут и не сопровождаться протеканием тока промышленной частоты, однако идентификация их тем не менее возможна по появлению на графике напряжения U_2 импульса затухающих колебаний с частотой ПВН. В момент T_8 произошел пробой камеры ВДК₂, после чего до конца наблюдения пробой уже не возникали. Осциллографическое наблюдение за пробоями продолжалось примерно 0,5 с после размыкания контактов. Затем конденсаторная батарея C принудительно разряжалась. В следующем опыте все операции повторялись. На осциллограмме (рис. 2) оказались зарегистрированными все возможные варианты событий. Чаше, однако, в каждом из опытов набор событий был меньше. В ряде опытов пробой не происходил.

Когда испытывалась одиночная камера с удвоенной длиной межконтактного промежутка, она присоединялась к точкам A и B схемы, рис. 1. Точка B оставалась свободной.

Результаты экспериментов. Для расчетов в соответствии с (8) — (14) необходимо знать среднее время «жизни» α^{-1} макрочастиц в промежутке. В [1] показано, что $\alpha^{-1} = T_{cp}$ — среднему времени возникновения пробоев. Последнее проще всего найти из осциллограмм, подобных показанным на рис. 2. Ниже приведены результаты обработки таких осциллограмм:

Напряжение на промежутке, кВ	26—28	40—60	52—57
Длина промежутка, мм	7,5	13,5	15,0
Число пробоев	76	125	44
Среднее время «жизни» α^{-1} макрочастиц, мс	93	100	116

Из приведенных данных следует, что α^{-1} сравнительно мало изменяется, несмотря на двухкратное изменение длины межконтактного промежутка. Разумеется, для камер других исполнений значения α^{-1} могут существенно отличаться [10] от указанных выше и должны быть определены опытным путем.

Данные о среднем числе пробоев за один опыт для одной и двух камер приведены в табл. 1. Из нее следует, что удвоение приложенного к камере напряжения при одновременном увеличении вдвое длины межконтактного промежутка приводит к росту как частоты опытов, сопровождающихся пробоями, так и среднего числа пробоев в одном опыте. В данном случае наблюдается их увеличение в 1,5—1,6 раза.

Если же длину межконтактного промежутка 15 мм получить не за счет разведения контактов одной камеры на указанное расстояние, а путем последовательного соединения двух камер с межконтактными промежутками по 7,5 мм, то, как видно из сопоставления двух последних колонок табл. 1, доля опытов, сопровождающихся пробоями, уменьшается с 0,6 до 0,15, а среднее число пробоев в опыте снижается с 1,2 до 0,15, т. е. в 8 раз. Следовательно, более эффективным спосо-

Таблица 1

Параметр опыта	Значения параметров при восстанавливаемом напряжении U_2 (кВ), равном		
	26—28	52—57	
Длина промежутка, мм	7,5	15	$7,5 \times 2^*$
Число опытов n	84	37	20
Число опытов с пробоями $n_{пр}$	38	23	3
Число пробоев, M	63	44	3^{***}
Частота опытов с пробоями $n_{пр}/n$	$0,45 \pm 0,09^{**}$	$0,6 \pm 0,18$	0,15
Среднее число пробоев за один опыт $m = M/n$	0,75	1,2	0,15
Вероятность появления опыта с пробоем (ями) $P_{пр} = 1 - \exp(-m)$	0,5	0,7	0,14

Примечания: ток отключения 10—12 кА, 50 Гц; восстанавливаемое напряжение — постоянное; * — две камеры; ** — при доверительной вероятности 0,95; *** — сквозные пробои.

бом подавления повторных пробоев, инициируемых макрочастицами, является последовательное соединение двух или большего числа камер, нежели применение одной камеры с увеличенным ходом подвижного контакта. Большие технико-экономические преимущества перед двумя включенными последовательно камерами имеет так называемая двухразрывная камера [11, 12]. Сохраняя все преимущества двух соединенных последовательно камер, она имеет по сравнению с ними почти в полтора раза меньшие габариты и массу.

Сопоставление значения $n_{пр}/n$, определенных экспериментально, с вероятностями $P_{пр}$, рассчитанными по (14), указывает на их хорошее соответствие и, следовательно, удовлетворительное совпадение результатов эксперимента и теории. Расчет вероятности $P_{пр}$ по опытным данным, как видим, не сложен, но при $m < 0,15$ он вообще не требуется, поскольку $R_{пр} \rightarrow m$.

Кратность L уменьшения числа сквозных пробоев M_c системы из двух камер относительно среднего числа $M_{ср}$ пробоев одиночных и сквозных, приходящихся на одну камеру системы, будем считать мерой эффективности подавления пробоев системой камер:

$$L = M_{ср}/M_c.$$

Как показано выше, камера с удвоенными значениями межконтактного расстояния и восстанавливаемого напряжения имеет несколько большую частоту пробоев по сравнению с камерой с единичными значениями указанных величин. Следовательно, значение L характеризует не только превышение частоты пробоев каждой из включенных последовательно камер над частотой сквозных пробоев, но позволяет оценить минимальную кратность в возрастании числа пробоев при замене последовательного соединения камер одной камерой с увеличенной прямо пропорционально напряжению длиной межконтактного промежутка.

Значение L , в частности, зависит от напряжения U_2 , приложенного к системе. В табл. 2 приведены эти и другие данные, характеризующие эффективность подавления пробоев двумя после-

Таблица 2

Экспериментальные величины	Значения экспериментальных величин при напряжении U_2 (кВ), равном		
	60—80	85—105	120—180*
Сумма одиночных пробоев обеих камер, $M_1 + M_2$	66	78	6
Число сквозных пробоев, M_c	1	6	10
Среднее число пробоев камеры $M_{ср} = \frac{1}{2} (M_1 + M_2 + 2M_c)$	34	45	13
Эффективность подавления пробоев, $L = M_{ср}/M_c$	34	7,8	1,3

Примечание. * — пробои произошли под действием ПВН частотой 200 Гц.

довательно соединенными камерами при различных значениях восстанавливаемого напряжения. Длина межконтактного промежутка — 13,5 мм.

Из табл. 2 следует, что эффективность L подавления пробоев существенно зависит от U_2 и увеличивается с его уменьшением. Для обследованного режима значение L увеличилось от примерно 8 до 34 при уменьшении напряжения с 85—105 кВ до 60—80 кВ. Можно ожидать, что при дальнейшем снижении значения восстанавливаемого напряжения L возрастает еще больше, и сквозные пробои можно исключить. Напротив, с увеличением восстанавливаемого напряжения до 120 кВ и более эффективность подавления пробоев уменьшается, стремясь к единице. Это означает, что практически каждый пробой любой из двух камер приводит к сквозному пробую, и последовательное соединение камер теряет какие-либо преимущества перед одной камерой с увеличенной длиной межконтактного промежутка.

Факт систематического пробоя второй камеры в момент пробоя первой уже нельзя объяснить инициирующим действием свободных макрочастиц. Действительно, чтобы инициировать пробой другой камеры за время $\tau_p < 10$ мкс, в течение которого рекомбинирует плазма в первой камере после ее пробоя, требуется, чтобы к контакту, находящемуся под отрицательным потенциалом, каждые 10 мкс подлетала минимум одна частица субмиллиметрового размера. Для удовлетворения этого условия при длине межконтактного промежутка $d \approx 10$ мм, скорости макрочастиц $v \approx 1$ м/с и 100 %-ной вероятности инициирования пробоя одной частицей требуется, чтобы в промежутке перемещалось одновременно не менее 10^4 частиц. Но это условие противоречит опыту: во-первых, непосредственными наблюдениями [4] зарегистрированы лишь десятки таких частиц; во-вторых, оценка показывает, что при одновременном существовании в межконтактном промежутке десятков тысяч частиц субмиллиметровых ($\geq 0,1$ мм) размеров эрозия контактов должна превышать фактически наблюдаемую более, чем на порядок. И, так как при $U_2 > 120$ кВ активизируются процессы, не учитываемые изложенной выше теорией, то применение ее в этом случае неправомерно. Логично допустить, что при $U_2 > 120$ кВ пробои второй ка-

меры происходят под действием других, более быстродействующих физических процессов, активизирующихся с ростом напряжения на промежуток и напряженности на контактах. К такому можно отнести возникновение автоэмиссионного тока, а также отрыв от контакта, находящегося под отрицательным потенциалом, слабо связанных с ним макрочастиц пондеромоторной силой электрического поля.

Оба указанных механизма пробоя при $U_2 > 120$ кВ, в принципе, могут иметь место. Например, автоэмиссионный механизм иницирования вакуумного пробоя возможен при макронапряженности $E > 10$ кВ/мм [2]. При $U_2 = 120-180$ кВ (см. табл. 2) максимальная напряженность $E_{\max}$ в исследуемой камере равна:

$$E_{\max} = k_n U_2 / d = 12,4-18,7 \text{ кВ/мм},$$

где $d = 13,5$ мм — длина межконтактного промежутка; k_n — коэффициент неоднородности электрического поля.

Как видим, согласно приведенной численной оценке автоэмиссионный механизм пробоя в принципе возможен. Возникновение пробоя при импульсном напряжении при отрыве макрочастицы от поверхности электрода экспериментально наблюдалось при средней напряженности в промежутке, равной 16–18 кВ/мм [13]. Учитывая, что при пробое первой камеры наброс напряжения на вторую камеру происходит за доли микросекунды, а значение напряженности во второй камере при $U_2 > 120$ кВ достигало 18,7 кВ/мм, можно считать, что и этот путь иницирования пробоя принципиально тоже возможен. Поскольку более основательное рассмотрение «быстродействующих» механизмов пробоя второй камеры после пробоя первой выходит за рамки настоящей статьи, то ограничимся лишь приведенными выше рассуждениями и оценками.

При уменьшении восстанавливающегося напряжения U_2 и, следовательно, напряженности на контактах камеры указанные быстродействующие факторы иницирования пробоев в другой камере в момент пробоя первой перестают играть доминирующую роль. Определяющим фактором иницирования пробоев, как в одной, так и в другой камерах остаются макрочастицы. В результате значение L возрастает. При $L > 5$ с «помехами» от быстродействующих факторов иницирования пробоев можно не считаться, и изложенные выше теоретические соображения адекватно отражают закономерности сквозных пробоев системы из двух камер. При этом согласно (13) получим:

$$M_c / M_{cp} = m_c / m_0 = 1 / L = NP_y. \quad (15)$$

Из (15) следует, что эффективность системы L может увеличиваться с уменьшением количества образующихся в камере при коммутационных операциях частиц N или с уменьшением условной вероятности P_y , либо с тем и другим одновременно.

Значение условной вероятности P_y пробоя, иницируемого одной макрочастицей, может зависеть от напряжения на второй камере и напря-

женности на ее контактах при пробое первой камеры, а также от времени τ_p , в течение которого первая камера находится в проводящем состоянии и не способна удерживать напряжение вследствие чего вторая камера находится под полным напряжением. Количественная оценка P_y возможна лишь при проведении дополнительных экспериментов.

Количество макрочастиц N обуславливается многими факторами:

контактным материалом (лучшим с этой точки зрения будет материал, при эрозии которого образуются более мелкие частицы и меньшее число);

конструкцией контактов (предпочтительнее контактные системы, предотвращающие контрацию дуги, например, контактные системы, образующие аксиальное магнитное поле);

продолжительностью существования короткой дуги (менее 1–2 мм) дуг перед смыканием и сразу после размыкания контактов. Увеличение их продолжительности приводит к увеличению числа частиц. Выбором скоростей перед смыканием и сразу после размыкания контактов желательно ограничить время короткой дуги до 1–2 мс. Это же соображением обусловлено требование сокращения до 1–2 мс времени вибрации контактов при их смыкании;

значением коммутируемого тока (при увеличении тока до значений, близких к номинальному току отключения, число и размеры макрочастиц растут).

Выводы. 1. Количественно показано, что последовательное соединение двух камер является более эффективным способом предотвращения повторных пробоев, чем применение одной камеры с удвоенной длиной межконтактного промежутка, так как позволяет резко снизить вероятность пробоя при тех же значениях напряженности электрического поля на контактах.

2. Спорадические пробои камер трехполюсного вакуумного выключателя обычно не приводят к протеканию тока через нагрузку, поскольку для этого должен произойти в интервале порядка десятка микросекунд пробой камеры в другом полюсе выключателя. Однако, как показано выше, вероятность такого совпадения при умеренной напряженности электрического поля на контактах камер достаточно мала, и процесс дальше не развивается. Этим обуславливается высокая надежность работы выключателя в трехфазной сети с изолированной нейтралью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рыльская Л. А., Перцев А. А. Электрическая прочность вакуумной дугогасительной камеры после отключения тока. *Электротехника*, 1985, № 1.
2. Сливков И. И. Процессы при высоком напряжении в вакууме. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
3. Латам Р. Вакуумная изоляция установок высокого напряжения. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
4. Gellert B., Schade E., Dullni E. Measurement of particles and vapor density after high-current vacuum arcs by laser techniques. — *IEEE Trans. on Plasma Science*, 1987, vol. PS-15, N 5, p. 545–551.
5. Schade E., Gellert B., Reininghaus U. Forschung für Vakuum-Schaltkammern. — *Calor — Emag — Mitteilungen*, Heft 1/II/1986, 4–8.

6. Few R. A., Voshall R. 25 kV and 34,5 kV capacitor switching vacuum circuit breakers.— Proc. Amer. Power Conf., vol. 45; 45-th Annu. Meet., Chicago, Apr. 18—20, 1983, p. 683—687.

7. Вакуумные дуги / Под ред. Дж. Лафферти.— М.: Мир, 1982.

8. Dielectric strength of two connected successively arc chutes / V. V. Chulkov, L. A. Rylskaya, A. A. Pertsev, K. N. Uljanov — Int. Conf. on Electr. Contacts, Arcs, Apparatus and their Applications, China, May 3—7, 1989.

9. Calculation of the probability of restrikes in a vacuum interrupter / A. A. Pertsev, L. A. Rylskaya, K. N. Uljanov, V. V. Chulkov — XIII-th ISDEIV, Paris, 1988, p. 353—355.

10. Bernauer C., Rieder W., Kny E. Nonsustained disruptive discharges in vacuum circuit-breakers.— XIII-th ISDEIV, Paris, 1988, p. 338—340.

11. Перцев А. А., Гусева Л. Г., Рыльская Л. А. Вакуумные дугогасительные камеры для выключателей 35 и 110 кВ.— ЭП сер. АВН, 1981, вып. 8 (121).

12. А. с. 1174994 (СССР). Вакуумная дугогасительная камера / А. А. Перцев, Л. А. Рыльская. Оpubл. в Б. И., 1985, № 31.

13. Пошехонов П. В., Соловьев В. И. Возникновение вакуумного пробоя на импульсном напряжении при отрыве макрочастицы от поверхности электрода.— Радиотехника и электроника, 1971, т. 11, № 9.

[21.03.90]

УДК 621.313.333.045.001.24

Матричный анализ схем совмещенных полюсопереключаемых обмоток

ПОПОВ В. И., доктор техн. наук

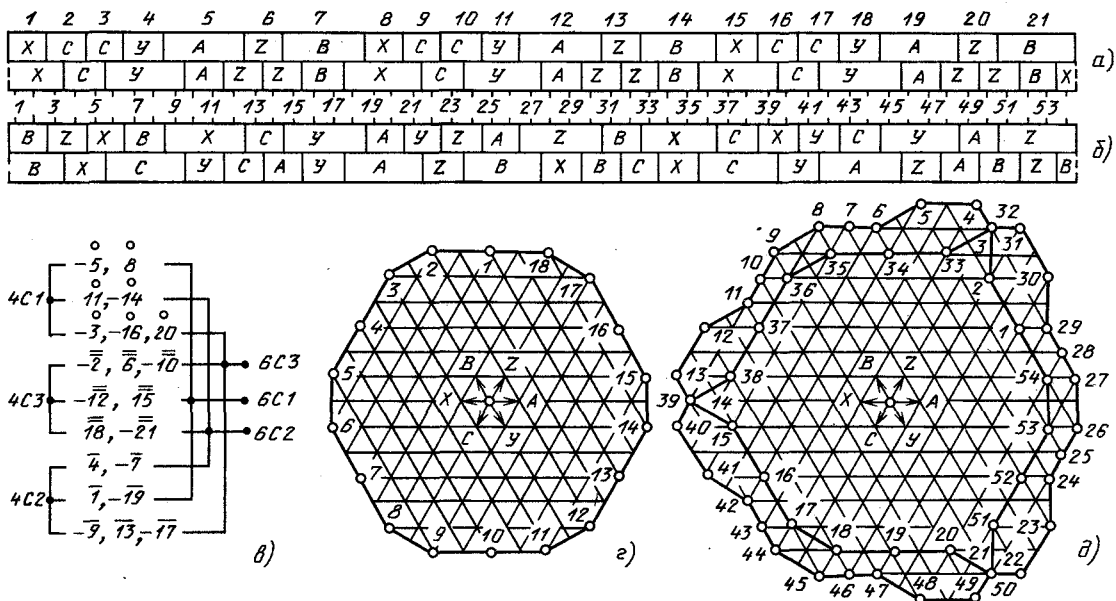
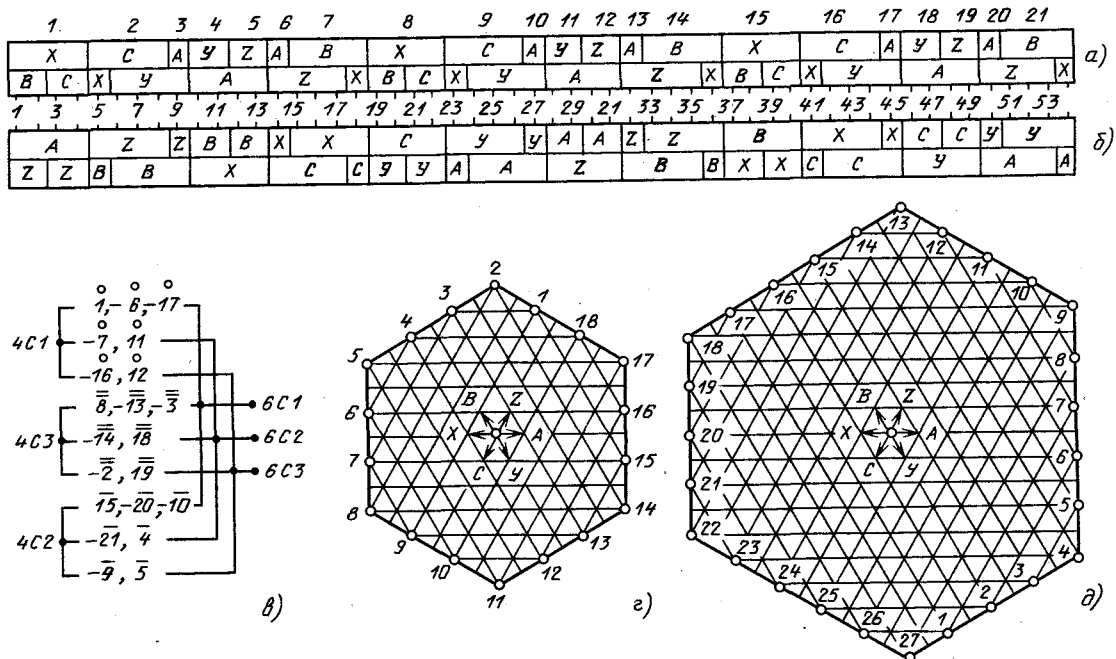
Нижний Новгород

В современных сериях асинхронных двигателей видное место занимают модификации многоскоростных полюсопереключаемых двигателей с короткозамкнутым ротором [1], применение которых в регулируемых приводах переменного тока позволяет исключать промежуточные передаточные звенья, уменьшать затраты на изготовление и эксплуатацию, повышать надежность работы. В таких двигателях экономически целесообразно применять на статоре, взамен отдельных разнополюсных, полюсопереключаемые обмотки [1, 2], из многообразия схем которых все большее применение в последнее время находят трехфазные совмещенные двухскоростные обмотки с тремя параллельными ветвями в фазах на оба числа полюсов [3—7]. Они соединяются в три параллельные трехфазные звезды, имеют трехфазные зажимы от их начал для одной полюсности и дополнительные зажимы от нулевых точек звезд для другой полюсности, а для каждой полюсности к трехфазной сети подключаются три вывода без каких-либо дополнительных переключений, что упрощает конструкцию коммутационной аппаратуры.

Традиционно полюсопереключаемые обмотки исследуются графически по звездам и диаграммам э. д. с. для каждой полюсности, что связано с большим объемом графических построений и снижает эффективность исследований. В статье показаны возможности матричного метода [8, 9] для исследования схем полюсопереключаемых обмоток на примере трехфазных совмещенных двухскоростных обмоток с тремя

параллельными ветвями [2—7], позволяющего определять э. д. с. фаз и обмоточные коэффициенты и при этом исключать графические построения, формализовать анализ и автоматизировать процесс исследования путем применения ЭВМ.

На рис. 1—6 показаны трехфазные совмещенные полюсопереключаемые обмотки на числа полюсов 6/4 и 8/6 [3—7], выполненные по схеме YYY/YYY в $z=36$ (рис. 1, 2) и $z=54$ (рис. 3—6) и характеризующиеся нетрадиционным распределением катушек в катушечных группах, а также несимметрией параллельных ветвей фаз при числе полюсов, не кратном трем [2]. Фазные зоны катушечных групп для каждой полюсности обозначены как $A-X$, $B-Y$, $C-Z$, где зоны A , B , C соответствуют сторонам катушечных групп, включенным в фазы согласно, а зоны X , Y , Z — включенным в фазы встречно; на чередованиях фазных зон пронумерованы пазы и катушечные группы обмоток. Упрощенные схемы обмоток по рис. 1, 2 и рис. 2—6, в показывают порядок соединения катушечных групп, где знак минус перед номером катушечной группы означает ее встречное включение в ветви фазы; значками $(\cdot)$, $(-)$, $(=)$ размечены катушечные группы различных ветвей фазы для большего числа полюсов. При пересоединении обмотки с одного числа полюсов на другое происходит переключение параллельных ветвей из одних фаз в другие с изменением направлений токов, что приводит к изменению чередований фазных зон (см. рис. 1, б, в и рис. 2—6, а, б).

Рис. 3. То же, что и на рис. 1, б—е, но при $z=54$ для обмотки по [4]Рис. 4. То же, что и на рис. 1, б—е, но при $z=54$ для обмотки по [7]

Обмотка рис. 1, а выполнена на числа полюсов $6/4$ однодвухслойной [1, 6] в $z=36$ пазах из 15 катушечных групп (с номерами от 1 до 15), чередования ее фазных зон для числа полюсов $2p_2=6$ показаны на рис. 1, б, а для $2p_1=4$ — на рис. 1, в. Двухслойная обмотка на числа полюсов $8/6$ при 36 пазах [3] имеет 27 катушечных групп (с номерами от 1 до 27) с чередованием фазных зон по рис. 2, а для $2p_1=8$ и по рис. 2, б для $2p_2=6$. По чередованиям фазных зон (рис. 1, б и 2, а) составлены структурные матрицы $[C]_6$ (1) обмотки рис. 1 и $[C]_8$ (2) обмотки

рис. 2, где двухслойные катушки приняты одновитковыми ($w_k=1$), строкам матриц слева приписаны номера пазов ($i=1 \div z$), а столбцам сверху — обозначения фазных зон. Из матриц обмоток (1) и (2) выделены транспонированные матрицы фаз $[C]_6^T$ (3) и (4), получаемые путем вычитания из элементов столбцов зон А, В, С соответственно зон X, Y, Z. В матрицах значками $(\cdot)$, $(-)$, $(=)$ размечены элементы матриц, принадлежащих различным ветвям фазы для большого числа полюсов (см. обозначения на упрощенных схемах рис. 1—6); транспонированным матрицам фаз сверху приписаны номера пазов:

	A	Z	B	X	C	Y
1			1	1		
2				2		
3				1	1	
4					2	
5					1	1
6						2
7	1					1
8	2					
9	1	1				
10		2				
11		1	1			
12			2			
13			1	1		
14				2		
15				1	1	
16					2	
17					1	1
18						2
19	1					1
20	2					
21	1	1				
22		2				
23		1	1			
24			2			
25			1	1		
26				2		
27				1	1	
28					2	
29					1	1
30						2
31	1					1
32	2					
33	1	1				
34		2				
35		1	1			
36			2			

$$\begin{aligned}
 [C]_{6C1}^T &= \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \dots 7 & 8 & 9 \dots 13 & 14 & 15 \dots 19 & 20 & 21 \dots 25 & 26 & 27 \dots 31 & 32 & 33 \\ -1 & -2 & -1 & 1 & 2 & 1 & -1 & -2 & -1 & 1 & 2 & 1 & 1 & 2 \end{bmatrix}; \\
 [C]_{6C2}^T &= \begin{bmatrix} 1 & 5 & 6 & 7 \dots 11 & 12 & 13 \dots 17 & 18 & 19 \dots 23 & 24 & 25 \dots 29 & 30 & 31 \dots 35 & 36 \\ -1 & -2 & -1 & 1 & 2 & 1 & -1 & -2 & -1 & 1 & 2 & 1 & -1 & -2 & -1 & 1 & 2 \end{bmatrix}; \\
 [C]_{6C3}^T &= \begin{bmatrix} 3 & 4 & 5 \dots 9 & 10 & 11 \dots 15 & 16 & 17 \dots 21 & 22 & 23 \dots 27 & 28 & 29 \dots 33 & 34 & 35 \\ -1 & 2 & 1 & -1 & -2 & -1 & 1 & 2 & 1 & -1 & -2 & -1 & 1 & 2 & 1 & -1 & -2 & -1 \end{bmatrix}; \\
 [C]_{6C1}^T &= \begin{bmatrix} 1 & 2 \dots 5 & 6 \dots 10 & 11 \dots 14 & 15 \dots 19 & 20 \dots 23 & 24 \dots 28 & 29 \dots 32 & 33 \\ -1 & -1 & -1 & 1 & 2 & -2 & -1 & 1 & 2 & -2 & -1 & 1 & 2 \end{bmatrix}; \\
 [C]_{6C2}^T &= \begin{bmatrix} 4 & 5 \dots 8 & 9 \dots 13 & 14 \dots 17 & 18 \dots 22 & 23 \dots 26 & 27 \dots 31 & 32 \dots 35 & 36 \\ -2 & -1 & 1 & 2 & -1 & -1 & 1 & 2 & -2 & -1 & 1 & 1 & 2 \end{bmatrix}; \\
 [C]_{6C3}^T &= \begin{bmatrix} 2 & 3 \dots 7 & 8 \dots 11 & 12 \dots 16 & 17 \dots 20 & 21 \dots 25 & 26 \dots 29 & 30 \dots 34 & 35 \\ -1 & 1 & 1 & -2 & -1 & 1 & 2 & -1 & -1 & 1 & 2 & -1 & -1 \end{bmatrix}.
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

Для исследования э. д. с. фаз воспользуемся матричными выражениями [8, 9]:

$$\begin{aligned}
 \dot{E}_\Phi &= |\dot{E}_\Phi| e^{j\varphi_\Phi} = [C]_\Phi \times [\dot{e}_z]; \\
 |\dot{E}_\Phi| &= \sqrt{([C]_\Phi \times [\dot{e}_z])^2 + ([C]_\Phi \times [\dot{e}_z''])^2}; \\
 K_{об.ф.} &= |\dot{E}_\Phi| / N_{п.ф.}; \\
 \varphi_\Phi &= \arctg([C]_\Phi \times [\dot{e}_z''] / ([C]_\Phi \times [\dot{e}_z])),
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

где $\dot{E}_\Phi$ и $|\dot{E}_\Phi|$, φ_Φ — вектор э. д. с. фазы и его модуль, угол сдвига вектора э. д. с. фазы относительно

но положительной горизонтальной оси, совпадающей с осью паза с номером $i=1$; $[\dot{e}_z]$ — матрица единичных векторов пазовых э. д. с., i -й элемент которой равен

$$\dot{e}_{zi} = e_{zi}' + j e_{zi}'' = \cos(i-1)\gamma + j \sin(i-1)\gamma; \tag{6}$$

$\gamma = 2\pi p/z$ — угол сдвига между векторами э. д. с. двух соседних пазов для полюсности p (в электрических радианах); $N_{п.ф.}$ — число проводников фазы, равное сумме модулей элементов матрицы $[C]_\Phi$.

Выделяя из (3) матрицы ветвей фаз $[C_\Phi]_\Phi$, $[C_\Phi]_\Phi$, $[C_\Phi]_\Phi$, по (5), (6) определяем э. д. с. ветвей фаз обмотки рис. 1 при числе полюсов $2p_2=6$:

для фазы 6C1

$$\begin{aligned}
 \dot{E}_{6C1} &= [C_\Phi]_{6C1}^T \times [\dot{e}_z]_6 = -\cos 0 + \cos 6\gamma' + 2\cos 7\gamma' + \\
 &+ \cos 8\gamma' - 2\cos 13\gamma' - \cos 14\gamma' + j(-\sin 0 + \\
 &+ \sin 6\gamma' + 2\sin 7\gamma' + \sin 8\gamma' - 2\sin 13\gamma' -
 \end{aligned}$$

$$-\sin 14\gamma') = -6,4641 - j \cdot 3,7321, \tag{7}$$

где в матрице $[\dot{e}_z]_6$ угол $\gamma_6 = \gamma' = 360^\circ \cdot 3/36 = 30^\circ$; $|\dot{E}_{6C1}| = 7,4641$ и $\varphi_{6C1} = 180^\circ + \arctg(3,7321/6,4641) = 180^\circ + 30^\circ$. Так как элементы матриц $[C_\Phi]_{6C1}^T$ и $[C_\Phi]_{6C1}^T$ смещены по пазам относительно элементов матрицы $[C_\Phi]_{6C1}^T$ соответственно на числа пазов 12 и 24 ($12\gamma' = 360^\circ$ и $24\gamma' = 720^\circ$), то э. д. с. ветвей второй $\dot{E}_{6C1}$ и третьей $\dot{E}_{6C1}$ одинаковы с э. д. с. ветви первой $\dot{E}_{6C1}$ (7);

для фазы 6C2

$$\begin{aligned}
 \dot{E}_{6C2} &= [C_\Phi]_{6C2}^T \times [\dot{e}_z]_6 = -\cos 16\gamma' - 2\cos 17\gamma' - \\
 &-\cos 18\gamma' + \cos 22\gamma' + 2\cos 23\gamma' + \cos 24\gamma' + \\
 &+ j(-\sin 16\gamma' - 2\sin 17\gamma' - \sin 18\gamma' + \sin 22\gamma' + \\
 &+ 2\sin 23\gamma' + \sin 24\gamma') = 6,4641 - \\
 &- j \cdot 3,7321;
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

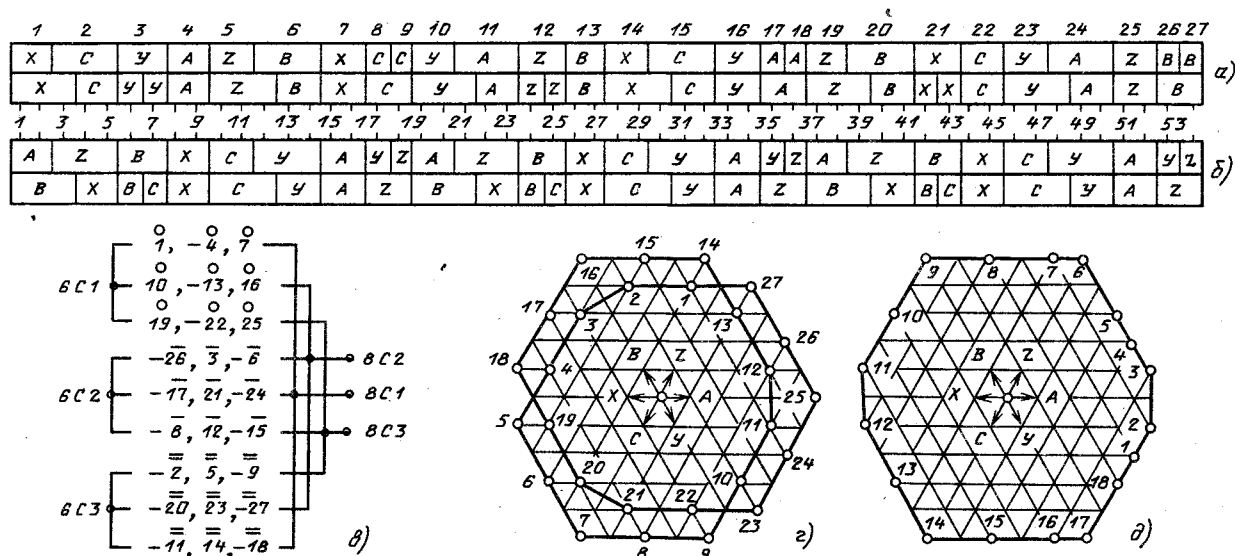
$|\dot{E}_{6C2}| = 7,4641$ и $\varphi_{6C2} = -30^\circ$. Подобно фазе 6C1 э. д. с. ветвей $\dot{E}_{6C2}$ и $\dot{E}_{6C2}$ одинаковы с э. д. с. $\dot{E}_{6C2}$ (8);

для фазы 6C3

$$\begin{aligned}
 \dot{E}_{6C3} &= [C_\Phi]_{6C3}^T \times [\dot{e}_z]_6 = \cos 26\gamma' + 2\cos 27\gamma' - \\
 &-\cos 32\gamma' - 2\cos 33\gamma' - \cos 34\gamma' + j(\sin 26\gamma' + \\
 &+ 2\sin 27\gamma' - \sin 32\gamma' - 2\sin 33\gamma' - \sin 34\gamma' + \\
 &+ \sin 4\gamma') = 0 + j \cdot 7,4641;
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

$|\dot{E}_{6C3}| = 7,4641$ и $\varphi_{6C3} = +90^\circ$; э. д. с. ветвей $\dot{E}_{6C3}$ и $\dot{E}_{6C3}$ одинаковы с э. д. с. $\dot{E}_{6C3}$ (9).

Таким образом, по (7)–(9) для полюсности $2p_2=6$ обмотка рис. 1 является симметричной и

Рис. 5. То же, что и на рис. 2, а—д, но при $z=54$ для обмотки по [5]

имеет обмоточный коэффициент $K_{066} = |\dot{E}_6| N_{п.ф} = 7,4641/8 = 0,9330$.

По (3), (5), (6) э. д. с. ветвей фаз обмотки рис. 1 для полюсности $2p_1=4$ равны (при угле $\gamma_4 = \gamma'' = 360^\circ 2/36 = 20^\circ$ в матрице $[\dot{e}_z]_4$):

для фазы 4C1

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{4C1} &= [C_b]_{4C1}^T \times [\dot{e}_z]_4 = -[C_a]_{6C1}^T \times [\dot{e}_z]_4 = \\ &= \cos 0 - \cos 6\gamma'' - 2 \cos 7\gamma'' - \cos 8\gamma'' + \\ &+ 2 \cos 13\gamma'' + \cos 14\gamma'' + j(\sin 0 - \\ &- \sin 6\gamma'' - 2 \sin 7\gamma'' - \sin 8\gamma'' + \\ &+ 2 \sin 13\gamma'' + \sin 14\gamma'') = 3,7981 - j \times \\ &\times 5,4480; |\dot{E}_{4C1}| = 6,6413 \text{ и } \varphi_{4C1} = \\ &= -\arctg(5,4480/3,7981) = -55,1175^\circ; \\ \dot{E}'_{4C1} &= -[C_b]_{6C2}^T \times [\dot{e}_z]_4 = 4,3191 - j \cdot 5,1473; \\ |\dot{E}'_{4C1}| &= 6,7193 \text{ и } \varphi'_{4C1} = -50^\circ; \\ \dot{E}''_{4C1} &= -[C_b]_{6C3}^T \times [\dot{e}_z]_4 = 4,7057 - j \cdot 4,6865; \\ |\dot{E}''_{4C1}| &= 6,6413 \text{ и } \varphi''_{4C1} = -44,8825^\circ; \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

для фазы 4C2

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{4C2} &= -[C_b]_{6C1}^T \times [\dot{e}_z]_4 = 2,8191 + j \cdot 6,0133; \\ |\dot{E}_{4C2}| &= 6,6413 \text{ и } \varphi_{4C2} = +64,8825^\circ; \\ \dot{E}'_{4C2} &= -[C_b]_{6C2}^T \times [\dot{e}_z]_4 = 2,2981 + j \cdot 6,3141; \\ |\dot{E}'_{4C2}| &= 6,7193 \text{ и } \varphi'_{4C2} = +70^\circ; \\ \dot{E}''_{4C2} &= -[C_b]_{6C3}^T \times [\dot{e}_z]_4 = 1,7057 + j \cdot 6,4185; \\ |\dot{E}''_{4C2}| &= 6,6413 \text{ и } \varphi''_{4C2} = +75,1175^\circ; \end{aligned} \right\}$$

для фазы 4C3

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{4C3} &= -[C_b]_{6C1}^T \times [\dot{e}_z]_4 = -6,6172 - j \times \\ &\times 0,5653; |\dot{E}_{4C3}| = 6,6413 \text{ и } \varphi_{4C3} = \\ &= 180^\circ + 4,8825^\circ; \\ \dot{E}'_{4C3} &= -[C_b]_{6C2}^T \times [\dot{e}_z]_4 = -6,6172 - \\ &- j \cdot 1,1668; |\dot{E}'_{4C3}| = 6,7193 \\ \text{и } \varphi'_{4C3} &= 180^\circ + 10^\circ; \end{aligned} \right\}$$

$$\begin{aligned} \dot{E}_{4C3}'' &= -[C_b]_{6C3}^T \times [\dot{e}_z]_4 = -6,4115 - j \times \\ &\times 1,7321; |\dot{E}_{4C3}''| = 6,6413 \text{ и } \varphi_{4C3}'' = \\ &= 180^\circ + 15,1175^\circ. \end{aligned}$$

Из (10)–(12) видно, что обмотка рис. 1 для полюсности $2p_1=4$ является несимметричной; векторы э. д. с. первой и третьей ветвей каждой фазы равны по модулю и симметрично смещены относительно вектора э. д. с. второй ветви той же фазы на угол $\pm \Delta\gamma_{p1} = \pm 5,1175^\circ$. Средние значения фазной э. д. с. и обмоточного коэффициента для полюсности $2p_1=4$ равны: $|\dot{E}_4| = (2 \cdot 6,6413 + 6,7193)/3 = 6,6673$ и $K_{064} = |\dot{E}_4|/8 = 0,8334$.

Аналогичным образом, выделяя из (4) матрицы ветвей фаз, по (5) и (6) определяем э. д. с. фаз обмотки рис. 2 для полюсности $2p_1=8$ (при угле $\gamma_8 = \gamma' = 360^\circ/36 = 40^\circ$ в матрице $[\dot{e}_z]_8$):

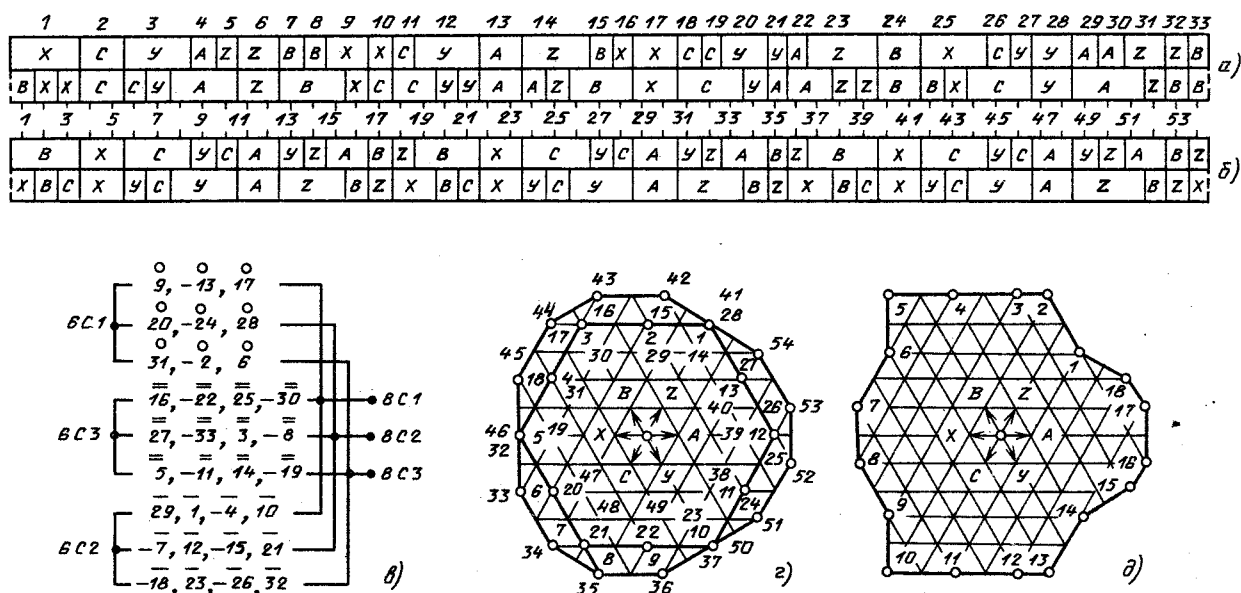
для фазы 8C1

$$\begin{aligned} \dot{E}_{8C1} &= [C_b]_{8C1}^T \times [\dot{e}_z]_8 = -\cos 0 + \cos 4\gamma' + \\ &+ 2 \cos 5\gamma' - 2 \cos 9\gamma' - \cos 10\gamma' + \\ &+ \cos 14\gamma' + j(-\sin 0 + \sin 4\gamma' + \\ &+ 2 \sin 5\gamma' - 2 \sin 9\gamma' - \sin 10\gamma' + \\ &+ \sin 14\gamma') = -7,5248 - j \cdot 1,3268; \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} |\dot{E}_{8C1}| &= 7,6409 \text{ и } \varphi_{8C1} = 180^\circ + 10^\circ; \\ \dot{E}'_{8C1} &= [C_b]_{8C1}^T \times [\dot{e}_z]_8 = -7,5248 - j \cdot 0,6428; \\ |\dot{E}'_{8C1}| &= 7,5522 \text{ и } \varphi'_{8C1} = 180^\circ + 4,8825^\circ; \\ \dot{E}''_{8C1} &= [C_b]_{8C1}^T \times [\dot{e}_z]_8 = -7,2909 - j \cdot 1,9696; \\ |\dot{E}''_{8C1}| &= 7,5522 \text{ и } \varphi''_{8C1} = 180^\circ + 15,1175^\circ; \end{aligned} \quad (13)$$

для фазы 8C2

$$\begin{aligned} \dot{E}_{8C2} &= [C_b]_{8C2}^T \times [\dot{e}_z]_8 = 4,9118 - j \cdot 5,8533; \\ |\dot{E}_{8C2}| &= 7,6409 \text{ и } \varphi_{8C2} = -50^\circ; \\ \dot{E}'_{8C2} &= [C_b]_{8C2}^T \times [\dot{e}_z]_8 = 4,3191 - j \cdot 6,1953; \end{aligned}$$

Рис. 6. То же, что и на рис. 2, а—д, но при $z=54$ для обмотки по [1]

$$\begin{aligned} |\dot{E}_{8C2}| &= 7,5522 \text{ и } \varphi_{8C2} = -55,1175^\circ; \\ \dot{E}_{8C2} &= [\underline{C}]_{8C2}^T \times [\dot{e}_z]_8 = 5,3512 - j \cdot 5,3293; \\ |\dot{E}_{8C2}| &= 7,5522 \text{ и } \varphi_{8C2} = -44,8825^\circ; \end{aligned} \quad (14)$$

для фазы 8C3

$$\begin{aligned} \dot{E}_{8C3} &= [\underline{C}]_{8C3}^T \times [\dot{e}_z]_8 = 2,6133 + j \cdot 7,1801; \\ |\dot{E}_{8C3}| &= 7,6409 \text{ и } \varphi_{8C3} = +70^\circ; \\ \dot{E}_{8C3} &= [\underline{C}]_{8C3}^T \times [\dot{e}_z]_8 = 3,2057 + j \cdot 6,8387; \\ |\dot{E}_{8C3}| &= 7,5522 \text{ и } \varphi_{8C3} = +64,8825^\circ; \\ \dot{E}_{8C3} &= [\underline{C}]_{8C3}^T \times [\dot{e}_z]_8 = 1,9397 + j \cdot 7,2989; \\ |\dot{E}_{8C3}| &= 7,5522 \text{ и } \varphi_{8C3} = +75,1175^\circ. \end{aligned} \quad (15)$$

Из (13)—(15) видно, что обмотка рис. 2 несимметрична для полюсности $2p_1=8$: векторы э. д. с. второй (—) и третьей (=) ветвей каждой фазы равны по модулю и симметрично смещены относительно вектора э. д. с. первой (·) ветви той же фазы на угол $\pm \Delta \gamma_{p1} = \pm 5,1175^\circ$, что согласуется с результатами, приведенными в [2]. Средние значения фазной э. д. с. и обмоточного коэффициента для полюсности $2p_1=8$ равны: $|\dot{E}_8| = (2 \cdot 7,5522 + 7,6409)/3 = 7,5818$ и $K_{o68} = |\dot{E}_8|/8 = 0,9477$.

Для полюсности $2p_2=6$ э. д. с. ветвей фаз обмотки рис. 2 исследуются подобно обмотке рис. 1 и образуют симметричную трехфазную систему, при этом э. д. с. фазы равна $|\dot{E}_6| = 6,4641$ и обмоточный коэффициент равен $K_{o66} = |\dot{E}_6|/8 = 0,8080$.

Обмотки рис. 3 [4] и рис. 4 [7] при 54 пазах и числах полюсов $2p_1/2p_2=4/6$ выполняются из 21 катушечной группы и исследуются

по матрицам подобно обмотке рис. 1. Обмотки рис. 5 [5] и рис. 6 [1] при 54 пазах и $2p_1/2p_2=8/6$ выполняются из 27 (рис. 5) и 33 (рис. 6) катушечных групп и исследуются по матрицам подобно обмотке рис. 2. Результаты матричных расчетов э. д. с. обмоток рис. 1—6 сведены в таблицу, где для несимметричной части с числом полюсов $2p_1$, не кратном трем, приведены значения э. д. с. ветвей и углов сдвига $\Delta \gamma_{p1}$ векторов э. д. с. двух ветвей каждой фазы относительно третьей ветви той же фазы. По результатам матричных расчетов нетрудно определять разностные э. д. с. ветвей фаз для расчета уравнивающих токов в ветвях обмотки относительно несимметричных $2p_1$ -полюсных зажимов.

Для оценки качества исследуемых обмоток по многоугольникам м. д. с. определены для каждой полюсности коэффициенты дифференциального рассеяния $\sigma_{д\%}$, характеризующие процентное содержание высших и низших гармонических в кривой м. д. с. [9]. Многоугольники м. д. с. на рис. 1—6 построены по вспомогательной треугольной сетке, ее сторона изображает ток одного слоя паза и принята за единицу; векторы токов фазных зон изображены в центре многоугольников м. д. с. рис. 1—6.

По рис. 1, д для числа полюсов $2p_2=6$ определяем [9]: $R_{g6}^2 = \frac{1}{z} \sum R_i^2 = 13,0$ — квадрат среднего радиуса пазовых точек многоугольника м. д. с. (повторяемого три раза) относительно его центра; $R_6^2 = (z K_{o66}/p_2 \pi)^2 = (36 \cdot 0,933/3\pi)^2 = 12,70065$ — квадрат радиуса окружности для основной гармонической м. д. с. с обмоточным коэффициентом $K_{o66}=0,933$; $\sigma_{д\%} = (R_g^2/R_6^2 - 1) \times 100 = 2,357\%$ — коэффициент дифференциального рассеяния.

По рис. 1, е для числа полюсов $2p_1=4$;

Схема обмотки	z	y _п	Параметры разнополюсных частей							
			симметричная				несимметричная			
			2p ₂	K _{об p2}	σ _{д p2}	2p ₁	K _{об 1}	σ _{д p1}	Δγ _{p1} , эл. град	E _{ф p1}
Рис. 1 [1, 6]	36	6	6	0,9330	2,357	4	0,8334	9,644	+5,1175 0 -5,1175	6,641 6,719 6,641
Рис. 2 [3]	36	5	6	0,8080	5,856	8	0,9477	4,011	+5,1175 0 -5,1175	7,552 7,641 7,552
Рис. 3 [4]	54	9	6	0,9452	1,152	4	0,7227	4,549	+0,504 0 -0,504	8,928 8,163 8,928
Рис. 4 [7]	54	9	6	0,8312	1,408	4	0,8275	0,833	+0,0925 0 -0,0925	9,999 9,792 9,999
Рис. 5 [5]	54	7	6	0,7811	4,848	8	0,9538	3,841	+0,047 0 -0,047	11,367 11,604 11,367
Рис. 6 [1]	54	7	6	0,7811	2,629	8	0,9410	3,289	+0,047 0 -0,047	11,135 11,604 11,135

Примечания. 1. Обмотка по рис. 1 — одно-двухслойная, а обмотки по рис. 2—6 — двухслойные. 2. Коэффициенты дифференциального рассеяния σ_2 определены для каждой полюсности по многоугольникам м. д. с. без учета раскрытия и скоса пазов сердечника. 3. $\Delta\gamma_{p1}$ — разность углов сдвига фазных э. д. с. ветвей для несимметричной 2p₁-полюсной части обмотки. 4. E_{ф p1} — фазные э. д. с. ветвей обмотки для полюсности p₁ (в доленых единицах по матричным расчетам)

$$P_{g4}^2 = 25,0; R_4^2 = (36 \cdot 0,8334 / 2\pi)^2 = 22,80091 \text{ и } \sigma_{д4} \% = (R_g^2 / R_4^2 - 1) \cdot 100 = 9,644 \%$$

Подобным образом по многоугольникам м. д. с. рис. 2—6 определяются коэффициенты дифференциального рассеяния: $\sigma_{дp2}$ и $\sigma_{дp1}$; результаты расчетов сведены в таблицу. Приведенные в таблице показатели позволяют дать полную оценку электромагнитных параметров исследуемых схем совмещенных полюсопереключаемых обмоток как по степени несимметрии ветвей обмотки относительно 2p₁-полюсных зажимов, так и по уровню содержания гармонических в кривых м. д. с. для каждой полюсности, а также дают возможность проводить объективное сравнение электромагнитных свойств их различных схем. Если оценивать эффективность совмещенной обмотки по расходу меди и по качеству [9] произведениями для разнополюсных частей обмоточных коэффициентов и коэффициентов дифференциального рассеяния, то для обмоток, например рис. 3—6, получаем:

Номер рисунка	K _{об p1} K _{об p2}	σ _{д p1} σ _{д p2}
3	0,683	5,240
4	0,688	1,173
5	0,775	18,621
6	0,735	8,710

Таким образом, обмотка рис. 1 характеризуется высоким рассеянием для числа полюсов 2p₁ = 4; обмотка рис. 4 по показателям эффективности, а также степени несимметрии для числа полюсов 2p₁ = 4 превосходит обмотку рис. 3; обмотка рис. 5, выполняемая при меньшем числе катушечных групп, имеет лучшее использование по меди, чем обмотка рис. 6, но уступает ей по

содержанию высших гармонических м. д. с. Исследования по приведенной методике можно проводить и для других типов полюсопереключаемых обмоток.

По результатам исследований можно сделать вывод об эффективности применения матричного метода с использованием структурных матриц для исследования электромагнитных свойств различных типов полюсопереключаемых обмоток многоскоростных асинхронных двигателей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А. Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин, Е. А. Соболенская. — М.: Энергоатомиздат, 1982.
2. Нутов В. Х. Новые схемы обмоток двухскоростных асинхронных двигателей. — ЭП. Электрические машины, 1981, вып. 3 (121).
3. А. с. № 634422 (СССР). Трехфазная двухслойная полюсопереключаемая обмотка двухскоростного асинхронного двигателя с отношением чисел полюсов 8:6 / В. Х. Нутов. — Оpubл. в Б. И., 1978, № 43.
4. А. с. № 634423 (СССР). Трехфазная двухслойная полюсопереключаемая обмотка двухскоростного двигателя с отношением чисел полюсов 6:4 / В. Х. Нутов. — Оpubл. в Б. И., 1978, № 43.
5. А. с. № 726624 (СССР). Трехфазная двухслойная полюсопереключаемая обмотка двухскоростного двигателя с отношением чисел полюсов 8:6 / В. Х. Нутов. — Оpubл. в Б. И., 1980, № 13.
6. А. с. № 750653 (СССР). Трехфазная полюсопереключаемая обмотка / А. И. Антоненко, И. И. Краштан. — Оpubл. в Б. И., 1980, № 28.
7. Пат. № 2739462 (ФРГ). Полюсопереключаемая трехфазная обмотка с шестью выводами с соотношением чисел полюсов 2:3 / Н. Auinger, 1979.
8. Иванов-Смоленский А. В., Мартынов В. А. Расчет обмоточных коэффициентов симметричных многофазных обмоток переменного тока. — Электричество, 1982, № 1.
9. Попов В. И. Матричный анализ схем обмоток совмещенных электрических машин. — Электричество, 1984, № 11.

[20.03.89]

Определение рациональных параметров униполярных электрических машин с жидкометаллическим токосъемом

АЛИЕВСКИЙ Б. Л., доктор техн. наук,
ШЕРСТЮК А. Г., канд. техн. наук,
ЛЕДОВСКАЯ Н. Н., инж.

Московский авиационный институт

Электрические униполярные машины (УМ) различного исполнения применяются в электро-энергетических и электрофизических установках в длительном режиме как генераторы постоянного тока $I \geq 10^4$ — 10^5 А, а также как генераторы тока $I \geq 10^5$ — 10^6 А в кратковременных режимах [1—3]. Перспективно применение УМ в системах Г—Д мощных электроприводов: для единичной УМ предельная мощность P_n при фиксированных напряжении U и частоте вращения ротора n существенно превосходит значение P_n для разноименнополюсных машин постоянного тока (МПТ) традиционной конструкции. Это иллюстрируется построенными на рис. 1 графиками $P_n(n)$ для МПТ при различных числах ходов $x = a/p$ петлевой обмотки якоря (p, a — числа пар полюсов и параллельных ветвей) и для УМ при $a/p = 0,5$. Применительно к УМ расчеты проведены для четырехполюсных машин цилиндрического типа с 50 %-ным использованием: активная зона расположена в пределах пары полюсов, якорь не имеет параллельных ветвей, поэтому $p = 1, a = 0,5$. Расчеты $P_n(n)$ для МПТ выполнены по [4] при $U < 1$ кВ. При расчете P_n УМ с $U = 10 \div 90$ В учитывалось дейст-

вие устройств, парирующих реакцию якоря. Для некомпенсированных УМ с $U = 150$ — 200 В график $P_n(n)$ получен при ограничении максимальной магнитной напряженности поперечного поля реакции якоря значением $H_{я.м} < 32$ кА/м.

Технический прогресс в разработке и создании УМ определяется в первую очередь совершенствованием устройств подвижного контакта (УПК) для тока якоря. При больших токах I используются кольцевые УПК на основе жидкометаллических сплавов Na—K и Ga—In—Sn эвтектического состава [1, 2], допускающие высокие значения окружных скоростей (до 200—250 м/с) и плотностей тока (до 3—7 кА/см²) в длительном режиме.

В последние годы исследуются также новые типы твердотельных УПК с композитными или металловолоконистыми щетками [5, 6], которые могут найти применение для высоконагруженных УПК в УМ. Наряду с этим для ускорения внедрения УМ в народное хозяйство актуально развитие вопросов проектирования УМ в целом: уточнение и обобщение методики расчета, разработка рекомендаций по выбору общих конструктивных схем машин и соотношений их основных размеров, обоснование целесообразных уровней электромагнитных нагрузок, решение оптимизационных задач по определению рациональных значений важнейших технико-экономических показателей, в том числе массо-габаритных, стоимостных и энергетических.

Конструкция. В качестве базовой конструктивной схемы для машин, работающих при больших значениях тока $I \approx 10^4 \div 10^5$ А и относительно низких напряжениях $U \approx 10 \div 100$ В, целесообразно принять компоновку УМ с массивным ферромагнитным ротором (рис. 2). Такие машины изготавливаются с одной парой УПК и двумя встречно включенными круглыми катушками обмотки возбуждения. Активная зона якоря располагается под сдвоенными средними полюсами статора, боковые полюсы служат для замыкания магнитной цепи индуктора. В бочке ротора (якоря) выполнены каналы для циркуляционного жидкостного охлаждения. Для обмотки возбуждения предусмотрены варианты газового конвективного охлаждения наружной поверхности или непосредственного внутреннего охлаждения (жидкостного либо газового) при использовании проводников с отверстием в сечении. В расчетах предполагается охлаждение трансформаторным маслом.

По сравнению с другими возможными исполнениями [1] данная общая схема конструкции УМ обладает преимуществами, которые согласуются с требованиями повышения эксплуатационной

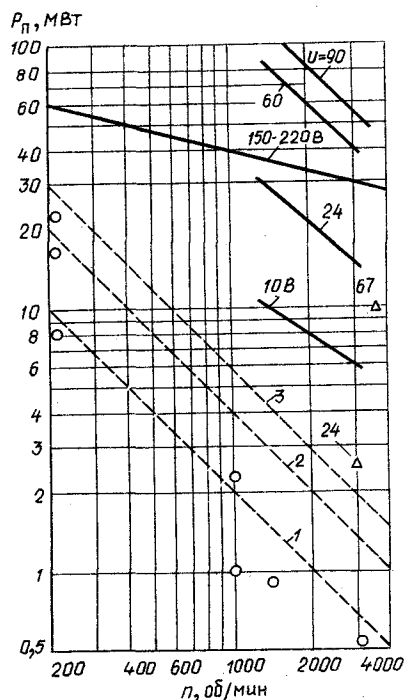


Рис. 1. Зависимости $P_n(n)$ для УМ (—) и МПТ (---) (номера пунктирных линий определяют числа ходов x обмотки якоря; треугольники соответствуют реально выполненным УМ; кружки — реально выполненным на предельную мощность МПТ или их проектам)

надежности и увеличения напряжения при минимальном числе УПК. В частности, необходимо отметить ряд недостатков одного из вариантов [7] компоновочной схемы тихоходных УМ с многодисковым ротором, погруженным в жидкий металл: чрезмерную мощность потерь гидродинамического трения при вращении дисков, что снижает КПД машины; недопустимо высокие значения усилий одностороннего магнитного тяжения дисков в осевом направлении (или очень большие немагнитные промежутки, приводящие практически к размыканию магнитной цепи индуктора); затруднения, обусловленные (при большом электромагнитном моменте тихоходных УМ) посадкой на вал дисков ротора через промежуточные электроизоляционные элементы.

Реакция якоря (РЯ) в различных УМ проявляется относительно сильнее, чем в МПТ, вследствие больших I и пониженных значений магнитного сопротивления на пути поперечного потока РЯ в массивах ферромагнитопровода ротора и статора в пределах активной зоны, практически ограниченной средними плоскостями УПК. Азимутальное поле РЯ ориентировано ортогонально к полю возбуждения УМ, имеющему радиальную и осевую составляющие. Далее на основе базовой конструкции (рис. 2) анализируются параметры двух моделей УМ с общим расчетным алгоритмом: некомпенсированных машин и УМ с уменьшением продольно-размагничивающего эффекта поперечной РЯ посредством установки в активной зоне якоря и на средних полюсах немагнитных радиальных прокладок [1, 8]. Последние обуславливают существенное возрастание магнитного сопротивления для потока РЯ и оказываются достаточно эффективными [1, 9], предотвращая недопустимый уровень насыщения указанных участков магнитной цепи результирующим полем индуктора и якоря. При этом площадь сечения магнитопровода для продольного потока возбуждения, замыкающегося в меридиональных плоскостях, изменяется незначительно.

Методика. Для базовой схемы УМ с жидкометаллическими УПК разработано достаточно детализированное алгоритмическое описание, содержащее необходимые итерационные связи между промежуточными параметрами, поэтому алгоритм ориентирован в основном на выполнение многовариантных расчетов с применением ЭВМ для их автоматизации. Основные отличительные особенности методики расчета УМ сводятся к следующему. Для каждой катушки возбуждения м. д. с. F_a вычисляется по суммарному падению скалярного магнитного потенциала поля индуктора в симметричной половине магнитопровода. Расчетная средняя линия продольного потока включает 17 участков, в том числе на роторе, ярме статора, среднем и боковом полюсах, а также участки немагнитных зазоров под этими полюсами. Количественным показателем уровня магнитного насыщения на i -м участке служит относительная магнитная проницаемость μ_{ri} [9]. При расчете гидродинамических потерь в УПК использованы итоги физического моделирования по [10]. Увеличивающий потери кондукционный МГД-эффект, который возникает под влиянием радиальной компоненты поля рассеяния индуктора в зоне УПК, учтен согласно [11].

В расчетном алгоритме использованы общие соотношения для определения размеров якоря и размеров УМ в целом (рис. 2), а также результаты решения краевых задач по распределению индукции поля возбуждения (в магнитопроводе [1], цилиндрическом пазу катушки индуктора [12], окрестности зазора в торцевой области [13] вне машины) и соответствующих потоков рассеяния, по растеканию тока якоря [1]. Достоверность главных положений электромагнитного расчета подтверждена итогами испытаний ряда экспериментальных образцов УМ и макетов их основных функциональных элементов. В качестве конкретного примера на рис. 3 сопоставлены рассчитанные по указанной методике характеристики униполярного генератора (УГ) [2] на 12 В, 125 кА, 1500 об/мин (номинальная мощность 1,5 МВт, номинальный ток независимого возбуждения $I_b = 160$ А) с данными опыта. Этот генератор выполнен с обратной шиной под средними полюсами для частичной компенсации РЯ в статоре. Его

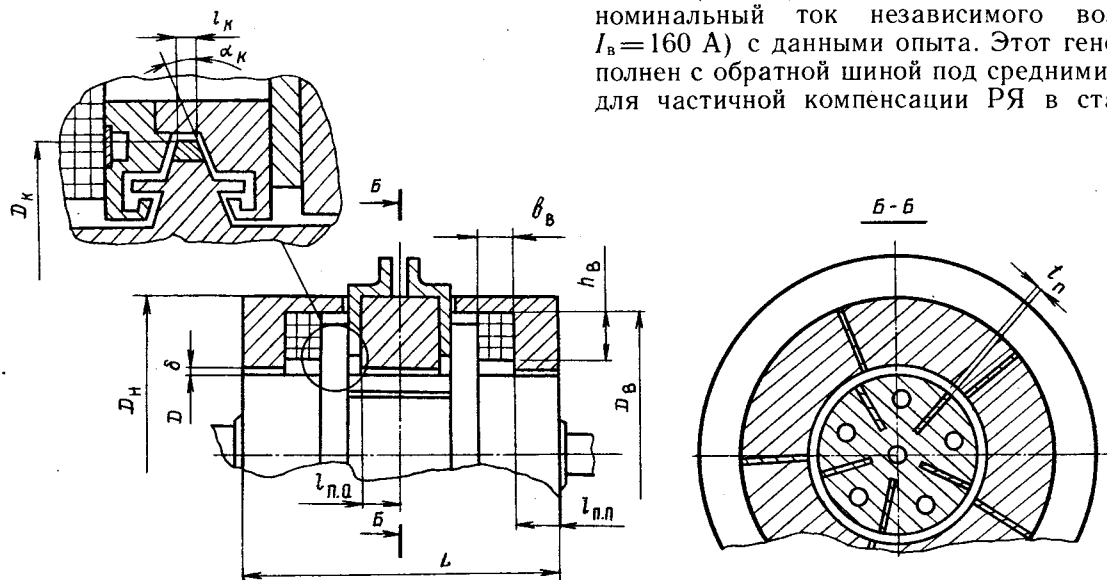


Рис. 2. Базовая конструктивная схема УМ (указаны основные размеры)

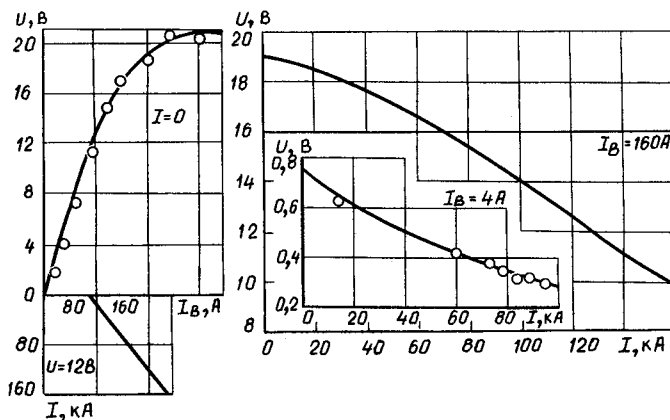


Рис. 3. Эксплуатационные характеристики опытно-промышленного УГ на 12 В, 125 кА, 1500 об/мин; о — экспериментальные данные

внешняя $U(I)$ и регулировочная $I_b(I)$ характеристики имеют значительную крутизну (рис. 3), что свидетельствует о существенном влиянии насыщения бочки ротора поперечным полем тока I .

Постановка задачи расчета. Современный подход к проектированию электрических машин базируется на методах структурной и параметрической оптимизации, в том числе при многокритериальной трактовке [14]. Последняя представляет собой самостоятельную проблему в случае проектирования машин многоцелевого назначения, поэтому в статье не рассматривается. При задании одного критерия оптимальности Q использована известная общая постановка задачи прикладного нелинейного программирования [15, 16], при решении которой удовлетворение ограничений типа неравенств обеспечивалось посредством штрафной функции Пауэлла — Хестенса — Рокафеллара [17], а стратегия поиска экстремума реализована на базе метода сопряженных направлений Пауэлла [15]. В системе автоматизации проектных расчетов программа для определения $K = \text{extr } Q$ объединена с программой вычислений параметров УМ. В основу расчета этих параметров положена методика, использующая элементы проверочных и проектировочных вычислений. Для активной зоны УМ предусмотрены варианты структуры магнитной цепи в зависимости от наличия или отсутствия неферромагнитных прокладок.

Принятый метод оптимизации УМ ранее опробован при проектировании МГД-каналов тепловых электростанций [18]. При его сопоставлении в [18] с методом скользящего допуска результаты расчетов на базе обоих методов оказались практически идентичными. В связи с этим, как отмечено в [18], для уточнения проектных данных конкретной электроустановки результаты оптимизации необходимо проверять с помощью различных стратегий поиска экстремума [15—18]. Поэтому приведенные далее итоги вычислений имеют характер обобщающих рекомендаций, а сами расчеты направлены на получение достаточно достоверных закономерностей в поведении зависимости технико-экономических показателей и проектных данных оптимизированных УМ.

Формулировка задания на выполнение проектного расчета УМ включает информацию, которую можно представить в виде групп постоянных, управляющих и итерируемых параметров.

Группа постоянных параметров содержит: коэффициент режима работы УМ (как генератора или двигателя); номинальные данные (мощность P_n , напряжение U , частоту вращения n , напряжение на обмотке независимого возбуждения U_b); параметр выбора целевой функции Q ; физико-технические данные материалов (значения индукции и соответственно напряженности кривой намагничивания участков магнитопровода, удельные электрические сопротивления, удельные массы, коэффициенты теплопроводности, допустимое механическое напряжение для металла ротора, кинематическую вязкость жидкого металла УПК); данные по теплообмену (коэффициенты теплоотдачи, температуры хладагентов); коэффициенты трения (для подшипников и для поверхности ротора в газовой среде); данные для экономического расчета (рассмотрены при анализе критериев оптимальности); эмпирические коэффициенты (для характеристики геометрических соотношений в конструкции машины, заполнения объемов деталей и узлов массой металла, относительного вклада добавочных потерь в энергетические показатели, монтажных элементов в массо-габаритные показатели); пределы изменения управляемых параметров (аргументов оптимизации); допустимые значения отдельных вычисляемых параметров, определяющие работоспособность УМ, а также зависящие от условий производства, транспортировки и области использования машины, требований к ее эксплуатационным характеристикам.

К группе из 11 управляющих переменных относятся: усредненные по сечениям соответствующих элементов электромагнитные нагрузки — плотности тока в токоведущих шинах цепи якоря $j_{ш}$, неподвижных электродах УПК $j_{н.э}$, катушках возбуждения j_b , магнитные индукции поля возбуждения в зазорах под средним $B_{дв}$ и боковыми $B_{дп}$ полюсами, на типовых участках ротора B_p и ярма статора B_c ; соотношение размеров сечения катушки индуктора $\theta = b_s/h_b$; коэффициент $k_{o.т} = t_n n_n / (\pi D)$ суммарной относительной толщины неферромагнитных n_n прокладок в якоре диаметром D и среднем полюсе (рис. 2); размеры l_k , α_k вращающегося электрода УПК (рис. 2).

Группу из семи итерируемых параметров УМ составляют: падение напряжения на внутреннем участке цепи якоря ΔU ; коэффициент потока рассеяния индуктора $k_{ор}$ для поверхности участка ротора с индукцией B_p ; коэффициент использования $k_{ош}$ потока рассеяния на активной поверхности якоря, ограниченной средними плоскостями УПК; коэффициент k_s , учитывающий падение магнитного потенциала в стали магнитопровода; коэффициент общей относительной длины ротора $k_{o.д} = L/D$ (рис. 2); радиальная компонента индукции поля рассеяния $B_{r.к.з}$ в межэлектродном зазоре УПК; электромеханический к. п. д. η , учитывающий все виды потерь, кроме мощности $P_{o.в}$ двух обмоток независимого возбуждения.

Для поставленной задачи целесообразно наилучшим образом задать предварительные значения аргументов оптимизации и итерируемых параметров, чтобы сократить время поиска экстремума K . При этом используется ранее накопленный опыт, базирующийся на классических методах расчета. Кроме того, адекватно выбрать функцию Q и задать область ее определения. Данный выбор обусловливается назначением проектируемой УМ и требованиями внешней технической системы со стороны электроэнергетической установки (ЭЭУ), в которой будет эксплуатироваться УМ.

Критерии оптимальности. Алгоритм автоматизированного расчета позволяет осуществить выбор типа целевой функции проектируемой УМ. Для современных электрических машин общепромышленного назначения применяется [19] критерий оптимальности в виде приведенных суммарных затрат Z . В первом приближении допускается не учитывать дополнительные капитальные вложения при использовании существующих заводских помещений и технологическое оборудование, а также затраты на проведение НИР и ОКР, если используется ранее накопленный опыт проектирования. Тогда затраты Z включают [19] производственную себестоимость изготовления и эксплуатационные расходы

$$Z \approx C_m (1 + p_{o.a} T_n) + C_{п.г} T_n.$$

Здесь $p_{o.a}$ — коэффициент, учитывающий издержки на обслуживание и амортизационные отчисления (предполагается, что $p_{o.a} \approx 0,134 \text{ год}^{-1}$); $C_{п.г}$ — годовые затраты на энергию потерь; $T_n = 1/E_n$ — нормативный срок окупаемости ($E_n = 0,15 \text{ год}^{-1}$ — нормативный коэффициент эффективности капитальных вложений).

На основе затрат Z производится определение экономического эффекта [20] при сопоставлении с приведенными затратами базового изделия.

При автоматизированном расчете УМ промышленного применения согласно рекомендациям [21] в качестве функции Q принята составляющая годового экономического эффекта на единицу изделия:

$$C_{э.э2} = C_{м2} + [(I_2 + K_2 E_n) / (p_2 + E_n)], \quad (1)$$

которая минимизируется.

При $C_{э.э2} = C_{э.э2, \min}$ будет максимальным экономический эффект $\mathcal{E} = C_{э.э1} - C_{э.э2}$, причем для единицы базового изделия

$$C_{э.э1} = C_{м1} + [(I_1 + K_1 E_n) / (p_2 + E_n)]. \quad (2)$$

В выражениях (1), (2): I_1, I_2 — текущие издержки при эксплуатации базовой и проектируемой машин; K_1, K_2 — сопутствующие капитальные вложения у потребителей; $p_2 \approx 1/T_{сл}$ — доля отчислений на реновацию ($T_{сл}$ — срок службы).

При проектировании УМ для транспортных или автономных установок за критерий оптимальности можно принять удельную массу машины $G_* = G_m / P_n$. В данном случае более общим критерием служит транспортная масса G или транспортный к. п. д. [14, 22]. Однако G_t для ряда случаев в значительной мере характеризуется на практике показателем G_m (или G_*). Оценка эффек-

тивности УМ по минимальному параметру G_* оказывается достаточно объективной, например, в случае не худших для проектируемой УМ других показателей сравнения с базовой машиной: габаритных размерах, к. п. д., массе вспомогательного оборудования, эксплуатационных расходах, стоимости изделия и др. [20], соответствующих $G_* = G_{* \min}$. В такой трактовке критерий G_* пригоден также для характеристики качества УМ общетехнического применения.

Наряду с внешней оптимизацией УМ по обобщенному критерию $C_{э.э2}$ или G_* выполнялась частная (внутренняя) минимизация суммарных потерь мощности $P_{2к}$ в УПК, благодаря встроенному в алгоритм расчета УМ автономному блоку поиска экстремума функции $P_{2к}$. Причем на каждом шаге при поиске минимума функции Q осуществлялась минимизация потерь $P_{2к}$ по переменным l_k, α_k , которые непосредственно не являются аргументами внешней оптимизации. В состав $P_{2к}$ входят: потери гидравлического трения (в общем случае с учетом МГД-эффектов); обусловленные током якоря I электрические потери в электродах, жидком металле и контактных переходах; электрические потери в указанных зонах УПК от уравнительного тока, который замыкается в меридиональных плоскостях под действием э. д. с., наводимой нормальной к смоченной поверхности вращающегося электрода составляющей индукции поля рассеяния индуктора.

Рассмотренный подход к оптимизации УМ обусловлен необходимостью ослабить тепловую напряженность в УПК, поскольку здесь в сравнительно малых объемах сосредоточена значительная часть общих потерь УМ. Это условие особенно важно при оптимизации УМ по массе. В общем случае не исключается несогласованность значений координат экстремума K , найденного совместно с минимумом функции $P_{2к}$, и экстремума K при вариации l_k, α_k в аргументах внешней оптимизации. Однако, как установлено из расчетов, переменные l_k и α_k мало влияют на изменение массы G_* и мощности $P_{o.в}$, поскольку на поверхности якоря ширина электрода УПК не превосходит $0,03L$, а зависящее от l_k и α_k изменение электрических потерь в якоре обычно не превышает 1 % общих потерь мощности УМ. Отмеченное допущение поясняется с помощью квадратичной формы аппроксимации [23] функции цели

$$Q \approx \sum_{i=1}^s \sum_{j=1}^s \beta_{ij} x_i x_j, \quad (3)$$

где x_i, x_j — аргументы оптимизации (включая, например, l_k, α_k).

Если в (3) некоторые коэффициенты взаимосвязи β_{ij} малы, то практически реализуется независимость экстремума выражения (3) от экстремума вспомогательной функции ($P_{2к}$) соответствующих переменных x_i, x_j , принимаемого для дополнительной характеристики качества проектируемой машины.

Области определения целевых функций ($C_{э.э2}$ или G_*) ограничены пределами изменения управляющих переменных и допустимыми значениями

входящих в группу вычисляемых параметров таких переменных: E — э. д. с. якоря; μ_{ri} ; B_{dk} — индукции продольного поля возбуждения в k -м узле средней линии магнитопровода; ΔT_b — превышения температуры в наиболее нагретой области катушки над температурой хладагента; T_p — средней по объему температуре ротора; η_m — к. п. д. машины с учетом потерь $P_{o.v}$ (ограничивается, если $Q \sim G^*$); D_k , L , D_n (рис. 2); v_k — окружной скорости на диаметре D_k . Конкретно ограничения в поставленной задаче сводятся к следующим неравенствам. Для плотностей тока (A/mm^2): $0,1 < j_{ш} < 5$; $0,1 < j_{н.э} < 1$; $0,1 < j_b < 10$. Для магнитных индукций $B_{\delta a}$, $B_{\delta n}$, B_p , B_c : $0,1 < B < 2,2$ Тл. Для коэффициентов: $0,1 < \theta < 4$; $0 < k_{o.r} < 0,1$ (или $0 < k_{o.r} < 10^{-4}$ при отсутствии прокладок). Для размеров УПК: $5 < l_k < 90$ мм; $0 < \alpha_k < 0,61$ рад. Для вычисляемых параметров: $E > 0$; $\mu_{ri} < \mu_{rn} = 50-70$; $B_{dk} < 2,38$ Тл; $\Delta T_b < 10$ К; $T_p < 373$ К; $\eta_m > 0,7$; $D_k < 4,5$ м; $L < 9$ м; $D_n < 9$ м; $v_k < 200$ м/с.

Результаты решения. Согласно постановке оптимизационной задачи итогами ее решения являются рациональные значения проектных данных, отвечающих в рамках принятых ограничений наилучшим технико-экономическим показате-

лям УМ. Представленная в виде табличных или графических зависимостей эта информация, охватывающая достаточно широкий диапазон изменения номинальных данных, позволяет, например, по известным технико-экономическим показателям осуществить выбор УМ с соответствующими проектными параметрами.

Система автоматизации проектных расчетов УМ предварительно была апробирована на примере выполнения оптимизационных вычислений параметров для нескольких сопоставляемых вариантов опытно-промышленного образца униполярного генератора [2] на 1,5 МВт, 1500 об/мин (12 В, 125 кА). Для вариантов этого генератора, оптимизируемого по $C_{э.э2} = C_{э.э min}$ при $\mu_{rn} = 50$ с различными типами жидкостей 77,6 % Ga + 22,4 % In (вариант 1) и 22 % Na + 78 % K (вариант 2) соответственно установлено: $C_{э.э min} = 70,1$ и 65,1 тыс. руб.; $\eta_m = 0,954$ и 0,961; $D = 0,48$ и 0,51 м; $D_n = 0,79$ и 0,85 м; $L = 0,81$ и 0,76 м; $P_{2k} = 48$ и 40 кВт; $k_{o.r} = 0,053$ и 0,05; $P_{o.v} = 6$ и 4,9 кВт; $G^* = 3$ и 3,1 кг/кВт. В случае отсутствия прокладок $C_{э.э min}$ существенно возрастает. Более высокое значение $C_{э.э min}$ для УМ по варианту 1 может компенсироваться некоторым уменьшением стоимости эксплуатационного обслуживания, так как при использовании эвтектики Na—K усиливаются требования по технике безопасности для УМ по варианту 2. Однако перевод УПК в варианте 2 на работу с Ga—In может обусловить возрастание показателя $C_{э.э2}$ на 7 тыс. руб. из-за отклонения l_k , α_k от рациональных значений, что объясняется единственностью решения задачи оптимизации.

Расширенное применение разработанного алгоритма для выполнения проектных расчетов оптимизированных УМ иллюстрируется двумя группами зависимостей итоговых технико-экономических показателей и основных рациональных параметров от P_n , U и n униполярных генераторов с УПК на базе Na—K. Предельное значение μ_{rn} принято равным 70.

Группа графиков на рис. 4 и 5 соответствует расчетам УМ для $C_{э.э min}$, другая группа (рис. 6) — расчетам на минимум $G^* = G^*_{min}$. Для построения кривых применялось сглаживание расчетных зависимостей путем осреднения данных числовой информации, которые имели естественный разброс вследствие пологого вида функции Q в окрестности экстремума, координаты которого вычислялись с определенной погрешностью. В таблице приведены пределы изменения и значения ряда параметров, дополняющих информацию по графическим зависимостям (рис. 4—6) оптимизированных УМ. Отметим, что при высоких уровнях к. п. д. η_m зависимости из рис. 4—6 с некоторым приближением допустимо также использовать для определения рациональных параметров униполярных двигателей соответствующей конструкции.

Укажем основные типы погрешностей, имевших место в процессе оптимизационных расчетов УМ. Методическая погрешность обусловлена допущениями, принятыми при постановках задач расчета и оптимизации УМ. Вычислительная погрешность

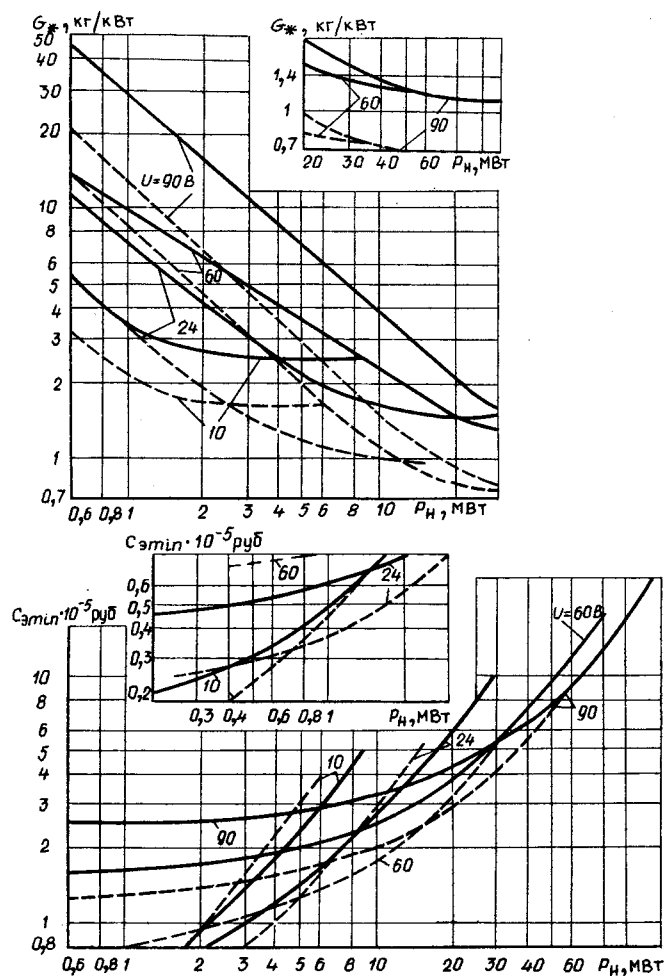


Рис. 4. Зависимости $G^*(P_n)$ и $C_{э.э min}(P_n)$ УГ, оптимизированных на минимум $C_{э.э2}$ при $n=25$ (—) и 50 (---) об/с

возникает при численном решении задач по распределению плотности тока в якоре, поля рассеяния индуктора, по определению м. д. с. F_δ при решении системы нелинейных уравнений магнитной цепи и т. п. Погрешность сходимости оптимизационного процесса зависит от заданной невязки двух последовательных приближений квазиоптима и их координат. Приемлемость относительных значений погрешностей подтверждена проверкой методики электромагнитного расчета при сопоставлении (рис. 3) опытных и расчетных характеристик генератора на 1,5 МВт, а также оценкой возможности существенного (до 30 %) улучшения технико-экономических показателей УМ ($C_{э, \text{э}2}$ или G_*) при использовании разработанного алгоритма оптимизационных вычислений.

Обсуждение результатов. Характер расчетных зависимостей согласуется с известными положениями общих методик проектирования электрических машин. Например, массы G_* и $G_{\text{э} \text{ min}}$, за исключением отдельных случаев, уменьшаются

при возрастании P_n, n ($U = \text{const}$); к. п. д. η_m имеет высокое значение крутизны $\partial \eta_m / \partial P_n > 0$ ($U, n = \text{const}$) в переходной зоне от малых к средним мощностям; экономический показатель $C_{\text{э} \text{ min}}$ увеличивается с ростом P_n ($U, n = \text{const}$). При умеренном проявлении реакции якоря и относительно малых потоках рассеяния, т. е., в частности, для окрестности нижних пределов изменения P_n (рис. 4—6), значения $k_{\text{о.д}}$ (рис. 5—6), $l_{\text{п. а}}/D$, $l_{\text{п. п}}/D$ (см. таблицу) близки к рекомендуемым в [1] соответствующим характерным размерам УМ. Вместе с тем результаты расчета для изложенной обобщенной постановки задачи позволяют выявить ряд особенностей, которые можно рассматривать как дополнение к теории и практике проектирования УМ.

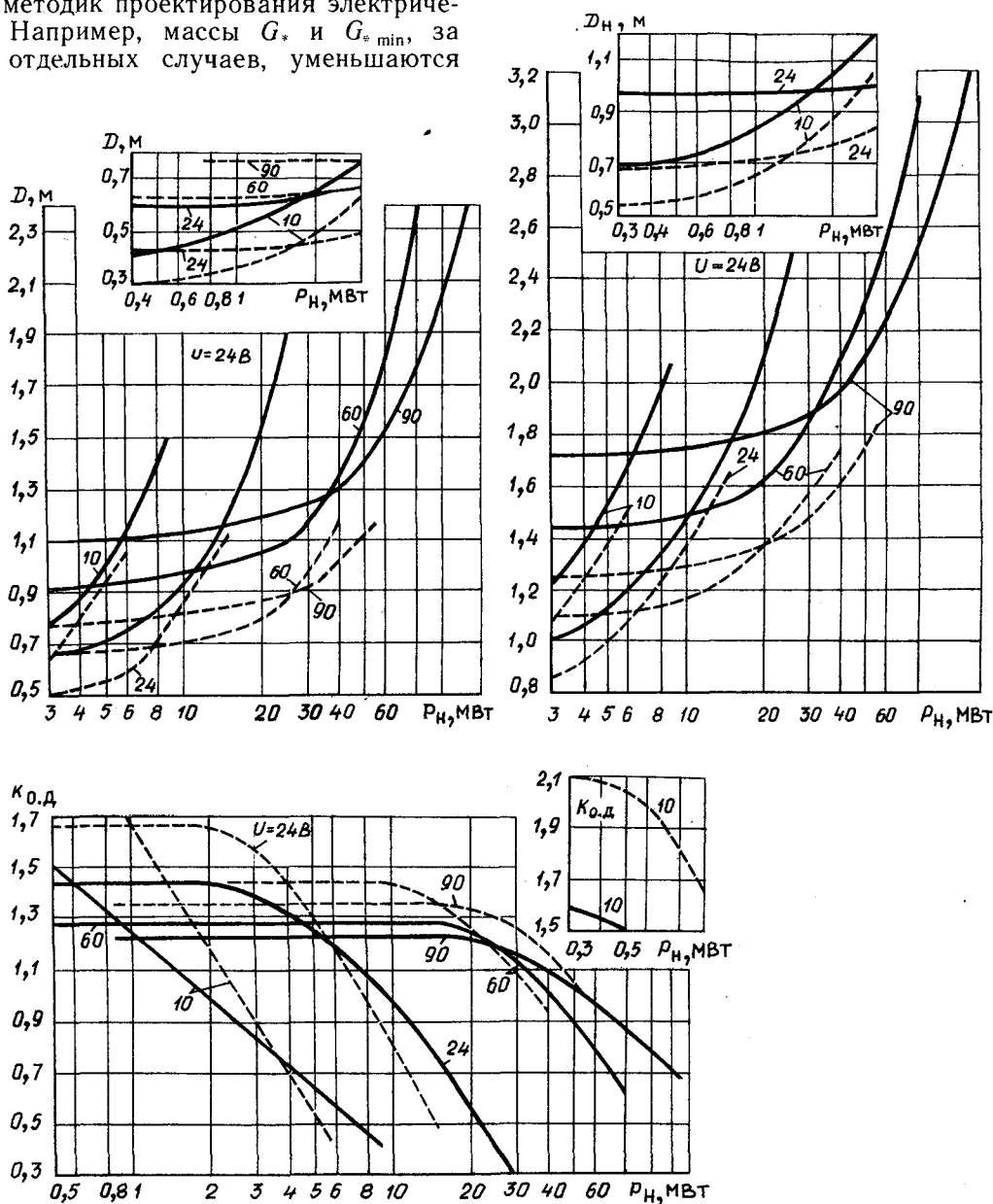


Рис. 5. Соответствующие показателю $C_{\text{э} \text{ min}}$ к рис. 4 зависимости основных параметров УГ

Оптимизация	Частота вращения n , об/с	Значение рациональных параметров униполярных генераторов									
		U , В	$l_{п.а}/D$	$l_{п.н}/D$	$b_в/h_в$	$0,5(D_n-D_{в})$, мм	$k_{0,т}$	$(\delta/D) \cdot 10^2$	$F_{в}$, кА	l_k , мм	α_k , рад
На минимум составляющей $C_{э,э2}$	25	10	0,24—0,04	0,2—0,03	0,85—0,1	64—18	0,005—0,1	6,6—2,7	11—15	5—81	~0,06
		24	0,23—0,06	0,22—0,03	0,85—0,1	95—45	0,005—0,1	5,9—3,3	19—14	5—57	~0,17
		60	0,22—0,11	0,21—0,03	0,9—0,1	154—112	0,007—0,1	5,5—3,3	35—23	5—46	0,09—0,52
		90	0,22—0,18	0,21—0,04	0,9—0,1	192—155	0,005—0,1	5,4—3	44—27	5—36	0,08—0,58
	50	10	0,26—0,04	0,22—0,03	0,95—0,1	45—18	0,01—0,1	8,1—3,3	8—11	5—62	~0,11
		24	0,23—0,06	0,23—0,03	1,05—0,1	71—30	0,01—0,1	6,8—3,8	~15	5—48	0,09—0,4
		60	0,23—0,2	0,23—0,05	0,87—0,1	105—82	0,005—0,1	6,2—4,8	26—18	5—37	0,16—0,56
		90	0,23—0,21	0,22—0,1	0,82—0,1	144—108	0,005—0,1	5,7—5	34—26	5—28	0,13—0,61
На минимум массы G_*	100	12	0,27—0,05	0,22—0,03	~0,2	33—15	0,012—0,1	8,7—5	7,6—12,8	5—20	0,19—0,6
		24	0,25—0,11	0,25—0,06	~0,5	47—28	0,007—0,1	7,5—5,6	9—13,3	5—20	0,19—0,6
		60	0,23—0,22	0,24—0,1	0,9—0,1	95—63	0,012—0,1	~6,5	11,6—20,5	5—14,6	0,21—0,61
		90	0,26—0,23	~0,22	~1	~100	0,01—0,1	~6,5	22,3—25,4	~5	0,24—0,61
	150	12	0,23—0,07	0,2—0,06	~0,55	23—15	0,012—0,1	9,7—7,5	8—10,8	5—13	0,19—0,61
		24	0,25—0,17	0,22—0,1	~0,4	40—25	0,012—0,1	7,8—7,2	7,6—11	5—11,4	0,15—0,61
	200	12	0,23—0,09	0,2—0,06	~0,8	20—15	0,017—0,1	10,5—8,7	~8,8	5—64	0,19—0,61
		24	0,25—0,19	0,22—0,1	0,6—0,1	35—23	0,009—0,1	~8,5	8,8—13,6	~5	0,23—0,61

1. Зависимости $G_*(P_n)$, $G_{*min}(P_n)$ в окрестности верхней границы заданной области определения целевой функции могут иметь ($U, n = \text{const}$) слабо выраженный экстремум (рис. 4, 6). Для функций $C_{э,э2}$, G_* , G_{*min} при $U = \text{var}$ или $n = \text{var}$ (рис. 4, 6) возможны положительные и отрицательные значения крутизны. Рациональные параметры $l_{п.а}/D$, $l_{п.н}/D$ (см. таблицу), D , $k_{0.д}$ (рис. 5, 6) изменяются в широких диапазонах, и при $U < 24$ В наблюдается их сильная зависимость от $P_n(U, n = \text{const})$. Отмеченные особенности объясняются нелинейными связями между параметрами УМ. С учетом принятых ограничений они отражают, например, возможности принятых условий охлаждения якоря и индуктора, а также примененного способа парирования РЯ.

2. Для соотношения сторон сечения катушки возбуждения согласно данным таблицы имеем: $b_в/h_в = \theta < 1$. В отличие от [1], где рекомендованное значение параметра $\theta > 1$, в расчетах конкретизированы функциональные соотношения между размерами УПК, оказывающими в выбранной конструктивной схеме (рис. 2) существенное влияние на формирование окна магнитопровода статора. Как следствие уменьшения относительных осевых размеров катушек возбуждения, центрального и боковых полюсов при увеличении мощности P_n является уменьшение коэффициента $k_{0.д}$.

3. Из оптимизированных на максимум годового экономического эффекта УМ ($n = 25$ и 50 об/с, $U = 10—90$ В) наибольшую мощность $P_n = 120$ МВт имеет машина на 90 В, 25 об/с. У этой УМ $G_* = 1,2$ кг/кВт, $\eta_m = 0,98$. Полученное значение P_n значительно превосходит уровень предельных мощностей единичных МПТ традиционного исполнения. Наименьшая масса $G_* = 0,7$ кг/кВт (рис. 4) получена при $U = 90$ В, $n = 25$ об/с, $P_n = 50$ МВт, причем $\eta_m = 0,985$.

4. Для высокоскоростных УМ ($n = 100—200$ об/с, $U = 12—90$ В), оптимизированных на минимум удельной массы, наибольшая (предельная) мощность $P_n = 14$ МВт реализуется (рис. 6) при $U = 60$ В, $n = 100$ об/с.

Данная УМ имеет: $\eta_m = 0,98$, $G_{*min} = 0,45$ кг/кВт. Установленное значение P_n также превышает предельную мощность МПТ при соответствующей частоте вращения.

Выводы. 1. Улучшение основных технико-экономических показателей УМ, которое достигается в результате оптимизации, может составлять до 30 % по сравнению с соответствующими показателями реально выполненных аналогичных УМ или их проектов, что проверено на конкретных примерах сопоставительного анализа.

2. Полученная обобщающая информация по технико-экономическим показателям и рациональным проектным данным для широкого класса оптимизированных УМ развивает и уточняет основы их проектирования, а также способствует ориентации на адекватный выбор генератора (источника питания) или двигателя (электропривода) для автономных или общепромышленных энергоустановок при сопоставлении УМ с альтернативными типами электромеханических или статических преобразователей.

3. Детализированный алгоритм расчета УМ позволил выявить при вариациях исходных данных (мощности, напряжения и частоты вращения) отклонения от принятых рекомендаций [1] в зависимостях относительных размеров полюсов, длины якоря и соотношения размеров сечения обмоток возбуждения. Приближение к известным рекомендациям для указанных геометрических соотношений получается при наиболее полном использовании активной зоны якоря как магнитного токопровода, которое обуславливается рацио-

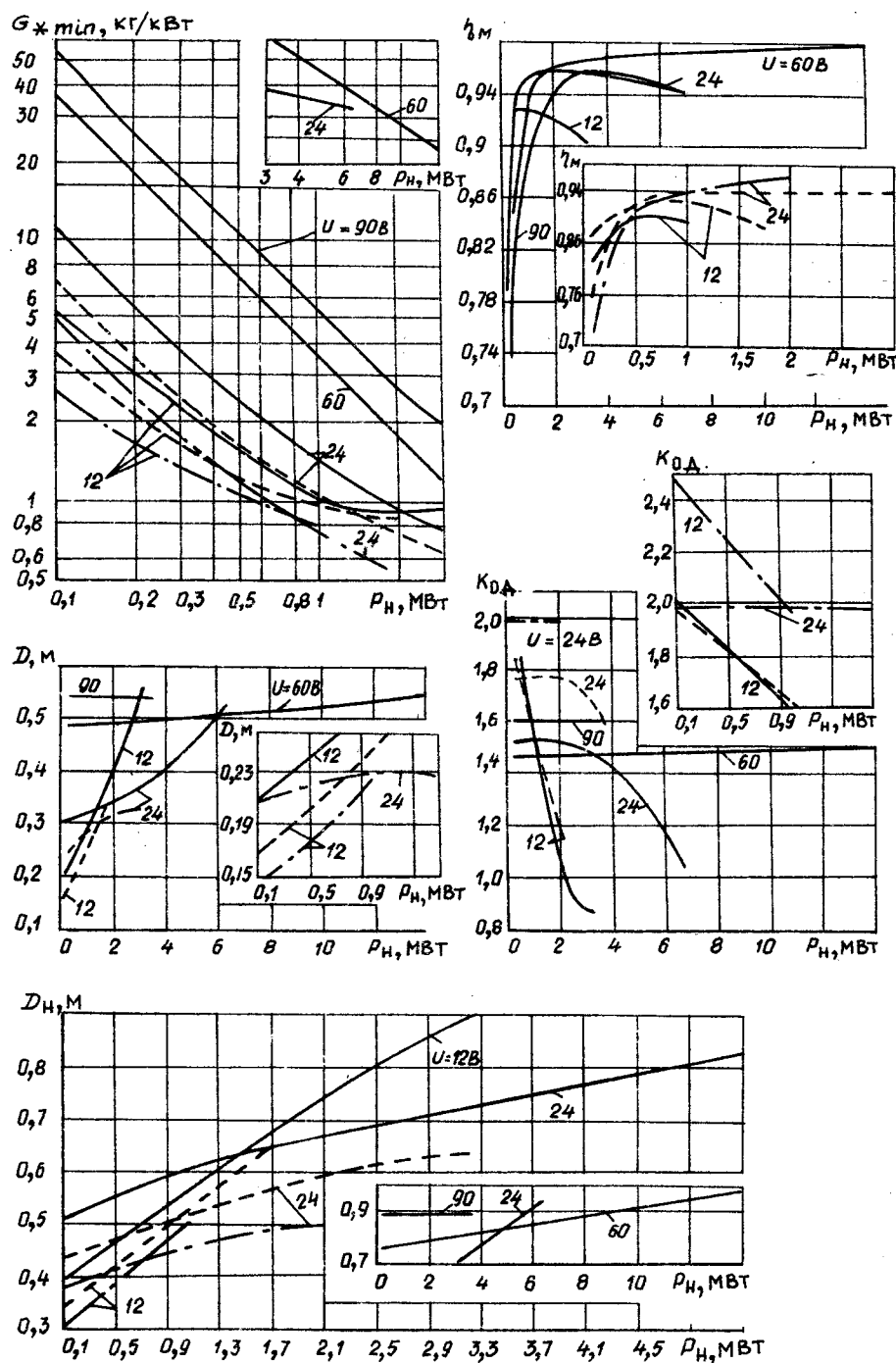


Рис. 6. Зависимости технико-экономических показателей и основных параметров УГ, оптимизированных на минимум G^* при $n=100$ (—), 150 (---) и 200 (— · —) об/с

нальным сочетанием значений напряжения и тока якоря.

4. При характерных для УМ значениях мощности, напряжения и частоты вращения достигается сравнительно малая удельная масса и повышенный уровень мощности, что позволяет расширить границы предельной мощности и область применения МПТ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бертинов А. И., Алиевский Б. Л., Троцкий С. Р. Униполярные электрические машины с жидкометаллическим токосъемом. — М.; Л.: Энергия, 1966.

2. Работы по созданию униполярных электрических генераторов с жидкометаллическим токосъемом / Ю. П. Глазков, Ф. Р. Коренцвит, С. С. Кутателадзе, Г. Н. Перельштейн — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1985, № 4.

3. Ударные униполярные генераторы / В. А. Глухих, Г. А. Баранов, Б. Г. Карасев, В. В. Харитонов. — Л.: Энергоатомиздат, 1987.

4. Вольдек А. И. Электрические машины. — Л.: Энергия, 1974.

5. Алиевский Б. Л. Технический уровень развития и основы классификации подвижных электрических контактов. — ЭП. Электрические машины. 1979, № 6 (100).

6. Контактные «бальзамы» для высоконагруженного скользящего контакта электрических машин / Г. Н. Фридман,

А. А. Пономарева, О. В. Атаев и др.—ЭП. Электротехнические материалы. 1984, № 10 (171).

7. Васильев С. А., Перельштейн Г. Н., Созинов Ю. А. Униполярные двигатели с многодисковым ротором, погруженным в жидкий металл.—Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1986, № 1.

8. А. с. 1019545 (СССР). Униполярная машина / Б. Л. Алиевский, А. Л. Гельфонд, Б. Н. Гомберг и др.—Опубл. в Б. И., 1983, № 19.

9. Шерстюк А. Г. Оценка поперечной реакции якоря в униполярных машинах.—Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1986, № 4.

10. Глазков Ю. П., Иванов-Смоленский А. В., Перельштейн Г. Н. Исследование жидкометаллического скользящего токосъема — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1978, № 6.

11. Johnson J. L., Hummert G. T., Keeton A. R. Liquid metal current collectors for homopolar machines.—IEEE Trans. on Power Apparatus and Syst., 1976, vol. 95, N 4, p. 1234—1242.

12. Алиевский Б. Л., Шерстюк А. Г. Поле рассеяния в цилиндрическом пазу осесимметричной системы возбуждения.—Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1980, № 1.

13. Шерстюк А. Г. Магнитное поле в торцевой зоне электроэнергетических устройств.—Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1980, № 2.

14. Алиевский Б. Л. Проектирование электрических ма-

шин как многокритериальная задача оптимизации.—Электричество, 1979, № 5.

15. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование.—М.: Мир, 1977.

16. Терзян А. А. Автоматизированное проектирование электрических машин.—М.: Энергоатомиздат, 1983.

17. Численные методы условной оптимизации / Под ред. Ф. Гилла.—М.: Мир, 1977.

18. Диалоговая система оптимизации МГД-каналов тепловых электростанций / Д. А. Бут, И. И. Дюперчук, С. М.-А. Конеев и др.—Теплофизика высоких температур, 1989, т. 27, № 2.

19. Радин В. И., Брускин Д. Э., Зорохович А. Е. Электрические машины. Асинхронные машины / Под ред. И. П. Копылова.—М.: Высшая школа, 1988.

20. Комплексный анализ эффективности технических решений в энергетике / Под ред. В. Р. Огорокова, Д. С. Щавелева.—Л.: Энергоатомиздат, 1985.

21. Электротехнический справочник. Т. 1.—М.: Энергоатомиздат, 1985.

22. Кривенцов В. И. Критерий оценки эффективности оборудования электроэнергетических систем транспортных средств.—Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1978, № 1.

23. Асинхронные двигатели общего назначения / Под ред. В. М. Петрова, А. Э. Кравчика.—М.: Энергия, 1980.

[15.03.90]

УДК 621.314.001.37

Матричные преобразования структурных схем многофазных вентильных преобразователей

ЗЕЗЮЛЬКИН Г. Г., канд. техн. наук

Смоленск

Введение. Цикличность — характерное свойство, лежащее в основе функционирования вентильных преобразователей (ВП) и позволяющее получить их упрощенные динамические модели. Нетрудно показать, что ВП — это система двух или нескольких циклически взаимодействующих многополюсников. Так, в однофазном автономном инверторе тока двухполюсник (цепь постоянного тока) взаимодействует с двухполюсной цепью переменного тока [1], в трехфазных ВП двухполюсники (цепи постоянного тока) взаимодействуют с трехполюсниками (цепями переменного тока) [2]. Взаимодействия, как правило, носят циклический характер и определяются алгоритмами работы вентильных ключей коммутаторов, связывающих многополюсники.

На структурной схеме связь между многополюсниками может быть получена с помощью матричных коммутационных звеньев. Элементами коммутационных матриц являются переключающие функции. На рис. 1, а в качестве примера представлена функциональная схема двух циклически взаимодействующих многополюсников. Вектор входных сигналов M -полюсника $[y]^T = [y_1 y_2 \dots y_M]$ связан с векторами выходных сигналов N -полюсника $[x]^T = [x_1 x_2 \dots x_N]$ коммутационной матрицей $[q(t)]$:

$$[y] = [q(t)] \times [x] = \begin{bmatrix} q_{11}(t) & q_{12}(t) & \dots & q_{1N}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ q_{M1}(t) & q_{M2}(t) & \dots & q_{MN}(t) \end{bmatrix} \times [x], \quad (1)$$

где $q_{ij}(t)$ — переключающие кусочно-постоянные функции.

Вектор входных сигналов N -полюсника $[f]^T = [f_1 f_2 \dots f_N]$ связан с векторами выходных сигналов M -полюсника $[z]^T = [z_1 z_2 \dots z_M]$ матричным уравнением

$$[f] = [e(t)] \times [z] = \begin{bmatrix} e_{11}(t) & e_{12}(t) & \dots & e_{1M}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N1}(t) & e_{N2}(t) & \dots & e_{NM}(t) \end{bmatrix} \times [z], \quad (2)$$

где $e_{ij}(t)$ — переключающие кусочно-постоянные функции.

В общем случае, если количество взаимодействующих многополюсников равно K , то количество матричных коммутаторов меньше или равно $K(K-1)$.

В целях совершенствования методов исследования электромагнитных процессов в ВП в стационарных и динамических режимах работы в [1—4] были предложены структурные преобразования цепей с коммутаторами. Рассмотренные в

[1—4] преобразования позволяют воспользоваться свойствами симметрии электрических цепей ВП, циклическостью переключений и получить достаточно простые для анализа импульсные или непрерывные модели. Однако односвязные структурные схемы многоступенчатых многофазных ВП и циклически взаимодействующих многополюсников имеют сложный вид и содержат большое количество коммутаторов, обратных и перекрестных связей. Сложность структурных схем многоступенчатых ВП требует развития разработанных в [1—4] методов исследования.

При исследованиях ВП и циклически взаимодействующих многополюсников оказывается целесообразным перейти от обычных развернутых структурных схем к матричным структурным схемам. На матричных структурных схемах входные и выходные сигналы представляют собой векторы, а векторные переменные сигналов преобразуются в матричных звеньях.

Матричные структурные схемы позволяют в более компактной и обозримой форме представить взаимосвязь и прохождение сигналов [5]. Однако теория многосвязных систем управления [5] не может быть непосредственно применена к анализу ВП, так как рассматривает преимущественно стационарные системы. В статье рассматриваются преобразования матричных структурных схем, содержащих матричные множительные звенья, коэффициенты которых являются кусочно-постоянными функциями. Использование преобразований позволяет получить непрерывные и импульсные модели сложных схем ВП. Методы импульсной и непрерывной моделей и разработанные на их основе численно-аналитические алгоритмы расчета значительно упрощают анализ и синтез сложных ВП и циклически взаимодействующих многополюсников, дают достаточно общие и даже некоторые качественно новые результаты, которые невозможно получить другими методами. Так, благодаря сложности структуры и наличию перекрестных связей большое значение приобретает синтез таких ВП, которые обладают инвариантными свойствами [6, 7] к тем или иным возмущающим воздействиям.

Преобразования нестационарных матричных структурных схем. Правила преобразований стационарных матричных структурных схем рассмотрены, например, в [5]. Учитывая, что матричные структурные схемы ВП содержат множительные матричные звенья с переменными во времени коэффициентами, получаем правила преобразования таких структур.

Рассмотрим правила переноса матричных множительных звеньев через сумматоры. Представленные на рис. 1, б матричные множительные звенья имеют несущие вида

$$[q(t)] = \begin{bmatrix} q_{11}(t) & \dots & q_{1M}(t) \\ \vdots & & \vdots \\ q_{M1}(t) & \dots & q_{MM}(t) \end{bmatrix}; [f(t)] = \begin{bmatrix} f_{11}(t) & \dots & f_{1K}(t) \\ \vdots & & \vdots \\ f_{M1}(t) & \dots & f_{MK}(t) \end{bmatrix};$$

$$[e(t)] = \begin{bmatrix} e_{11}(t) & \dots & e_{1M}(t) \\ \vdots & & \vdots \\ e_{L1}(t) & \dots & e_{LM}(t) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

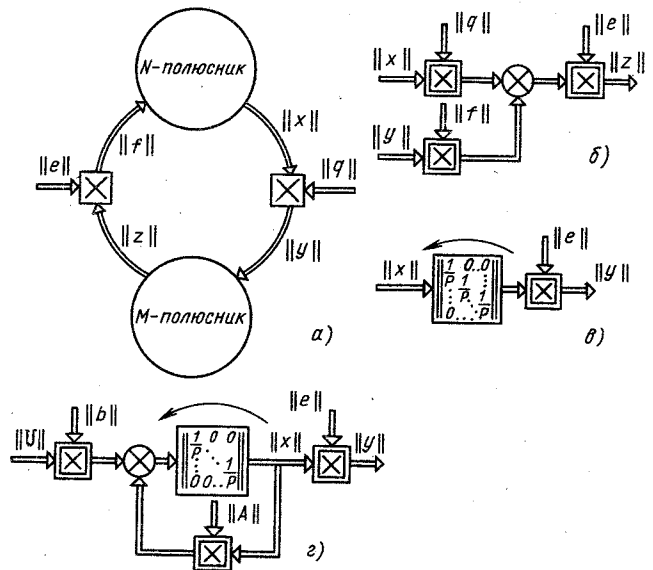


Рис. 1. Функциональная схема двух циклически взаимодействующих многополюсников (а) и нестационарные матричные структурные схемы (б—г)

где $q_{ij}(t)$, $f_{ij}(t)$, $e_{ij}(t)$ — кусочно-постоянные функции времени.

Входными и выходными сигналами схемы являются векторы

$$[x] = [x_1 \dots x_N]^T, [y] = [y_1 \dots y_M]^T, [z] = [z_1 \dots z_L]^T. \quad (4)$$

Перенесем матричное звено с несущей $[e(t)]$ через сумматор. Для схемы рис. 1, б можно написать

$$[z] = [e(t)] \times ([q(t)] \times [x] + [f(t)] \times [y]) = [e(t)] \times [q(t)] \times [x] + [e(t)] \times [f(t)] \times [y]. \quad (5)$$

Выражению (5) соответствует структура, в которой матричные звенья $[e(t)]$ оказываются включенными слева от сумматора.

Следует отметить, что если в односвязных структурных схемах порядок сомножителей безразличен, то матрицы многосвязных звеньев в произведении должны быть расположены в порядке, противоположном направлению прохождения сигнала. Переставлять местами матрицы в (5) из-за некоммутативности нельзя.

Рассмотрим перенос коммутатора $[q(t)]$ через суммирующее звено в схеме рис. 1, б. Для схемы рис. 1, б можно написать

$$[z] = [e(t)] \times ([q(t)] \times [x] + [f(t)] \times [y]) = [e(t)] \times [q(t)] \times ([x] + [q(t)]^{-1} \times [f(t)] \times [y]), \quad (6)$$

где $[q(t)]^{-1}$ — обратная матрица (предполагается, что в данном случае $M=N$ и матрица $[q(t)]$ является неособенной для любого момента времени t).

Выражению (6) соответствует структура, в которой матричное звено $[q(t)]$ оказывается включенным справа от коммутатора. Последовательно с матричным звеном $[f(t)]$ включается коммутатор $[q(t)]^{-1}$.

Рассмотрим перемещение матричного коммутатора $[e(t)]$ размером $M \times M$ через матричный ин-

тегратор $\text{diag} \left[\frac{1}{p} \frac{1}{p} \dots \frac{1}{p} \right]$ такого же размера. Запишем матричное уравнение для структуры рис. 1, в:

$$[y] = [e(t)] \int_0^t [x] dt. \quad (7)$$

Продифференцировав левую и правую части (7), получим

$$[y'] = [e'(t)] \int_0^t [x] dt + [e(t)] [x], \quad (8)$$

где $[e'(t)]$ — производная матрицы $[e(t)]$.

Из (7) также следует

$$\int_0^t [x] dt = [e(t)]^{-1} \times [y]. \quad (9)$$

Подставив (9) в (8), получим

$$[y'] = [e'(t)] \times [e(t)]^{-1} \times [y] + [e(t)] \times [x]. \quad (10)$$

Уравнению (10) соответствует матричная структурная схема, в которой матричное звено $[e(t)]$ переносится с выхода на вход матричного интегратора. Матричный интегратор охватывается обратной связью с коэффициентом передачи $[e'(t)] \times [e(t)]^{-1}$.

Рассмотрим перемещение матричного коммутатора с несущей $[e(t)]$ через звено общего вида (рис. 1, г). Пользуясь преобразованиями (6) и (10), нетрудно показать, что при перемещении коммутатора матрица обратной связи $[A(t)]$ размером $M \times M$ подвергается преобразованию $[e(t)] \times [A(t)] \times [e(t)]^{-1}$, а интегрирующее матричное звено охватывается дополнительной обратной связью с матричным коэффициентом передачи $[e'(t)] \times [e(t)]^{-1}$.

Применение матрицы дискретного преобразования Фурье (ДПФ) для преобразований матричных структурных схем. Матрица ДПФ имеет вид [7]:

$$[F_N] = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N^1 & W_N^2 & \dots & W_N^{N-1} \\ 1 & W_N^2 & W_N^4 & \dots & W_N^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{N-1} & W_N^{2(N-1)} & \dots & W_N^{(N-1)^2} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где $W_N^j = \exp(-j2\pi j/N)$, $j = \sqrt{-1}$.

Если матрица $[F_N]$ производит операции над вектор-столбцом длиной N , полученный вектор-столбец содержит ДПФ исходного вектора [8]. Так как матрица $[F_N]$ унитарная, обратную матрицу $[F_N]^{-1}$ (ОДПФ) можно представить в виде

$$[F_N]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \bar{W}_N^1 & \bar{W}_N^2 & \dots & \bar{W}_N^{N-1} \\ 1 & \bar{W}_N^2 & \bar{W}_N^4 & \dots & \bar{W}_N^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \bar{W}_N^{N-1} & \bar{W}_N^{2(N-1)} & \dots & \bar{W}_N^{(N-1)^2} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где $\bar{W}_N^j = \exp(j2\pi j/N)$.

Рассмотрим коммутационную матрицу $[q(t)]$, связывающую входные и выходные сигналы многополюсников (рис. 2, а):

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = [q(t)] \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1(t) & q_2(t) & \dots & q_m(t) \\ q_1(t-t_1) & q_2(t-t_1) & \dots & q_m(t-t_1) \\ q_1(t-t_2) & q_2(t-t_2) & \dots & q_m(t-t_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ q_1(t-t_{N-1}) & q_2(t-t_{N-1}) & \dots & q_m(t-t_{N-1}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ \vdots \\ x_m \end{bmatrix}, \quad (13)$$

где $q_k(t-t_i)$ — кусочно-постоянная функция $q_k(t)$ (рис. 2, а), сдвинутая на временной интервал t_i .

Коммутационная матрица вида (13) часто встречается в структурных схемах циклически взаимодействующих многополюсников и ВП. Последовательно с коммутационной матрицей $[q(t)]$ включим матричные звенья ДПФ и ОДПФ, взаимно исключающие друг друга.

Найдем произведение

$$[F_N] \times [q(t)] = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} \sum_{p=0}^{N-1} q_1(t-t_p) & \sum_{p=0}^{N-1} q_1(t-t_p) e^{-j\frac{2\pi}{N}p} & \dots & \sum_{p=0}^{N-1} q_1(t-t_p) e^{-j\frac{2\pi}{N}p(N-1)} \\ \sum_{p=0}^{N-1} q_2(t-t_p) & \sum_{p=0}^{N-1} q_2(t-t_p) e^{-j\frac{2\pi}{N}p} & \dots & \sum_{p=0}^{N-1} q_2(t-t_p) e^{-j\frac{2\pi}{N}p(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{p=0}^{N-1} q_N(t-t_p) & \sum_{p=0}^{N-1} q_N(t-t_p) e^{-j\frac{2\pi}{N}p} & \dots & \sum_{p=0}^{N-1} q_N(t-t_p) e^{-j\frac{2\pi}{N}p(N-1)} \end{bmatrix} \quad (14)$$

Найдем члены матрицы (14). На интервале $0 \leq t \leq t_1$ ($0 \leq i \leq 1$) (рис. 2, а):

$$\sum_{p=0}^{N-1} q_k(t-t_p) e^{-j\frac{2\pi}{N}pn} = C_{k1} + C_N e^{j\frac{2\pi}{N}n} +$$

$$\begin{aligned}
 & + C_{k(N-1)} e^{-j \frac{2\pi}{N} n^2} + \dots + C_{k2} e^{-j \frac{2\pi}{N} n(N-1)} = \\
 & = C_{k1} + C_{k2} e^{j \frac{2\pi}{N} n} + \dots + C_{kN} e^{j \frac{2\pi}{N} n(N-1)} = \\
 & = \sum_{i=1}^N C_{ki} e^{j \frac{2\pi}{N} n(i-1)} = G_{kn}.
 \end{aligned} \quad (15)$$

На интервале $t_1 \leq t \leq t_2$ ($1 \leq i \leq 2$) (рис. 2, а)

$$\sum_{p=0}^{N-1} q_k(t-t_p) e^{-j \frac{2\pi}{N} p n} = e^{-j \frac{2\pi}{N} n} G_{kn} \text{ и т. д. } (16)$$

Для всех моментов времени t справедливо выражение

$$\sum_{p=0}^{N-1} q_k(t-t_p) e^{-j \frac{2\pi}{N} p n} = e^{-j \frac{2\pi}{N} n i} G_{kn} = \overline{KK\Phi}(N, n) G_{kn}, \quad (17)$$

где $i=0, 1, 2, \dots$ (рис. 2, а); $\overline{KK\Phi}(N, n)$ — комплексно-сопряженная коммутационная функция [1—4].

Таким образом, произведение (14) можно представить в виде

$$\begin{aligned}
 [F_N] \times [q(t)] &= \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} G_{10} & & & \\ G_{11} e^{-j \frac{2\pi}{N} i} & & & \\ \vdots & & & \\ G_{1(N-1)} e^{-j \frac{2\pi}{N} (N-1)i} & & & \end{bmatrix} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} G_{20} & \dots & G_{m0} \\ G_{21} e^{-j \frac{2\pi}{N} i} & \dots & G_{m1} e^{-j \frac{2\pi}{N} i} \\ \vdots & & \vdots \\ G_{2(N-1)} e^{-j \frac{2\pi}{N} (N-1)i} & \dots & G_{m(N-1)} e^{-j \frac{2\pi}{N} (N-1)i} \end{bmatrix} = \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-j \frac{2\pi}{N} i} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j \frac{2\pi}{N} i \cdot 2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & e^{-j \frac{2\pi}{N} (N-1)i} \end{bmatrix} \times \\
 &\times \begin{bmatrix} G_{10} & G_{20} & \dots & G_{m0} \\ G_{11} & G_{21} & \dots & G_{m1} \\ G_{12} & G_{22} & \dots & G_{m2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{1(N-1)} & G_{2(N-1)} & \dots & G_{m(N-1)} \end{bmatrix} = \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \text{diag} [1 \overline{KK\Phi}(N, 1) \overline{KK\Phi}(N, 2) \dots \overline{KK\Phi}(N, N-1)] \times [G]. \quad (18)
 \end{aligned}$$

Выражению (18) соответствует структурная схема рис. 2, б. Эквивалентное преобразование схемы рис. 2, а в схему рис. 2, б рационально вследствие следующих причин:

4 Электричество № 3

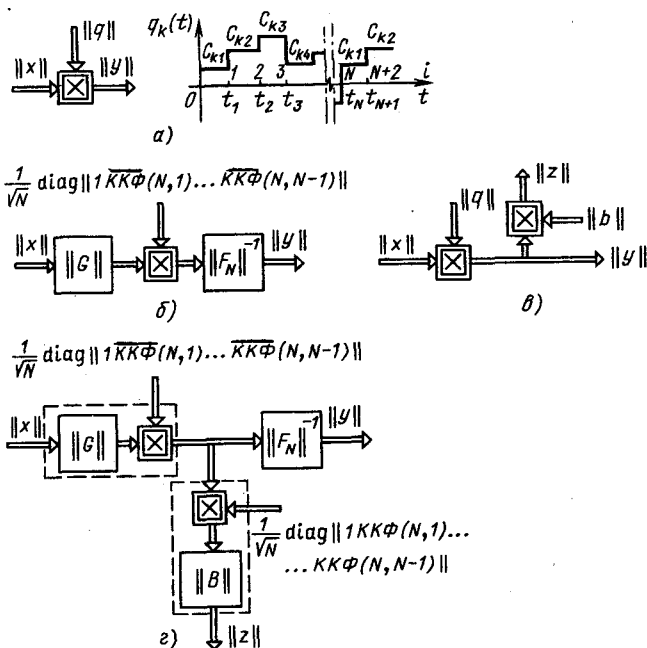


Рис. 2. Применение матрицы ДПФ для преобразований матричных структурных схем

1) в отличие от схемы рис. 2, а в схеме рис. 2, б перекрестные связи между каналами, соответствующие внедиагональным элементам матрицы $[G]$, являются стационарными. Нестационарная часть не содержит перекрестных связей и выражается через $\overline{KK\Phi}$, свойства которых хорошо изучены [1—4];

2) как будет показано в дальнейшем, схема рис. 2, б позволяет легко осуществить переход к импульсным и непрерывным моделям ВП.

Рассмотрим участок структурной схемы ВП рис. 2, в. Коммутационное матричное звено $[q(t)]$ соответствует выражению (13). Коммутационное матричное звено $[b(t)]$ имеет вид

$$[b(t)] = \begin{bmatrix} b_1(t) & b_1(t-t_1) & \dots & b_1(t-t_{N-1}) \\ b_2(t) & b_2(t-t_1) & \dots & b_2(t-t_{N-1}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_k(t) & b_k(t-t_1) & \dots & b_k(t-t_{N-1}) \end{bmatrix}, \quad (19)$$

где $b_k(t)$ — кусочно-постоянная функция, представленная на рис. 2, в.

На выходе структурной схемы рис. 2, в включим два матричных звена $[F_N]$ и $[F_N]^{-1}$, взаимно исключающие друг друга. Перенесем звено $[F_N]$ через точку разветвления. Последовательное соединение $[F_N]$ и $[q(t)]$ определяется выражением (18). Найдем произведение

$$[b(t)] \times [F_N]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} B_{10} & B_{11} & B_{12} & \dots & B_{1(N-1)} \\ B_{20} & B_{21} & B_{22} & \dots & B_{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{k0} & B_{k1} & B_{k2} & \dots & B_{k(N-1)} \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & KK\Phi(N, 1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & KK\Phi(N, 2) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & KK\Phi(N, N-1) \end{vmatrix} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N}} [B] \text{diag} [1 \quad KK\Phi(N, 1) \dots KK\Phi(N, N-1)] \quad (20)$$

где

$$B_{kn} = \sum_{i=1}^N b_{ki} e^{-j \frac{2\pi}{N} n(i-1)} \quad (21)$$

Используя выражения (18) и (20), переходим к эквивалентной структурной схеме рис. 2, з.

Пусть коммутационная матрица $[q(t)]$ (рис. 3, а) является циркуляционной, т. е. ее строки получаются путем последовательной круговой перестановки элементов первой строки:

$$[g(t)] = \begin{vmatrix} g_0(t) & q_1(t) & q_2(t) & \dots & q_{N-1}(t) \\ q_{N-1}(t) & q_0(t) & q_1(t) & \dots & q_{N-2}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ q_1(t) & q_2(t) & q_3(t) & \dots & q_0(t) \end{vmatrix} \quad (22)$$

На входе и выходе коммутационной матрицы $[q(t)]$ включим матричные звенья ДПФ и ОДПФ, взаимно исключающие друг друга (рис. 3, а). Найдем произведение

$$[F_N] \times [q(t)] \times [F_N]^{-1} = \text{diag} \left[\sum_{p=0}^{N-1} q_p(t) e^{j \frac{2\pi}{N} p \cdot 0} \times \right.$$

$$\times \sum_{p=0}^{N-1} q_p(t) e^{j \frac{2\pi}{N} p \cdot 1} \dots \sum_{p=0}^{N-1} q_p(t) e^{j \frac{2\pi}{N} p(N-1)} \quad (23)$$

Таким образом, матрица произведения (23) является диагональной и элементы ее представляют собой ДПФ первого столбца циркулянтной матрицы (22).

Если к тому же $q_k(t) = q_0(t - KT)$, где $k=0, 1, 2, \dots$, то, пользуясь предыдущими результатами, получим

$$\sum_{p=0}^{N-1} q_p(t) e^{j \frac{2\pi}{N} p n} = G_{0n} KK\Phi(N, n), \quad (24)$$

где

$$G_{0n} = \sum_{i=1}^N C_{0i} e^{-j \frac{2\pi}{N} n(i-1)}, \quad (25)$$

и произведение (23) принимает вид

$$[F_N] \times [q(t)] \times [F_N]^{-1} =$$

$$= \text{diag} [G_{00} G_{01} KK\Phi(N, 1) \dots G_{0(N-1)} KK\Phi(N, N-1)]. \quad (26)$$

Структурная схема с учетом (26) принимает вид, представленный на рис. 3, б. Таким образом, матрица $[q(t)]$, внедиагональные элементы которой соответствуют перекрестным связям в структурной схеме, преобразуется в диагональную матрицу, которой соответствует структура без перекрестных связей. Преобразованная диагональная матрица (26) выражается через базовые функции $KK\Phi$.

Рассмотрим участок структурной схемы цепи рис. 3, в, характерной для циклически взаимодействующих многополюсников. Коммутационные матрицы $[q(t)]$ и $[b(t)]$ удовлетворяют условиям (13) и (19). Матрица $[Z]$ является циркуляционной, что обычно имеет место в цепях с электрическими машинами или в цепях с взаимной индукцией [9]:

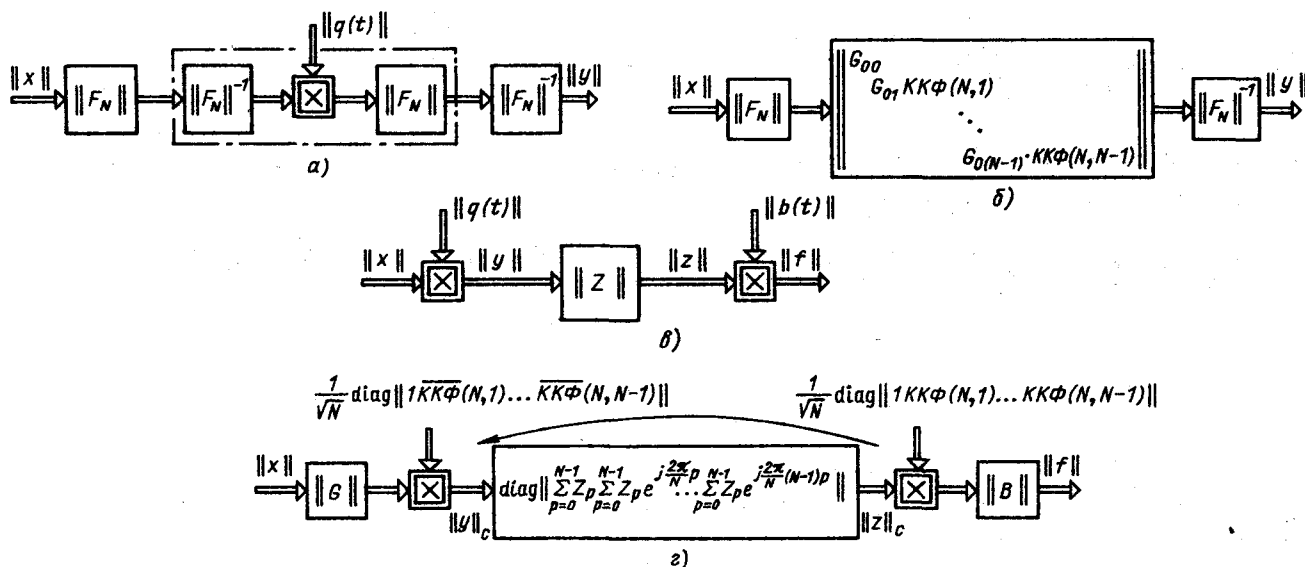


Рис. 3. Преобразования участков структурных схем с циркулянтными матричными звеньями

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_0 Z_1 Z_2 & \dots Z_{N-1} \\ Z_{N-1} Z_0 Z_1 & \dots Z_{N-2} \\ \vdots & \vdots \\ Z_1 Z_2 Z_3 & \dots Z_0 \end{bmatrix}. \quad (27)$$

На входе и выходе матричного звена $[Z]$ введем аннулирующие друг друга матричные звенья ДПФ и ОДПФ. Объединим матричные звенья $[b(t)] \times [F_N]^{-1}$, $[F_N] \times [Z] \times [F_N]^{-1}$ и $[F_N] \times [q(t)]$. Согласно соотношениям (18), (20), (23) получаем:

$$\left. \begin{aligned} [b(t)] \times [F_N]^{-1} &= [B] \frac{1}{\sqrt{N}} \text{diag} [1 \quad KK\Phi(N, 1) \dots \\ &\dots KK\Phi(N, N-1)]; \\ [F_N] \times [Z] \times [F_N]^{-1} &= \text{diag} \left[\sum_{p=0}^N Z_p \sum_{p=0}^N Z_p e^{j \frac{2\pi}{N} p} \times \right. \\ &\times \sum_{p=0}^N Z_p e^{j \frac{2\pi}{N} p \cdot 2} \dots \sum_{p=0}^N Z_p e^{j \frac{2\pi}{N} p(N-1)} \left. \right]; \\ [F_N] \times [q(t)] &= \frac{1}{\sqrt{N}} \text{diag} [1 \quad \overline{KK\Phi}(N, 1) \dots \\ &\dots \overline{KK\Phi}(N, N-1)] \times [G]. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

Соотношениям (28) соответствует преобразованная структурная схема рис. 3, г, в которой отсутствуют внедиагональные элементы (перекрестные связи) в коммутационных звеньях и преобразованной матрице $[Z]$. Следует отметить, что в преобразованной схеме рис. 3, г входными и выходными сигналами матричного звена $[F_N] \times [Z] \times [F_N]^{-1}$ являются новые переменные, связанные с исходными соотношениями

$$[y_c] = [F_N] \times [y], \quad [z_c] = [F_N] \times [z]. \quad (29)$$

Как видно из структурной схемы рис. 3, г, произведение входных и выходных коммутационных матриц равно единичной матрице, умноженной на $1/N$:

$$\frac{1}{\sqrt{N}} \text{diag} [1 \quad \overline{KK\Phi}(N, 1) \dots \overline{KK\Phi}(N, N-1)] \frac{1}{\sqrt{N}} \text{diag} \times \\ \times [1 \quad KK\Phi(N, 1) \dots KK\Phi(N, N-1)] = \frac{1}{N} \text{diag} [1 \quad 1 \dots 1]. \quad (30)$$

Таким образом, если переместить выходное коммутационное звено через преобразованное матричное звено $[F_N] \times [Z] \times [F_N]^{-1}$ до совмещения коммутационных звеньев, то происходит их аннигиляция. Для перемещения коммутационного звена достаточно определить правило переноса $[p(t)] = \frac{1}{\sqrt{N}} \text{diag} [1 \quad KK\Phi(N, 1) \dots KK\Phi(N, N-1)]$ в схеме с интегратором рис. 1, в. Найдем произведение

$$[e'(t)] \times [e(t)]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{N}} \text{diag} [0 \quad KK\Phi'(N, 1) \dots \\ \dots KK\Phi'(N, N-1)] \times \sqrt{N} \times \text{diag} [1 \quad \overline{KK\Phi}(N, 1) \dots$$

$$\dots \overline{KK\Phi}(N, N-1)] = \text{diag} [0 \quad KK\Phi'(N, 1) \times \\ \times \overline{KK\Phi}(N, 1) \dots KK\Phi'(N, N-1) \overline{KK\Phi}(N, N-1)]. \quad (31)$$

В соответствии с результатами, полученными в [3], произведение

$$KK\Phi'(N, m) \overline{KK\Phi}(N, m) = (e^{j \frac{2\pi}{N} m} - 1) \sum_{i=0}^{\infty} \delta(t - iT_-), \quad (32)$$

где $\delta(t)$ — дельта-функция Дирака.

Таким образом, при перемещении коммутационного звена через диагональное интегрирующее звено оно охватывается импульсной обратной связью вида

$$[e'(t)] \times [e(t)]^{-1} = \text{diag} [0(e^{j \frac{2\pi}{N}} - 1)(e^{j \frac{2\pi}{N} 2} - 1) \dots \\ \dots (e^{j \frac{2\pi}{N} (N-1)} - 1)] \sum_{i=0}^{\infty} \delta(t - iT_-). \quad (33)$$

Используя соотношения (30) и (33), можно перейти к импульсной модели тракта, представленного на рис. 3, г.

Рассмотренные выше правила преобразования позволяют легко и эффективно упрощать матричные структурные модели циклически взаимодействующих многополюсников и многофазных вентильных преобразователей, получать их импульсные модели.

Перейдем к рассмотрению правил построения непрерывных моделей многофазных вентильных преобразователей. Приведенные выше преобразования были основаны на использовании циклических и симметричных свойств ВП. В результате удалось получить упрощенные эквивалентные модели, содержащие $KK\Phi$ или импульсные элементы. В [10] было получено разложение функции $KK\Phi(N, m)$ на гармонические составляющие. При этом первая гармоника $KK\Phi(N, m)$ может быть определена из выражения

$$KK\Phi(N, m)_{1r} = \frac{1}{\pi m} \sin \frac{\pi}{N} m e^{-j \frac{\pi}{N} m y N - 1} \sum_{n=0}^{yN-1} e^{j \frac{2\pi}{N} mn - \omega_0 t_n} \times \\ \times e^{j m \omega_0 t} = A_m e^{j m \omega_0 t}, \quad (34)$$

где $KK\Phi(N, m)_{1r}$ — первая гармоника $KK\Phi(N, m)$; $t_1, t_2, \dots, t_{yN-1}$ — моменты коммутации силовых ключей; yN — количество интервалов между коммутациями на периоде $KK\Phi$ (y может принимать значения 1, 2, ... в зависимости от периода $KK\Phi$); ω_0 — частота $KK\Phi$, соответствующая ее периоду $T_0 = 2\pi/\omega_0$.

При постоянстве временных интервалов между коммутациями силовых ключей ($T = \text{const}$) выражение (34) принимает вид

$$KK\Phi(N, m)_{1r} = \frac{N}{\pi m} \sin \frac{\pi}{N} m e^{-j \frac{\pi}{N} m} e^{j m \omega_0 t} = \\ = A_m e^{j m \omega_0 t} \text{ при } m \leq N/2. \quad (35)$$

Подставляя в выражения (18), (20), (26), (30), (31) вместо $KK\Phi$ значения их первых гармоник, получаем

$$[F_N] \times [q(t)] = \frac{1}{\sqrt{N}} \text{diag} [1 \overline{KK\Phi}(N, 1) \dots \dots \overline{KK\Phi}(N, N-1)] \times [G] \approx \frac{1}{\sqrt{N}} \text{diag} [1 \bar{A}_1 e^{-j\omega_0 t} \times \dots \times \bar{A}_2 e^{-j2\omega_0 t} \dots A_2 e^{j2\omega_0 t} A_1 e^{j\omega_0 t}] \times [G]; \quad (36)$$

$$[b(t)] \times [F_N]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{N}} [B] \text{diag} [1 KK\Phi(N, 1) \dots \dots KK\Phi(N, N-1)] \approx \frac{1}{\sqrt{N}} [B] \text{diag} [1 A_1 e^{j\omega_0 t} A_2 e^{j2\omega_0 t} \dots \dots \bar{A}_2 e^{-j2\omega_0 t} \bar{A}_1 e^{-j\omega_0 t}]; \quad (37)$$

$$[F_N] \times [q(t)] \times [F_N]^{-1} = \text{diag} [G_{00} G_{01} KK\Phi(N, 1) \dots \dots G_{0(N-1)} KK\Phi(N, N-1)] \approx \text{diag} [G_{00} G_{01} A_1 e^{j\omega_0 t} \times \dots \times G_{02} A_2 e^{j2\omega_0 t} \dots G_{0(N-1)} \bar{A}_1 e^{-j\omega_0 t}]; \quad (38)$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{\sqrt{N}} \text{diag} [1 \overline{KK\Phi}(N, 1) \dots \overline{KK\Phi}(N, N-1)] \times \\ & \times \frac{1}{\sqrt{N}} \text{diag} [1 KK\Phi(N, 1) \dots KK\Phi(N, N-1)] = \\ & = \frac{1}{N} [1 A_1^2 A_2^2 \dots A_2^2 A_1^2]; \end{aligned} \quad (39)$$

$$\begin{aligned} [e'(t)] \times [e(t)]^{-1} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \text{diag} [0 KK\Phi'(N, 1) \dots \dots KK\Phi'(N, N-1)] \sqrt{N} \text{diag} [1 1/KK\Phi(N, 1) \dots \dots 1/KK\Phi(N, N-1)] = \\ &= \text{diag} [0 A_1 j\omega_0 e^{j\omega_0 t} A_2 j2\omega_0 e^{j2\omega_0 t} \dots \dots \bar{A}_2 (-j2\omega_0) e^{-j2\omega_0 t} \bar{A}_1 (-j\omega_0) e^{-j\omega_0 t}] \times \\ & \times \text{diag} [1 1/A_1 e^{j\omega_0 t} 1/A_2 e^{j2\omega_0 t} \dots \dots 1/\bar{A}_2 e^{-j2\omega_0 t} \times \\ & \times 1/\bar{A}_1 e^{-j\omega_0 t}] = \text{diag} [0 j\omega_0 j2\omega_0 \dots \dots -j2\omega_0 -j\omega_0]. \end{aligned} \quad (40)$$

Таким образом, согласно выражениям (39) и (40), при замене $KK\Phi$ их первыми гармониками можно получить стационарную непрерывную модель тракта, представленного на рис. 3, г. Соотношения (36) — (40) позволяют получать непрерывные стационарные модели циклически взаимодействующих многополюсников и ВП.

Пример. Построить импульсную и непрерывную модели трехфазного автономного инвертора тока, принципиальная схема которого представлена на рис. 4, а. Катушки индуктивности имеют индуктивность взаимной связи L_M . Алгоритм работы ключей определяется переключающими функциями q_a, q_b, q_c [2].

Для цепей постоянного и переменного токов справедливы уравнения

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{1}{L_d} E_1 + \frac{1}{L_d} E_0, \quad -\frac{R_d}{L_d} i_d, \quad (41)$$

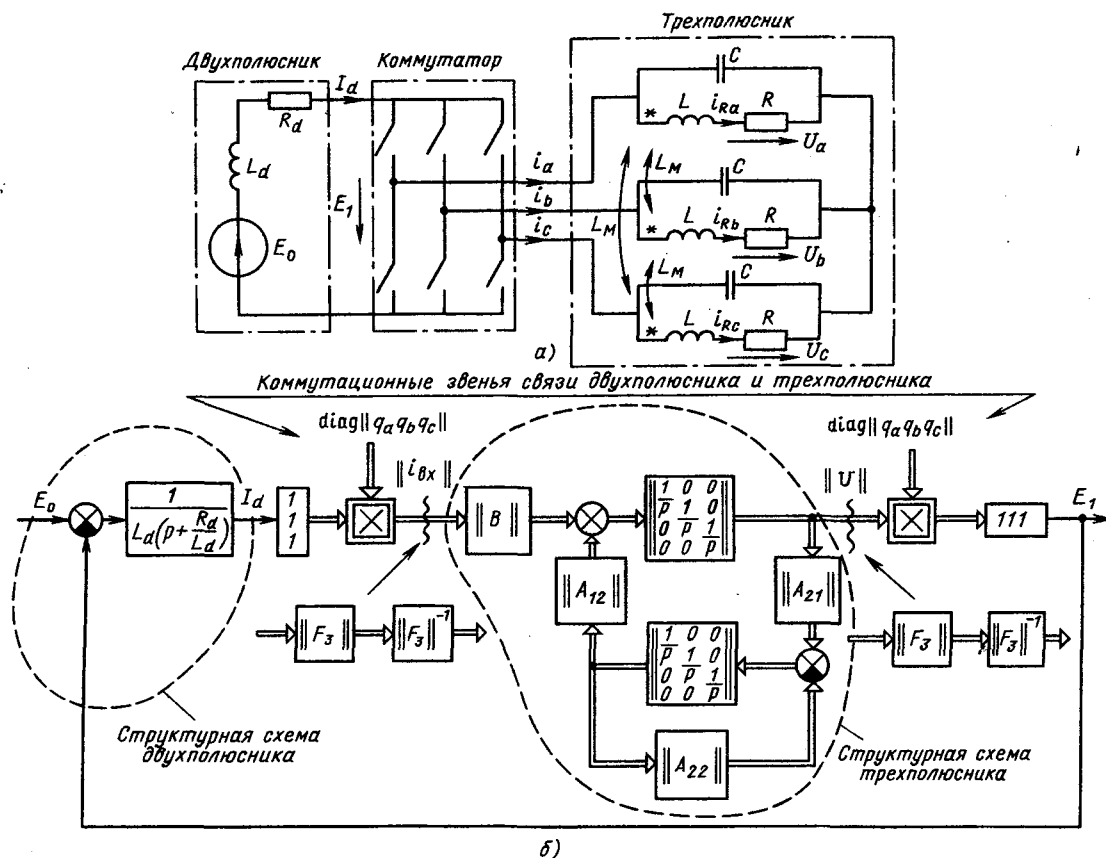


Рис. 4. Принципиальная схема трехфазного ВП (а) и матричная структурная схема ВП (б)

$$\begin{bmatrix} \frac{dU_a}{dt} \\ \frac{dU_b}{dt} \\ \frac{dU_c}{dt} \\ \frac{di_{Ra}}{dt} \\ \frac{di_{Rb}}{dt} \\ \frac{di_{Rc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{c} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{c} \\ L_0^{-1} & L_1^{-1} & L_1^{-1} & -RL_0^{-1} & -RL_1^{-1} & -RL_1^{-1} \\ L_1^{-1} & L_0^{-1} & L_1^{-1} & -RL_1^{-1} & -RL_0^{-1} & -RL_1^{-1} \\ L_1^{-1} & L_1^{-1} & L_0^{-1} & -RL_1^{-1} & -RL_1^{-1} & -RL_0^{-1} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ i_{Ra} \\ i_{Rb} \\ i_{Rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{c} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{c} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{c} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (42)$$

$$\text{где } L_0^{-1} = \frac{L+L_m}{(L-L_m)(L+2L_m)}; \quad L_1^{-1} = \frac{-L_m}{(L-L_m)(L+2L_m)}.$$

Разбив матрицы уравнения (42) на блоки, запишем его в более компактной форме:

$$\begin{bmatrix} \frac{dU}{dt} \\ \frac{di_R}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] & [A_{12}] \\ [A_{21}] & [A_{22}] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} [U] \\ [i_R] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [B] \\ [0] \end{bmatrix} \times [i_{bx}]. \quad (43)$$

Учитывая, что

$$[i_{bx}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_a & 0 & 0 \\ 0 & q_b & 0 \\ 0 & 0 & q_c \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \times i_d = \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix} \times i_d; \quad (44)$$

$$E_1 = [1 \ 1 \ 1] \times \begin{bmatrix} q_a & 0 & 0 \\ 0 & q_b & 0 \\ 0 & 0 & q_c \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = [q_a \ q_b \ q_c] \times \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix}. \quad (45)$$

Представим структурную схему ВП в виде рис. 4, б. В схеме рис. 4, б матричные звенья $[A_{21}]$ и $[A_{22}]$ являются циркулянтами. При обычном развернутом изображении структурной схемы рис. 4, б вследствие неравенства нулю внедиагональных элементов матриц $[A_{21}]$ и $[A_{22}]$ появляются перекрестные связи между каналами, соответствующими фазам a, b, c . Поэтому применение методик, разработанных ранее в [1—4], вызывает затруднения. На входе и выходе структурной схемы трехполюсника (см. рис. 4, б) введем взаимно-аннулирующие друг друга матрицы $[F_3]$ и $[F_3]^{-1}$. Объединим на входе матричные звенья $[F_3]$ и $[q_a q_b q_c]$, а на выходе — $[F_3]^{-1}$ и $[q_a q_b q_c]$. В результате, с учетом (18) и (20), получим

$$[F_3] \times \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} q_a + q_b + q_c \\ q_a + q_b e^{-j\frac{2\pi}{3}} + q_c e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ q_a + q_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + q_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{3} e^{-j\frac{\pi}{6}} e^{-j\frac{2\pi}{6}} \\ \sqrt{3} e^{j\frac{\pi}{6}} e^{j\frac{2\pi}{6}} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 0 \\ e^{-j\frac{\pi}{6}} \overline{KK\Phi(6, 1)} \\ e^{j\frac{\pi}{6}} KK\Phi(6, 1) \end{bmatrix} = \text{diag} [0 \ e^{-j\frac{\pi}{6}} \overline{KK\Phi(6, 1)} \times$$

$$\times e^{j\frac{\pi}{6}} KK\Phi(6, 1)] \times \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad (46)$$

$$[q_a q_b q_c] \times [F_3]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} [q_a q_b q_c] \times \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} q_a + q_b + q_c \\ q_a + q_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + q_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ q_a + q_b e^{-j\frac{2\pi}{3}} + q_c e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 0 \\ e^{j\frac{\pi}{6}} \overline{KK\Phi(6, 1)} \\ e^{-j\frac{\pi}{6}} \overline{KK\Phi(6, 1)} \end{bmatrix}^T =$$

$$= [1 \ 1 \ 1] \times \text{diag} [0 \ e^{j\frac{\pi}{6}} \overline{KK\Phi(6, 1)} \ e^{-j\frac{\pi}{6}} \overline{KK\Phi(6, 1)}]. \quad (47)$$

Перенесем матричное звено $[F_3]$ с выхода структурной схемы трехполюсника на его вход до совмещения со звеном $[F_3]^{-1}$, стоящим на входе структуры трехполюсника, в результате чего произойдет

нейтрализация этих звеньев. Перемещение звена $[F_3]$ не изменяет скалярные матричные звенья $[A_{12}]$, $[B]$, $\text{diag} \left[\frac{1}{p} \frac{1}{p} \frac{1}{p} \right]$. Циркулянтные матричные звенья $[A_{21}]$, $[A_{22}]$ подвергаются преобразованиям, которые могут быть найдены с учетом (28):

$$\begin{aligned}
 [F_3] \times [A_{21}] \times [F_3]^{-1} &= \text{diag} \left[(L_0^{-1} + 2L_1^{-1})(L_0^{-1} + \right. \\
 &\quad \left. + L_1^{-1}e^{-j\frac{2\pi}{3}} + L_1^{-1}e^{j\frac{2\pi}{3}})(L_0^{-1} + L_1^{-1}e^{j\frac{2\pi}{3}} + \right. \\
 &\quad \left. + L_1^{-1}e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \right] = \text{diag} \left[(L_0^{-1} + 2L_1^{-1})(L_0^{-1} - L_1^{-1}) \times \right. \\
 &\quad \left. \times (L_0^{-1} - L_1^{-1}) \right] = \text{diag} [L_{\text{эк}0}^{-1} L_{\text{эк}1}^{-1} L_{\text{эк}1}^{-1}], \\
 [F_3] \times [A_{22}] \times [F_3]^{-1} &= \text{diag} [-R/L_{\text{эк}0} - R/L_{\text{эк}1} - \\
 &\quad - R/L_{\text{эк}1}], \quad (48)
 \end{aligned}$$

где $L_{\text{эк}0}^{-1} = 1/(L + 2L_m)$, $L_{\text{эк}1}^{-1} = 1/(L - L_m)$.

Переменными трехполюсника с учетом соотношений (46) — (48) являются сигналы

$$\begin{aligned}
 [i_{\text{вх}}]_c &= [F_3] \times [i_{\text{вх}}], [U]_c = [F_3] \times [U], [i_R]_c = \\
 &= [F_3] \times [i_R]. \quad (49)
 \end{aligned}$$

Как видно из выражений (46) и (47), сигналы в трехполюснике передаются только по двум каналам, так как первые элементы матриц равны нулю. При перемещении выходного коммутационного звена через преобразованную матричную структуру трехполюсника до совмещения коммутационных звеньев происходит их нейтрализация, так как

$$\begin{aligned}
 &\text{diag} [e^{-j\frac{\pi}{6}} \overline{KK\Phi}(6, 1) e^{j\frac{\pi}{6}} KK\Phi(6, 1)] \times \\
 &\times \text{diag} [e^{j\frac{\pi}{6}} KK\Phi(6, 1) e^{-j\frac{\pi}{6}} \overline{KK\Phi}(6, 1)] = \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (50)
 \end{aligned}$$

При этом матричные интегрирующие звенья

$\text{diag} \left[\frac{1}{p} \frac{1}{p} \right]$ охватываются согласно (31) импульс-

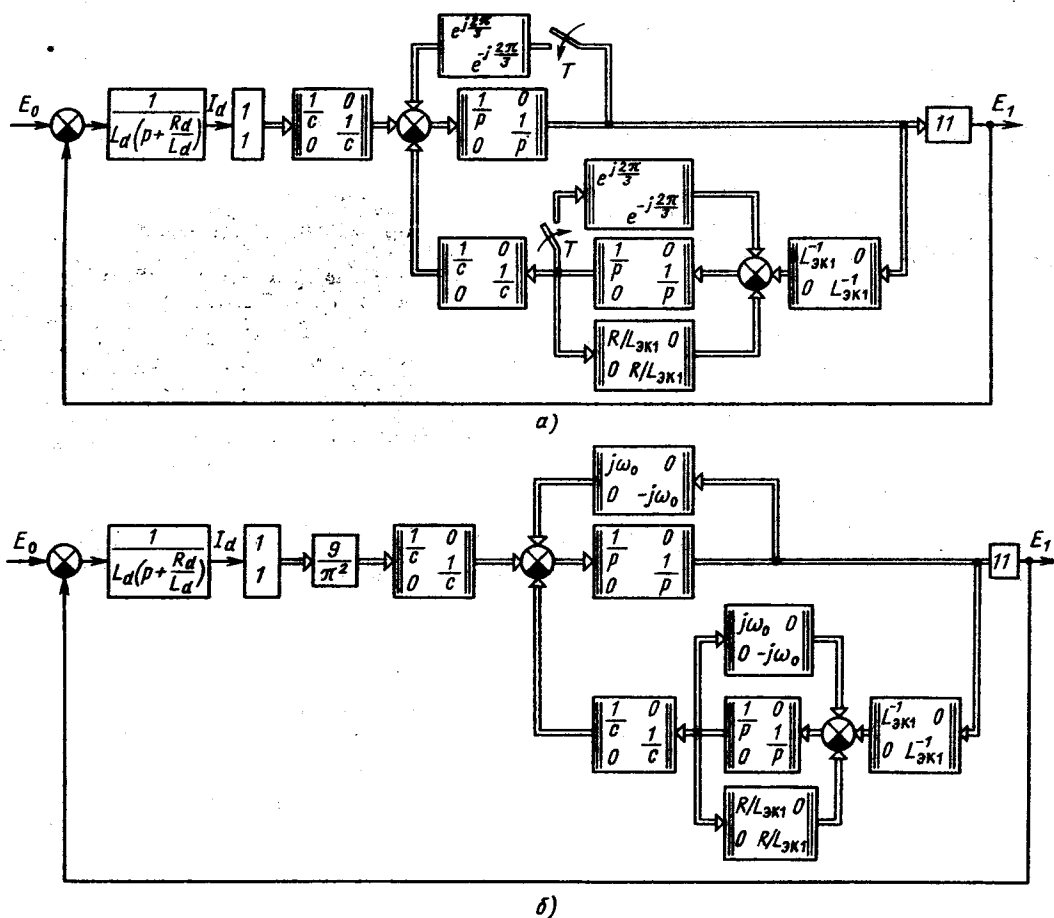


Рис. 5. Импульсная модель ВП (а) и непрерывная модель ВП (б)

ной обратной связью вида

$$\begin{aligned}
 [e'(t)] \times [e(t)]^{-1} &= \text{diag} [e^{j\frac{\pi}{6}} K K \Phi'(6, 1) e^{-j\frac{\pi}{6}} \times \\
 &\times \overline{K K \Phi'}(6, 1)] \text{diag} [e^{-j\frac{\pi}{6}} \overline{K K \Phi}(6, 1) e^{j\frac{\pi}{6}} K K \Phi(6, 1)] = \\
 &= \text{diag} [K K \Phi'(6, 1) \overline{K K \Phi}(6, 1) \overline{K K \Phi'}(6, 1) \times \\
 &\times K K \Phi(6, 1)] = \text{diag} [(e^{j\frac{2\pi}{6}} - 1)(e^{-j\frac{2\pi}{6}} - 1)] \times \\
 &\times \sum_{i=0}^{\infty} \delta(t - iT_-) = \text{diag} [e^{j\frac{2\pi}{3}} e^{-j\frac{2\pi}{3}}] \sum_{i=0}^{\infty} \delta(t - iT_-). \quad (51)
 \end{aligned}$$

Импульсная модель преобразователя представлена на рис. 5, а. Следует отметить, что моменты замыкания импульсных элементов в схеме рис. 5, а соответствуют моментам коммутации вентилей преобразователя и интервалы T могут быть переменными. Анализ схемы рис. 5, а можно проводить методом переменных состояния, разностных уравнений или z -преобразования [1—4]. Для перехода к непрерывной модели инвертора тока в коммутационных звеньях необходимо заменить $K K \Phi$ их первыми гармониками. В результате с учетом (35) получим:

$$\left. \begin{aligned}
 \text{diag} [e^{-j\frac{\pi}{6}} \overline{K K \Phi}(6, 1) e^{j\frac{\pi}{6}} K K \Phi(6, 1)] &\approx \\
 &\approx \frac{3}{\pi} \text{diag} [e^{-j\omega_0 t} e^{j\omega_0 t}]; \\
 \text{diag} [e^{j\frac{\pi}{6}} K K \Phi(6, 1) e^{-j\frac{\pi}{6}} \overline{K K \Phi}(6, 1)] &\approx \\
 &\approx \frac{3}{\pi} \text{diag} [e^{j\omega_0 t} e^{-j\omega_0 t}].
 \end{aligned} \right\} \quad (52)$$

При перемещении выходного коммутационного звена (52) через преобразованную структуру трехполюсника до совмещения коммутационных звеньев происходит их нейтрализация, так как

$$\begin{aligned}
 \frac{3}{\pi} \text{diag} [e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}] \times \frac{3}{\pi} \text{diag} [e^{-j\omega_0 t} e^{j\omega_0 t}] &= \\
 = \frac{9}{\pi^2} \text{diag} [1 \ 1]. \quad (53)
 \end{aligned}$$

Матричные интегральные звенья трехполюсника охватываются согласно (40) обратной связью вида $\text{diag} [j\omega_0 - j\omega_0]$. Непрерывная модель преобразователя представлена на рис. 5, б. Анализ

схемы рис. 5, б можно проводить любым из известных методов, применяемых для расчета линейных стационарных цепей и систем. Так, полагая в схеме рис. 5, б $p=0$, нетрудно получить установившееся значение тока:

$$I_d = \frac{E_0}{R_d + \frac{18}{\pi^2} R X_c^2 / [R^2 + (X_c - X_{\text{эк}})^2]}, \quad (54)$$

где $X_c = 1/\omega_0 C$, $X_{\text{эк}1} = \omega_0 L_{\text{эк}1}$.

Выводы. Матричные структурные схемы многофазных ВП и циклически взаимодействующих многополюсников позволяют в более компактной и обозримой форме представить систему в целом. Разработанные матричные преобразования в отличие от предложенных ранее методов позволяют учесть свойства симметрии и цикличности ВП и существенно упростить получаемые импульсные и непрерывные модели. Применение предлагаемой методики не является простым обобщением односвязных структурных схем ВП, так как возникает много новых свойств, присущих только многосвязным системам. К ним в первую очередь следует отнести инвариантность, автономное и перекрестное регулирование, эквивалентирование и др. [5]. Именно матричными методами непрерывной и импульсной моделей в [7] были обнаружены инвариантные свойства двухмостового трехфазного ведомого сетью инвертора тока. К настоящему времени с помощью предлагаемой методики получено еще несколько схем ВП с инвариантными свойствами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шипило В. П., Долбня В. Г., Зезюлькин Г. Г. Импульсная модель однофазного автономного инвертора. — Электричество, 1978, № 11.
2. Зезюлькин Г. Г. Метод анализа переходных процессов в трехфазном автономном инверторе. — ЭП. Преобразовательная техника, 1981, № 5.
3. Шипило В. П., Зезюлькин Г. Г. Комплексные коммутационные функции и их применение для исследования цепей с периодической ступенчатой модуляцией. — Электричество, 1982, № 12.
4. Шипило В. П., Зезюлькин Г. Г. Импульсная модель многофазного вентильного преобразователя. — Электричество, 1983, № 7.
5. Мееров М. В. Исследование и оптимизация многофазных систем управления. — М.: Наука, 1986.
6. Зезюлькин Г. Г., Игнатов В. Д., Чугуев Ю. М. Применение принципа инвариантности при проектировании схем вентильных преобразователей. — Тезисы докладов III Всесоюзного научно-технического совещания «Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей», ч. I.
7. Электромагнитные процессы в ведомом сетью комбинированном вентильном преобразователе / Б. М. Антонов, Г. Г. Зезюлькин, Ю. М. Чугуев, В. Д. Игнатов. — Электричество, 1989, № 3.
8. Дагман Э. Е., Кухарев Г. А. Быстрые дискретные ортогональные преобразования. — Новосибирск: Наука, 1983.
9. Хэник Н. Матричный анализ электрических машин. — М.: Энергия, 1967.
10. Зезюлькин Г. Г. Применение комплексных коммутационных функций для анализа преобразовательных схем с ключевыми элементами. — Электричество, 1988, № 8.

[02.08.90]

Формирование фронта импульса управления высоковольтным электронно-лучевым коммутатором большой мощности

ЛИПАТОВ В. С., доктор техн. наук

Для управления рядом электрофизических установок (инжекторов термоядерных реакторов, мощных приборов СВЧ, электронно-лучевых технологических установок и др.) требуется формирование высоковольтных (до 100 кВ и более), прямоугольных импульсов напряжения с большой длительностью (до единиц и более секунд) и крутыми фронтами (десятые доли микросекунд) [1].

В качестве модулирующих и защитных устройств указанных установок широкое применение находят высоковольтные коммутаторы на базе полностью управляемых вентилей (ЭЛВ), обладающих малой инерционностью и высоким к. п. д. [2]. Эффективность применения коммутирующих устройств на базе ЭЛВ в значительной степени определяется возможностью создания быстродействующих систем управления, сложность построения которых обусловлена большими значениями входных паразитных емкостей вентилях (до десятков тысяч пикофард) и большими мощностями управления (до десятков киловатт). Для форсированного перезаряда входной паразитной емкости вентиля с целью повышения быстродействия необходимо обеспечить большие зарядные токи, на два и более порядков превышающие номинальное значение.

Как показал анализ [3], наиболее перспективным для построения систем управления большой мощности является применение быстродействующих тиристорных ключей. В основу построения тиристорных систем управления (ТСУ) электрон-

но-лучевыми вентилями положено независимое формирование переднего и заднего фронтов импульса напряжения с помощью основного и шунтирующего ключей (ОК и ШК на рис. 1, а). Способы искусственной коммутации тиристорных ключей подробно рассмотрены в [3].

Необходимым элементом данных систем управления является токоограничивающее устройство, которое служит для ограничения тока источника питания $G1$ при включении шунтирующего ключа и при пробое промежутка управляющий электрод — катод вентиля.

В качестве токоограничивающего устройства используется цепь, состоящая из встречно включенного относительно источника $G1$ диода VD , зашунтированного цепью из последовательно соединенных источника напряжения $G3$ и дросселя L_0 . Ток уставки I_0 выбирается из условия $I_0 = (1,1 - 1,3)I_{y \max}$, где $I_{y \max}$ — максимальное амплитудное значение тока управления вентилем для установившегося режима работы. Схема замещения входной цепи ЭС вентиля представляет собой нелинейное сопротивление с односторонней проводимостью, зашунтированное входной паразитной емкостью C (рис. 1, а).

В рассматриваемых ТСУ формирование среза импульса напряжения на входе вентиля не представляет затруднений, так как перезаряд входной емкости C происходит при подключении низкоомной цепи, состоящей из диода VD , шунтирующего ключа ШК и источника $G2$.

Скорость же перезаряда емкости C при формировании переднего фронта ограничивается током I_0 . Этот недостаток исключается путем введения дополнительных форсирующих цепей. На процесс формирования переднего фронта импульса существенное влияние оказывает инерционность диода VD , связанная с протеканием через него обратного тока. С одной стороны, инерционность диода играет положительную роль при включении основного тиристора $VS1$, позволяя сформировать при определенных условиях крутой передний фронт импульса без применения или с меньшей установленной мощностью форсирующей цепи, но, с другой стороны, приводит к дополнительной нагрузке шунтирующей цепи при формировании среза импульса. С целью повышения к. п. д. вентиля при работе в длительном режиме [4] активное сопротивление цепи управления стремятся свести к минимальной величине. Поэтому, как правило, входные цепи мощных ЭЛВ обладают высокой добротностью и процесс формирования переднего фронта импульса носит колебательный характер, что при неправильном выборе параметров элементов может привести к большим перенапряжениям в схеме.

С учетом изложенного процесс оптимизации цепей управления ЭЛВ сводится к такому выбору

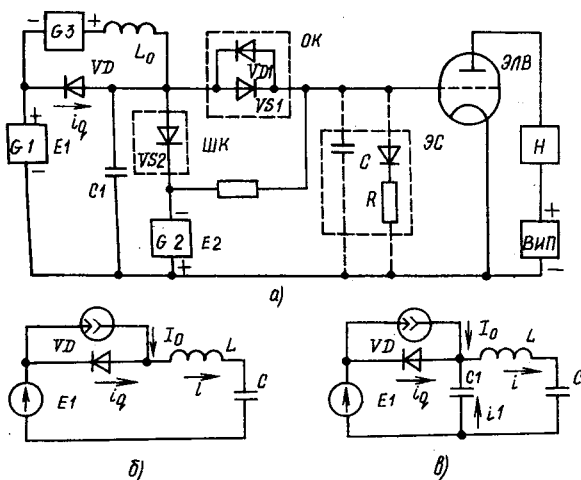


Рис. 1. Схема управления электронно-лучевым вентилем (а) и расчетные схемы цепи управления вентилем на стадии рассасывания неосновных носителей в базе диода VD при использовании диода: б — с плавным восстановлением обратного сопротивления; в — с резким его восстановлением:

G_1, G_2, G_3 — источники постоянного напряжения; ОК — основной тиристорный ключ; ШК — шунтирующий тиристорный ключ; ЭЛВ — электронно-лучевой вентиль; ЭС — эквивалентная схема входной цепи вентиля; H — нагрузки; ВИП — высоковольтный источник питания

их параметров и режимов работы, при которых обеспечивается минимальная длительность переднего фронта импульса при отсутствии или при нормированных значениях перенапряжения на входе вентиля.

В исходном состоянии тиристоры $VS1$ и $VS2$ закрыты и паразитная входная емкость C вентиля заряжена до отрицательного напряжения $E2$ источника смещения $G2$. Через диод VD протекает ток I_0 , определяемый источником $G3$ и активным сопротивлением дросселя L_0 . После включения тиристора $VS1$, когда начинается формирование переднего фронта импульса напряжения на входе вентиля, ток через диод начинает уменьшаться, а затем меняет направление.

Процесс включения диода VD состоит из двух стадий (фаз): стадии t_1 — рассасывания неосновных носителей в базе диода и стадии t_2 — восстановления обратного сопротивления диода. Соотношение длительностей указанных фаз переключения диода определяется электрофизическими свойствами и конструкцией диода (шириной базы, уровнем инжекции и др.).

В диодах с накоплением заряда отношение t_1/t_2 может достигать величины 30—50 [5]. Особенности протекания указанных стадий при выключении диода определяют процесс формирования переднего фронта импульса напряжения на входе вентиля.

В работе рассмотрены наиболее характерные режимы работы входной цепи вентиля с использованием диодов с плавным и резким восстановлением обратного сопротивления.

Схема замещения цепи управления вентилем на стадии рассасывания неосновных носителей в базе диода приведена на рис. 2, а. Скорость нарастания тока через включенный тиристор ограничивается паразитной индуктивностью цепи или дополнительно включаемой индуктивностью небольшой величины.

Активное сопротивление цепи ввиду его малого значения не учитывается. Исходя из особенностей прохождения тока в вентиле при работе на активно-емкостную нагрузку [6], его входное сопротивление R на стадии включения велико и им можно пренебречь. Временные диаграммы формирования переднего фронта импульса приведены на рис. 2. К моменту начала формирования переднего фронта ($t=0$) емкость C заряжена до напряжения — $E2$. Процесс формирования переднего фронта имеет колебательный характер.

Ток через диод VD на первой стадии его выключения изменяется в соответствии с выражением

$$i_d = i - I_0 = \frac{E_1 + E_2}{\sqrt{LC}} \sin \omega_0 t - I_0, \quad (1)$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.

Подставив значения тока диода в уравнение непрерывности, выраженное в зарядной форме [5],

$$\frac{dQ_p}{dt} = \frac{Q}{\tau} + i_d \quad (2)$$

и решив его, получим изменение зарядов в базе

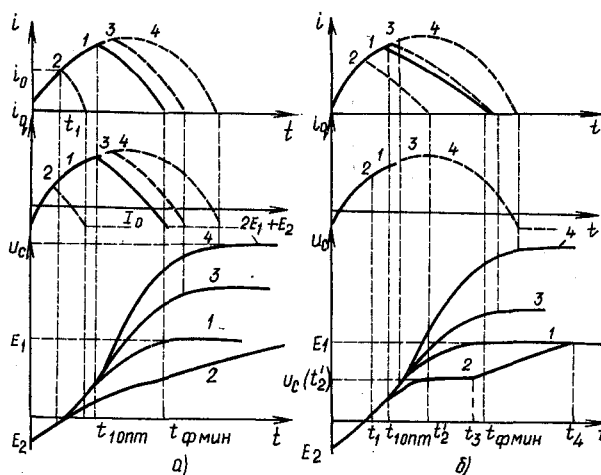


Рис. 2. Временные диаграммы формирования переднего фронта импульса напряжения на входе вентиля при использовании диода VD : а — с плавным восстановлением обратного сопротивления; б — с резким его восстановлением

диода от времени:

$$Q(t) = I_0 \tau - \frac{(E_1 + E_2) \tau}{\sqrt{LC}(1 + \omega_0^2 \tau^2)} (\sin \omega_0 t - \omega_0 \tau \cos \omega_0 t + \omega_0 \tau e^{-t/\tau}), \quad (3)$$

где τ — постоянная времени жизни неосновных носителей в базе диода.

Приравняв $Q(t)$ к нулю, получим связь в виде трансцендентного уравнения длительности t_1 фазы рассасывания неосновных носителей в базе диода с параметрами схемы и временем жизни τ :

$$\frac{K \omega_0 \tau}{1 + (\omega_0 \tau)^2} \left(\frac{\sin \omega_0 t_1}{\omega_0 \tau} - \cos \omega_0 t_1 + e^{-t_1/\tau} \right) = 1, \quad (4)$$

где $K = \frac{E_1 + E_2}{\rho_0 I_0}$ — обобщенный параметр схемы; $\rho_0 = \sqrt{L/C}$.

Из решения численным методом уравнения (4) определены зависимости нормированных величин $t_1^* = 2t_1 \omega_0 / \pi$ и $\tau^* = 2\tau \omega_0 / \pi$ для различных значений параметра K .

Обработка результатов численного счета при помощи метода наименьших квадратов позволила с точностью около 5 % описать полученные кривые уравнением регрессии вида

$$t_1^* = -0,148 + 0,09\sqrt{\tau^*} + 7,23/K + 0,0075\tau^* - 79,4/K^2 + 3,2\sqrt{\tau^*}/K. \quad (5)$$

Перезаряд конденсатора C описывается выражением

$$U_C = E_1 - (E_1 + E_2) \cos \omega_0 t. \quad (6)$$

Значения тока $i_0 = i_1(t_1)$ и напряжения $U_{C0} = U_C(t_1)$ являются начальными условиями для второй стадии формирования фронта импульса напряжения, характеризующейся восстановлением обратного сопротивления диода.

При использовании диода в колебательной цепи (рис. 1, б) расчет длительности второй стадии представляет определенные трудности,

связанные со сложным характером изменения тока. Эквивалентное замещение диода генератором тока при приложении обратного напряжения, как это принято для активной нагрузки [7], является, на наш взгляд, не совсем корректным. Математическую модель диода на стадии восстановления его обратного сопротивления для данного режима наиболее правильно было бы представить в виде динамического сопротивления, которое может быть аппроксимировано различными приближенными функциями, например, линейной, экспоненциальной и др. Однако, как показал анализ, решение полученного при этом уравнения цепи с переменными параметрами даже при ряде существенных упрощений получается весьма громоздким.

Поэтому на практике применительно к конкретным схемам и типам полупроводниковых приборов с учетом экспериментальных данных приходится изыскивать более простые способы аппроксимации переходных процессов.

В частности, для рассматриваемой системы управления ЭЛК (рис. 1, а) при использовании диффузионного лавинного диода VD типа СДЛ на основе обобщения экспериментальных данных оказалось целесообразным применить изложенный ниже простейший способ аппроксимации стадии восстановления обратного сопротивления диода. Сущность предлагаемой аппроксимации заключается в том, что характер спада тока в диоде и цепи нагрузки после окончания стадии рассасывания неосновных носителей до равновесного значения для любой начальной точки, определяемой из выражения $i_0 = I_m \sin \omega_0 t (I_m = (E_1 + E_2)/\rho)$, принимается также синусоидальным. При этом кривая спада тока симметрична относительно кривой тока на этапе его нарастания:

$$i = I_m \sin (2\omega_0 t_1 - \omega_0 t); \quad \omega_0 t_1 \leq \omega_0 t \leq 2\omega_0 t_2. \quad (7)$$

Временные диаграммы токов и напряжения на конденсаторе (входе ЭЛВ) приведены на рис. 2, а. Длительность t_2 второй стадии зависит от величины тока i_0 , что соответствует физической картине протекающего процесса: чем больше значение тока на начальной стадии восстановления обратного сопротивления, тем больше длительность этой стадии. Аналогично это имеет место и при экспоненциальном характере спада тока, принятым для активной нагрузки [7]:

$$i_d = i_0 e^{-t/\tau} - I_0.$$

Принятая аппроксимация учитывает также влияние на длительность t_2 параметров L и C внешней цепи. Наиболее справедлива данная аппроксимация для диодов, у которых значения t_1 и t_2 близки. Напряжение на конденсаторе при данной аппроксимации определяется как интеграл тока на этапах его нарастания и спада:

$$U_c = 2E_1 - 2(E_1 + E_2) \cos \omega_0 t_1 + E_2. \quad (8)$$

Оптимальный угол, при котором напряжение на конденсаторе будет равно напряжению источника питания, т. е. $U_c(t_2) = E_1$, а ток равен нулю, т. е. $i(t_2) = 0$, соответствует значению $\omega_0 t_{\text{опт}} = \pi/3$ (рис. 2, а, кривая 1). При этом длительность фронта импульса напряжения минимальна: $t_{\phi \min} =$

$= 2t_{\text{опт}}$ или в нормированном виде

$$t_{\phi \min}^* = 2t_{\phi \min} \omega_0 / \pi = 1,33. \quad (9)$$

Для принятой аппроксимации связь между параметрами диода и элементов исследуемой схемы получается в явной форме. Оптимальному значению $t_{\text{опт}}^*$ соответствует оптимальная величина времени жизни $\tau_{\text{опт}}^*$ при $K = \text{const}$ или оптимальное значение параметра K при $\tau^* = \text{const}$. Если $\omega_0 t_1 < \omega_0 t_{\text{опт}}$, то ток через конденсатор спадает до нуля при $U_c < E_1$. Дозаряд конденсатора в этом режиме осуществляется током I_0 . Это будет третий этап длительностью t_3 при формировании фронта импульса (рис. 2, а, кривая 2). Суммарная длительность фронта импульса для этого режима в интервале $0 \leq \omega_0 t_1 \leq \pi/3$

$$t_{\phi}^* = 2t_1 - \frac{2E_1}{\pi} [1 - 2(1 - E_2^*) \cos \omega_0 t_1 + E_2^*]. \quad (10)$$

Если угол $\omega_0 t_1 > \pi/3$, то напряжение на конденсаторе C увеличивается по отношению к напряжению источника (кривая 3), достигая максимального значения $2E_1 + E_2$ при $\omega_0 t_1 = \pi/2$ (кривая 4). Длительность фронта импульса $t_{\phi}^* = 2t_1^*$ соответственно также увеличивается. Режим работы при $\omega_0 t_1 = \pi/2$ определим как граничный, так как при дальнейшем увеличении $\omega_0 t_1$ характер формирования переднего фронта импульса не меняется, однако при формировании среза импульса загрузка шунтирующей цепи по току увеличивается. Этому углу соответствует $\tau = \tau_{\text{гр}}^*$.

Как видно из приведенных выше соотношений, характер формирования переднего фронта импульса определяется параметрами диода (τ), формирователя (L, C) и электрическими режимами работы (E_1, E_2, I_0).

На рис. 3 построены зависимости

$$t_{\phi}^* = F(\tau^*, K); \quad \tau_{\text{опт}}^* = F(K); \quad \tau_{\text{гр}}^* = F(K),$$

которые в интервале $0 \leq \omega_0 t_1 \leq \pi/3$ с высокой точностью могут быть аппроксимированы следующими кусочно-линейными функциями:

$$t_{\phi}^* = 0,64K - 2\tau^*; \quad \tau_{\text{опт}}^* = 0,32K - 0,4; \quad \tau_{\text{гр}}^* = 0,62K. \quad (11)$$

На рис. 4 приведены зависимости относительных амплитудных значений тока нагрузки $I_m^* = I_m/I_0$ и напряжения на входе вентиля $U_{\text{ст}}^* = U_{\text{ст}}/E_1$ для $K = 21$.

Результаты изложенного выше анализа позволяют сделать следующие выводы:

1. При длительности периода напряжения колебательного контура входной цепи вентиля, измеримой с временем жизни τ , длительность переднего фронта импульса сильно зависит от τ .

2. При заданных параметрах формирователя L, C, E_1, E_2, I_0 , связанных между собой введенным обобщенным параметром схемы $K = (E_1 + E_2/I_0)\sqrt{LC}$, существует оптимальное значение $\tau_{\text{опт}}^*$, при котором длительность фронта импульса минимальна. При этом каждому значению K соответствует определенная величина $\tau_{\text{опт}}^*$. При выполнении данного условия величина минимальной длительности фронта импульса не зависит от K и равна $t_{\phi \min}^* = \pi/3\omega_0$.

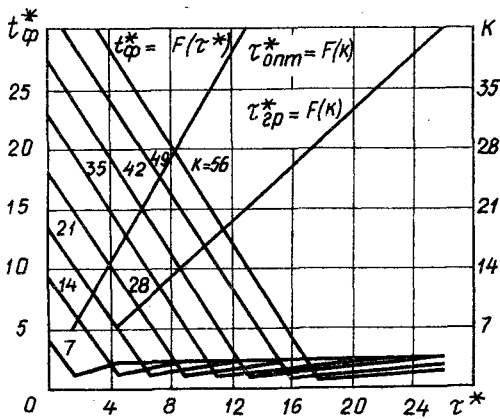


Рис. 3. Зависимости длительности переднего фронта t_{ϕ}^* импульса от t^* и $t_{\text{опт}}^*$ и $t_{\text{гр}}^*$ от K

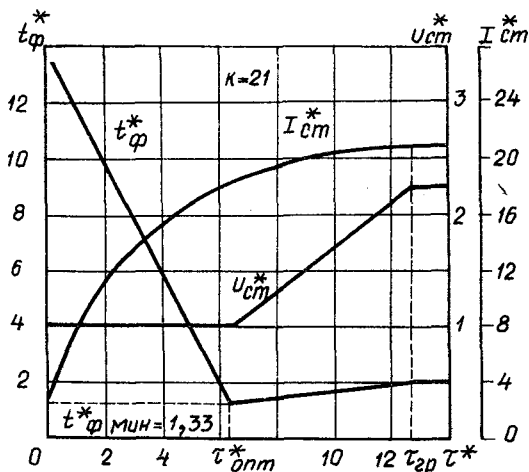


Рис. 4. Зависимости параметров импульса от t^* для $K=21$

3. Минимальная величина длительности переднего фронта импульса может быть обеспечена выбором типа диодов с определенным значением τ и компенсацией разброса диодов по τ путем изменения в определенных пределах величины прямого тока I_0 через диод.

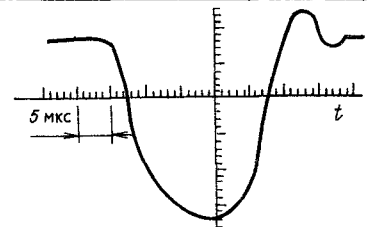
4. Формулы (11) связывают параметры системы управления и переходного процесса при формировании переднего фронта импульса напряжения на входе ЭЛВ.

Изложенный выше способ аппроксимации не претендует на высокую точность, но его простота и наглядность позволяют на начальном этапе исследований конкретного устройства управления выявить характерные зависимости между параметрами схемы и определить диапазоны их изменения, соответствующие принятому критерию оптимизации переходного процесса при формировании фронта импульса.

Качественная картина изменения тока через диод VD для данного режима характеризуется экспериментальной осциллограммой, приведенной на рис. 5.

Рассмотрим теперь процесс формирования фронта импульса напряжения при использовании диодов с резким восстановлением обратного сопротивления, у которых время восстановления

Рис. 5. Экспериментальная осциллограмма изменения тока через диод VD



обратного сопротивления значительно меньше времени рассасывания неосновных носителей. Резкий обрыв тока через диод в конце интервала рассасывания вследствие накопленной энергии в индуктивности колебательного контура может привести к значительным перенапряжениям на элементах схемы. Для исключения этого явления необходимо к аноду диода подключить дополнительный конденсатор $C1$. Эквивалентная схема замещения контура формирования переднего фронта импульса приведена на рис. 1, в. Анализ схемы для рассматриваемого режима работы сводится к исследованию зависимости величины емкости $C1$ от параметров схемы и диода. Условие оптимальности для данного режима также является получение минимальной длительности фронта при отсутствии перенапряжений на входе вентиля, т. е. $U_C(t_2) = E_1$, $i(t_2) = 0$. На первой стадии, когда происходит рассасывание неосновных носителей в базе диода, его сопротивление мало, напряжение на конденсаторе $C1$, равное $U_{C1} = E_1$, не меняется. Конденсатор $C1$ на этой стадии не влияет на переходный процесс, описываемый выражением (3). После быстрого запираания диода начинается вторая стадия формирования фронта импульса, описываемая уравнением

$$\frac{1}{C_1} \int_0^t i_1 dt + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i dt = 0, \quad i = i_1 + I_0. \quad (12)$$

Для упрощения записи принято начало отсчета второй стадии при $t=0$.

Начальные условия для решения (12):

$$\left. \begin{aligned} i_0 &= i(t_1) = \frac{E_1 + E_2}{\sqrt{LC}} \sin \omega_0 t_1; \\ U_{C0} &= U_C(t_1) = E_1 - (E_1 + E_2) \cos \omega_0 t_1; \\ U_{C1}(t_1) &= E_1. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Из решения (12) получим

$$i = \frac{I_0}{1 + C/C_1} (1 - \cos \omega t) + i_0 \cos \omega t + \frac{E_1 - U_{C0}}{\rho} \sin \omega t, \quad (14)$$

$$U_C = \frac{I_0(\omega t - \sin \omega t)}{\omega_0(C_1 + C)} + \frac{i_0 \sin \omega t}{\omega C} + U_{C0} \left(\frac{C/C_1 + \cos \omega t}{1 + C/C_1} \right) + E_1 \frac{1 - \cos \omega t}{1 + C/C_1}, \quad (15)$$

где $\rho = \sqrt{L/C + L/C_1}$; $\omega = \sqrt{1/LC + 1/LC_1}$.

Используя принятые условия оптимальности переходного процесса $U_C(t_2) = E_1$ и $i(t_2) = 0$, из (14) и (15) с учетом выражений (13) получаем следующую систему трансцендентных уравнений, определяющих связь между параметрами схемы и длительностями интервалов коммутации:

$$\frac{1 - \cos \omega t_2}{1 + C/C_1} + K \sin \omega_0 t_1 \cos \omega t_2 + \frac{K \cos \omega_0 t_1 \sin \omega_0 t_2}{\sqrt{1 + C/C_1}} = 0; \quad (16)$$

$$\frac{\omega t_2 - \sin \omega t_2}{\sqrt{(1 + C/C_1)^2 + C/C_1 + C_1/C + 2}} + \frac{K \sin \omega_0 t_1 \sin \omega t_2}{\sqrt{1 + C/C_1}} - \frac{K \cos \omega_0 t_1 (C/C_1 + \cos \omega t_2)}{1 + C/C_1} = 0. \quad (17)$$

На рис. 2, б приведены временные диаграммы токов и напряжения при формировании фронта импульса напряжения. Максимальные значения токов i и i_d для всех режимов, показанных на рис. 2, соответствуют моменту t_1 окончания первой стадии формирования фронта импульса напряжения. Кривые 1—4 соответствуют следующим режимам: кривая 1 — оптимальному режиму, который характеризуется уравнениями (16) и (17); кривая 2 — $t_1 = t_{1\text{опт}}$, кривая 3 — $t_{1\text{опт}} < t_1 < \pi/\omega$; кривая 4 — $\omega_0 t_1 = \pi$. Кривые 1, 3, 4 состоят из двух участков, соответствующих двум стадиям формирования переднего фронта, а кривая 2 — из четырех участков, а именно: 0— t_1 — обратная проводимость диода; t_1 — t_2 — колебательный процесс в цепи конденсатора C_1 ; t_2 — t_3 — этап заряда конденсатора C_1 током I_0 до напряжения $U_d(t_2)$ конденсатора C ; t_3 — t_4 — этап одновременного заряда конденсаторов C_1 и C до напряжения E_1 .

Совместное решение уравнений (4), (16) и (17) позволяет определить значение емкости конденсатора C_1 в зависимости от времени жизни τ в диоде и обобщенного параметра K . Численное решение данных уравнений на ЭВМ в широком диапазоне изменений параметров ($\gamma = \omega_0 \tau = 0 \div 80$, $K = 0 \div 80$) с шагом, равным пяти, позволило получить большой массив данных, определяющих зависимость $C_1^* = C_1/C = F(\tau^*, K)$ и $t_{\text{фр}}^* = F(\tau^*, K)$. Результаты численного счета с помощью метода наименьших квадратов были ис-

пользованы для составления уравнения в виде полинома второго порядка:

$$C_1^* = 0,35 + 3,41K - 15,7\tau^* - 0,043K^2 + 0,283\tau^{*2} + 0,154K\tau^* \cdot 10^{-2}. \quad (18)$$

Уравнение (18) соответствует рабочим диапазонам изменения K ($10 \div 80$) и τ^* ($1 \div 12$). При этом погрешность при определении C_1^* не превышает 3 %. На рис. 6 приведены зависимости длительности переднего фронта импульса $t_{\text{ф}}^*$ и ее составляющих t_1^* и t_2^* от τ^* , соответствующих первой и второй стадиям его формирования.

Результаты анализа режима работы формирователя с резким восстановлением обратного сопротивления диода показывают:

1. Значение емкости конденсатора C_1 монотонно уменьшается с увеличением времени жизни τ^* при $K = \text{const}$ и при уменьшении параметра K (увеличении I_0) при $\tau^* = \text{const}$.

2. Максимальное значение емкости C_1 для оптимального переходного процесса равно входной емкости вентиля ($C_{1\text{max}} = C$) и соответствует режиму $\tau^* \rightarrow 0$; $K \rightarrow \infty$. Предельно минимальное значение емкости конденсатора $C_{1\text{min}}$ практически не зависит от $\gamma(\tau^*)$ и составляет $(0,22 \div 0,25)C$.

3. Для каждого значения K существуют предельные значения угла γ и времени жизни τ^* , при которых возможно решение системы уравнений (16) и (17).

2. Угол $\beta = \omega t_2$ уменьшается с увеличением угла $\omega_0 t_1$. Однако длительность переднего фронта $t_{\text{ф}}$ импульса при увеличении $\omega_0 t_1$ и уменьшении C_1 для $K = \text{const}$ практически остается постоянной, незначительно уменьшаясь при увеличении $\omega_0 t_1$.

5. С увеличением K длительность фронта $t_{\text{ф}}$ увеличивается.

6. Уравнение регрессии (18) определяет связь между параметрами системы управления при оптимальном переходном процессе формирования переднего фронта импульса управления.

Таким образом результаты изложенных выше исследований позволяют обеспечить оптимальное формирование переднего фронта импульса управления высоковольтным электронно-лучевым коммутатором большой мощности при использовании полупроводниковых систем управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Владимир А. Н., Семашко Н. Н. Системы электрического питания инженеров термоядерных установок. — Атомная техника за рубежом, 1979, № 6.
2. Перспективы применения электронно-лучевых вентиля / В. И. Переводчиков, В. Е. Зеленов, В. С. Липатов, И. Г. Хомский. — Электротехника, 1980, № 6.
3. Липатов В. С., Старшинов Н. Н. Тиристорные системы управления высоковольтными электронными коммутаторами. — Электротехника, 1982, № 9.
4. Липатов В. С. Оптимизация стационарных режимов работы высоковольтных электронных приборов большой мощности. — Электротехника, № 1983, № 4.
5. Носов Ю. Р. Полупроводниковые приборы с накопителем заряда и их применение. — М.: Советское радио, 1966.
6. Переводчиков В. Н., Нагучев О. Ю. Рекуперация энергии при торможении электронного потока на аноде как средство повышения мощности и эффективности электронных коммутирующих приборов. — Радиотехника и электроника, 1981, № 12.
7. Челноков В. Е., Евсеев Ю. А. Физические основы работы мощных полупроводниковых приборов. — М.: Энергия, 1973.

[10.09.90]

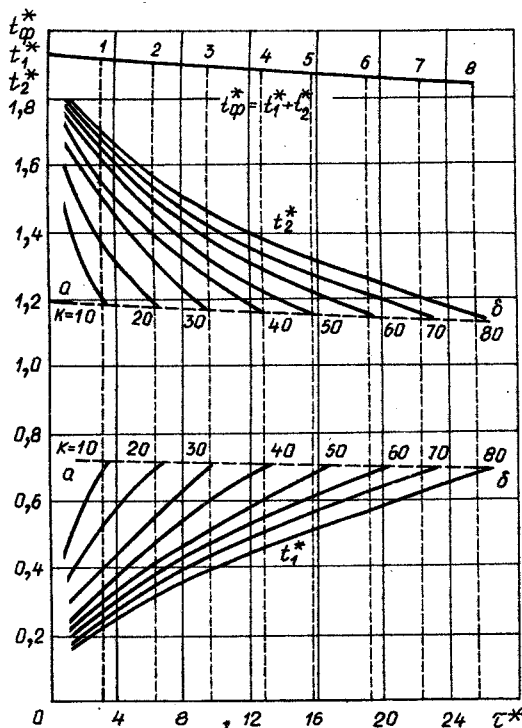


Рис. 6. Зависимости длительности фронта $t_{\text{ф}}^*$ и ее составляющих t_1^* и t_2^* от τ^* и K

Оптимизация размещения распределительных устройств в автономных электроэнергетических системах

КРИВЕНЦЕВ В. И., ДРОЗДОВ В. В.

Расширение состава оборудования транспортных средств (ТС), разработка многофункциональных комплексов, рост экономических и эксплуатационных требований выдвинули перед разработчиками автономных электроэнергетических систем (АвЭС) ряд требований, среди которых можно выделить снижение стоимости разработки и расходов, связанных с эксплуатацией. Эффективным способом улучшения технико-экономических и эксплуатационных характеристик электроэнергетических систем является математическое моделирование и оптимизация АвЭС на основе критерия, учитывающего показатели эффективности электрооборудования.

В [1] предложен частный алгоритм оптимального размещения распределительных устройств (РУ) для электрической сети с двумя перемещаемыми элементами. В качестве критерия принята конструктивная масса сети. Однако этот критерий не учитывает ряд важных показателей, таких как масса топлива, расходуемого на компенсацию потерь энергии, надежность и стоимость оборудования, эксплуатационные расходы и др., что может привести к ошибочным результатам при определении параметров сети. В этом смысле более совершенным является технико-экономический критерий в виде издержек на эксплуатацию электрооборудования.

Настоящая статья посвящена разработке формализованного метода и алгоритма оптимального размещения распределительных устройств в АвЭС на основе технико-экономического критерия с учетом существующих конструктивно-технологических и эксплуатационных ограничений.

Предлагаемый критерий оценивается по сумме удельных составляющих, отнесенных на один час эксплуатации ТС:

$$I_0 = (I'_0 + I''_0 + I'''_0)T, \quad (1)$$

где I'_0 — удельные издержки на час эксплуатации электрооборудования, руб/ч; I''_0 — удельные издержки на транспортировку массы топлива, расходуемого на производство электрической энергии, руб/ч; I'''_0 — удельные издержки на топливо, расходуемое на производство полезной энергии и на нагрев электрооборудования, руб/ч; T — среднегодовая наработка ТС за период его продолжительной устойчивой эксплуатации, ч/год.

При оценке электрической распределительной сети (РС) вторая и третья составляющие в выражении (1) не учитываются, так как в этом случае не происходит изменения места и способа отбора энергии по сравнению с базовым вариантом. Первая составляющая определяется в соответствии с выражением

$$I'_0 = I'_{01} + I'_{02} + I'_{03} + I'_{04} + I'_{05} = \frac{\Delta_{кт}\Delta_t}{\Delta_k} E_{к.р} \frac{K}{T} + k_3 M_n V_p \alpha + C_{т.о} T_{т.о} + C_{р.о} T_{р.о} + C_{пр} T_{пр} \lambda_{пр} \quad (2)$$

и учитывает удельные издержки на капитальный ремонт I'_{01} , на транспортировку полной массы (массы конструк-

ции и монтажных элементов) I'_{02} , на техническое обслуживание I'_{03} и ремонт электрооборудования I'_{04} , на вынужденный простой ТС вследствие отказов I'_{05} . В выражении (2) $\Delta_{кт}$, Δ_t и Δ_k — поправочные коэффициенты, учитывающие изменение в процессе эксплуатации парка ТС, среднегодовой наработки и стоимости установленного оборудования в разные моменты времени его производства; $E_{к.р}$ — доля отчислений от стоимости электрооборудования на капитальный ремонт (0,06—0,08); K — средняя стоимость электрооборудования, руб.; k_3 — коэффициент загрузки ТС; M_n — полная масса электрооборудования, кг; V_p — рейсовая скорость ТС, км/ч; α — себестоимость перевозки груза, руб/(кг·км); $C_{т.о}$, $C_{р.о}$ — стоимость одного человеко-часа трудозатрат на техническое обслуживание и ремонт электрооборудования, руб/чел. ч; $T_{т.о}$, $T_{р.о}$ — удельная трудоемкость технического обслуживания и ремонта электрооборудования, отнесенные к часу эксплуатации ТС, чел. ч/год; $C_{пр}$ — стоимость одного часа вынужденного простоя ТС из-за отказа оцениваемого оборудования, руб/ч; $\lambda_{пр}$ — интенсивность отказов электрооборудования, 1/ч; $T_{пр}$ — средняя продолжительность простоя ТС из-за отказа электрооборудования, ч.

Введение в выражение (2) поправочных коэффициентов $\Delta_{кт}$, Δ_t и Δ_k позволяет учесть изменение во времени эксплуатационных и экономических показателей, а также факторы несовпадения начала серийного производства оборудования с началом его эксплуатации на данном ТС.

Задача оптимального размещения РУ формулируется следующим образом:

из множества вариантов размещения следует выбрать такой вариант, при котором будет обеспечиваться минимум издержек на эксплуатацию сети и будут выполняться ограничения на ее параметры.

Ограничения задаются в виде: допустимых потерь напряжения

$$||\Delta U_d|| \leq ||\Delta U_{дон}||;$$

минимально-допустимых сечений проводов на участках сети из условий защиты провода от токов короткого замыкания, экономически выгодных плотностей токов, условий нагрева проводов, их механической прочности и др., т. е.

$$||S_d|| \geq ||S_{dmin}||.$$

Кроме перечисленных требований учитываются дискретность стандартного ряда сечений проводов, конструктивно-технологические и эксплуатационные требования, а также требования к размещению РУ.

Вследствие того, что значения допустимых потерь напряжения являются заданными, изменение длин участков сети может привести к изменению их сечений. Поэтому в рассматриваемой задаче неизвестными являются непрерывные значения координат размещения РУ $||L||$ и дискретные сечения проводов $||S_d||$. Длины участков определяются путем составления соответ-

вующих уравнений связи между ними и координатами размещения РУ [1].

Выражение для издержек на эксплуатацию электрической сети может быть записано в виде [2]:

$$I_0[f(L), S_d] = \sum_{i \in \Omega_s} \left[K_1 + K_2 S_{di} + K_3 \frac{l_i^2}{\gamma_i S_{di} (n_{ni} - \xi_i)^2} \right] \times m_i n_{ni}, \quad (3)$$

где K_1 , K_2 и K_3 — технико-экономические коэффициенты; I — величина токовой нагрузки, А; γ — проводимость токоведущего материала провода, м/(Ом·мм²); l — длина участка, м; m — число фаз; n_{ni} — число параллельных каналов на участке в нормальном режиме работы; ξ — число отключаемых каналов в аварийном режиме; Ω_s — множество проводов сети.

В связи с ограничением объема статьи мы не можем привести методику расчета технико-экономических показателей, которая подробно описана в [2]. Однако необходимо отметить, что коэффициент K_1 выражает зависимость издержек на эксплуатацию электрической сети от ее стоимости и конструктивной массы, а также стоимости трудозатрат на техническое обслуживание и ремонт для различных значений длины проводов.

Коэффициент K_2 выражает зависимость издержек от тех же показателей, но для различных значений длины и сечения. Коэффициент K_3 характеризует величину издержек на транспортировку массы топлива, необходимого для компенсации потерь энергии в течение времени функционирования ТС, и величину ущерба от вынужденного простоя из-за отказов электрической сети для различных значений потерь мощности на ее участках.

Из сказанного вытекает математическая постановка задачи оптимального размещения РУ в АвЭС:

определить непрерывные значения координат размещения $\|L\|$ и дискретные сечения проводов $\|S_d\|$ в области, заданной ограничениями

$$\|q[f(L), S_d]\| \leq \| \Delta U_{доп} \|; \quad (4)$$

$$\|S_d\| \geq \|S_{dmin}\|; \quad (5)$$

$$\|L_{min}\| \leq \|L\| \leq \|L_{max}\|, \quad (6)$$

обеспечивающие минимум издержек на эксплуатацию проводов электрической распределительной сети

$$\min I_0[f(L), S_d], \quad (7)$$

где L_{min} и L_{max} — минимально и максимально возможные значения координат размещения РУ.

Вид целевой функции (7) и системы ограничений (4)–(6) показывает, что задача относится к классу задач сепарабельного дискретного программирования, особенностью которых является наличие большого числа переменных и ограничений вследствие большого числа участков сети. Для ее решения принято допущение о непрерывности стандартного ряда сечений проводов, а в уравнениях (4) неравенства заменены равенствами; после перехода от сечений к удельным (на единицу длины провода) потерям напряжения $\|P\|$ получим систему уравнений, описывающую положение стационарной точки целевой функции (7). Эта система представляет собой необходимые условия существования минимума, суть которых заключается в равенстве нулю частных производных функций Лагранжа [3]:

$$\left\| \frac{\partial \Phi}{\partial L} \right\| = \|0\| \text{ и } \left\| \frac{\partial \Phi}{\partial P} \right\| = \|0\|. \quad (8)$$

где

$$\Phi(L_1, \dots, L_k; P_1, \dots, P_N; \lambda_1, \dots, \lambda_{KC}) = I_0[f(L), P] +$$

$$+ \sum_{j=1}^{KC} \lambda_j q_j(L_1, \dots, L_k; P_1, \dots, P_N); \quad (9)$$

λ_j — множители Лагранжа; $q_j(L_1, \dots, L_k; P_1, \dots, P_N)$ — ограничения по допустимым потерям напряжения $KC = N + R$ — число степеней свободы задачи; R — количество искоемых переменных, соответствующее числу переменных РУ.

Достаточным условием существования минимума является положительная определенность матрицы Гессе, составленной из вторых частных производных от целевой функции по искомым переменным. Это требование выполняется в силу того, что рассматриваемая задача относится к классу задач сепарабельного программирования, для которых характерно использование линейных ограничений и выпуклой целевой функции. Выпуклость целевой функции является достаточным признаком одноэкстремальности рассматриваемой задачи [3].

Рассмотрим пример определения минимума издержек на эксплуатацию электрической сети, схема которой представлена на рис. 1. Целевая функция для этой сети имеет вид:

$$I_0 = \sum_{i=1}^{v+1} (a_i + b_i P^{-1} + d_i P_i) l_i; \quad (10)$$

$$\left. \begin{aligned} P_1 l_1 + P_3 l_3 &= \Delta U_{доп 3}; \\ P_1 l_1 + P_k l_k &= \Delta U_{доп k}; \\ P_2 l_2 + P_v l_v &= \Delta U_{доп v}; \\ P_{v+1} l_{v+1} &= \Delta U_{доп v+1}, \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

где $a_i = K_1 m_i n_{ni}$; $b_i = K_2 \frac{l_i \cos \varphi_i}{\gamma (n_{ni} - \xi_i)} m_i n_{ni}$; $d_i = K_3 l_i \cos \varphi_i \times (n_{ni} - \xi_i) m_i n_{ni}$.

Длина проводов РС определяется из уравнений связи:

$$\left. \begin{aligned} l_1 &= L_1; \quad l_2 = |L_1 - L_2|; \quad l_3, \dots, l_k = \text{const}; \\ l_{k+1} &= |Z_k - L_2|; \quad \dots; \quad l_v = |Z_v - L_2|; \\ l_{v+1} &= l_{v+1}^0 + |L_1 - L_1^0|, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где Z — координата размещения приемника; l_{v+1}^0 — начальная длина $(v+1)$ -го участка провода; L_1^0 — начальная координата размещения центрального РУ (ЦРУ); L_1, L_2 — текущие значения координат размещения ЦРУ и РУ2.

Подставив в функцию (9) значения из (10), (11), (12) и проведя необходимые преобразования, получим систему уравнений оптимального состояния сети:

$$\left. \begin{aligned} & \left(a_1 + 2 \frac{b_1}{P_1} \right) - \left(a_2 + 2 \frac{b_2}{P_2} \right) \text{sign}(L_2, L_1) + \\ & + \left(a_{v+1} + 2 \frac{b_{v+1}}{P_{v+1}} \right) \text{sign}(L_1, L_1^0) = 0; \\ & \left(a_2 + 2 \frac{b_2}{P_2} \right) \text{sign}(L_2, L_1) - \sum_{i=k+1}^v \left(a_i + 2 \frac{b_i}{P_i} \right) \times \\ & \times \text{sign}(L_2, L_1) = 0; \\ & \left(-\frac{b_1}{P_1^2} + d_1 \right) + \sum_{i=3}^k \left(\frac{b_i}{P_i^2} - d_i \right) = 0; \\ & \left(-\frac{b_2}{P_2^2} + d_2 \right) + \sum_{i=k+1}^v \left(\frac{b_i}{P_i^2} - d_i \right) = 0. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

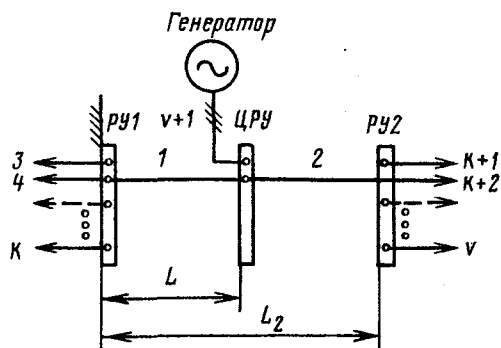


Рис. 1

Для решения системы (13) применен метод Ньютона—Рафсона, который обеспечивает нелинейную скорость сходимости процесса вычислений и эффективен в «овражных» ситуациях. Значение матрицы координат РУ на каждой итерации определяется по формуле:

$$\|L^{k+1}\| = \|L^k\| - t^{k+1} \|I_0'(L^k)^{-1}\| \cdot \|I_0(L^k)\|,$$

где t^{k+1} — корректирующий множитель на $(k+1)$ -й итерации; $\|I_0(L^k)\|$ — матрица первых частных производных по L на k -й итерации; $\|I_0'(L^k)\|$ — матрица вторых частных производных (матрица Гессе) по L на k -й итерации.

Размерность матрицы Гессе квадратично зависит от числа степеней свободы КС. Объем оперативной памяти ЭВМ, используемый при расчетах, прямо пропорционален размерности матрицы Гессе, поэтому проведено условное разделение задачи на две подзадачи: определение значений оптимальных координат размещения РУ и определение значений оптимальных сечений проводов РС. Совместное решение подзадач осуществляется с помощью метода поординатного спуска таким образом, чтобы на каждом приближении к решению первой подзадачи получать решение второй подзадачи.

Вид уравнений связи (12) показывает, что целевая функция может иметь точки разрыва, которые появляются при равенстве двух координат, определяющих длину одного участка (например, L_1 и L_2 в уравнениях для l_2). Этот случай соответствует размещению в одной точке пространства двух РУ или РУ и приемника электроэнергии и не имеет физического смысла. Однако в процессе решения системы нелинейных уравнений (13) указанная ситуация может иметь место. В связи с этим возникает задача негладкой оптимизации, для решения которой разработаны специальные способы сглаживания, позволяющие применить методы минимизации гладких функций. При этом могут возникнуть две трудности: определения аналога градиента в тех точках, где он не существует, и построения новых способов выбора направления спуска и регулирования шага. Следует отметить, что функция (10) относится к классу почти дифференцируемых функций, которые могут рассматриваться как расширение класса непрерывных и кусочно-непрерывных дифференцируемых функций, удовлетворяющих локальному условию Липшица [4].

Первая трудность преодолевается путем доопределения градиента в точках, где он не существует. В результате получаем градиентные множества, которые для удобства использования аппарата выпуклого анализа расширяются с помощью применения операции выпуклого замыкания. Поиск направления спуска строится на основе информации о значениях субградиен-

тов, взятых в точках, лежащих в некоторой окрестности данной точки.

Регулировка шага в методе обобщенного градиентного спуска имеет свои особенности, которые часто приводят к необходимости отказа от требований монотонности спуска. Однако, как показывают многочисленные расчеты электрических сетей, для функций вида (10) регулировка шага t^{k+1} может быть проведена в соответствии с простой зависимостью:

$t^{k+1} = 1$, если $I_0(L^{k+1}) < I_0(L^k)$; $t^{k+1} = 0,5t^k$, если $I_0(L^k)$ не существует.

После определения оптимальных непрерывных потерь напряжения осуществляется переход к дискретным значениям сечений проводов РС с использованием метода сокращенного перебора в окрестности точки минимума [5]. В результате расчетные потери напряжения на участках сети от точки регулирования до клемм приемников принимают значения ниже допустимых. Поэтому с целью повышения эффекта оптимизации проводится корректировка координат размещения РУ при фиксированных дискретных сечениях проводов. При этом целевая функция и система ограничений по допустимым потерям напряжения приводится к линейному виду:

$$I_0[f(L)] = A_1 L_1 + A_2 L_2;$$

$$P_{d1} L_1 + P_{d3} L_3 \leq \Delta U_{\text{доп}3};$$

$$P_{d1} L_1 + P_{d4} L_4 \leq \Delta U'_{\text{доп}k};$$

$$P_{dv} L_1 + P_{d2} L_2 \leq \Delta U'_{\text{доп}v};$$

$$L_1 \geq 0; L_2 \geq 0,$$

где $L_2 = L_2 + A_2/C$; A_1, A_2, C — постоянные коэффициенты.

Для решения задачи линейного программирования применен модифицированный симплексный метод с мультипликативной формой обратной матрицы, который имеет ряд преимуществ вычислительного аспекта.

На основе изложенных методов разработан алгоритм оптимального размещения РУ в АвЭС, который реализован в виде комплекса программ расчета РС для ЭВМ серии ЕС и мини-ЭВМ. Алгоритм и комплекс программ внедрены на ряде предприятий и используются при разработке систем распределения электроэнергии АвЭС.

Оценку точности алгоритма проведем на примере оптимизации размещения РУ1 и РУ2 схемы, изображенной на рис. 1. С этой целью выполнены следующие расчеты:

- с применением алгоритма оптимизации;
- с применением алгоритма и дополнительной корректировкой координат размещения РУ;
- оптимизация с перебором параметров S_d и L .

Исходные данные в первом и третьем вариантах приведены в [1]. Для линейной оптимизации исходными данными являются результаты расчетов, выполненных в первом варианте. Эталонным будем считать третий вариант, так как он содержит результаты полного перебора значений неизвестных параметров S_d и S . Перебор значений L производился с шагом 1 м в интервале от 5 до 45 м. При этом для каждого сочетания координат размещения определялся оптимальный набор сечений из множества входящих в стандартный ряд сечений проводов.

При расчетах в первом и третьем вариантах масса составила соответственно 3,85 и 3,51 кг. Различия в результатах — около 9 %.

Для оценки эффективности метода линейной оптимизации проведены расчеты схемы РС, изображенной на рис. 1, при тех же исходных данных. В результате

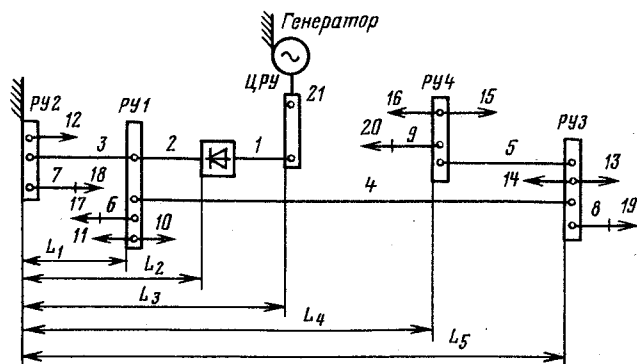


Рис. 2

Таблица 1

Вариант расчета	Сечение на участках сети 1—7, мм ²							Координаты, м		Масса, кг
	1	2	3	4	5	6	7			
1	6	4	4	2,5	0,75	1,5	4	17,01	33,19	3,85
2	6	4	4	2,5	0,75	1,5	4	20	30,58	3,76
3	6	2,5	4	2,5	0,5	1,5	2,5	20	42	3,51

масса оптимальной сети составила 3,76 кг. Таким образом, получен дополнительный эффект — 2,5 % от массы сети, рассчитанной в первом варианте. Различия в результатах первого и эталонного вариантов расчета составили около 6 %, что свидетельствует о достаточной точности предлагаемого метода.

Результаты решения задачи по каждому варианту приведены в табл. 1.

Для оценки эффективности разработанного алгоритма проведены расчеты на ЭВМ распределительной сети, схема которой приведена на рис. 2. При этом рассматривались два варианта — с оптимизацией S_d и L и с оптимизацией только L . Исходные данные и результаты расчетов приведены в табл. 2.

Масса сети для первого и второго вариантов составила соответственно 6,73 и 8,43 кг. Величина эффекта превысила 20 % от массы неоптимальной сети.

Выводы. 1. Техно-экономический критерий в виде издержек на эксплуатацию электрической распределительной сети АвЭС позволяет проводить оценку экономической и эксплуатационной эффективности проектируемой системы распределения электроэнергии.

2. Алгоритм оптимального размещения распределительных устройств в АвЭС, разработанный на основе предложенных методов оптимизации, обладает достаточной точностью и эффективностью, что позволяет применять его при автоматизированных расчетах электрических распределительных сетей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Новиков В. В., Кривенцев В. И., Дроздов В. В. Оптимальное размещение оборудования в автономной электроэнергетической системе. — Электричество, 1983, № 3.
- Кривенцев В. И. Обоснование выбора типа электроэнергетического узла для воздушных судов гражданской авиации по издержкам на их эксплуатацию — В кн.: Методы и средства технической эксплуатации авиационного электрооборудования. Межвузовский тематический сборник научных трудов. — М.: МИИГА, 1986.
- Фиакко А., Мак-Кормик Г. Нелинейное программирование. Методы последовательной безусловной оптимизации. — М.: Мир, 1972.
- Шор Н. З. Методы минимизации недифференцируемых функций и их приложения. — Киев: Наукова думка, 1979.
- Кривенцев В. И., Новиков В. В. Дискретная оптимизация электрической сети автономной электроэнергетической системы. — Электричество, 1979, № 6.

[24.01.90]

УДК 621.313.12.001.6

Информационная экспертная система для обслуживающего персонала ГЭС

ЛЮБАРСКИЙ Ю. Я., канд. техн. наук,
НАДТОЧИЙ В. М., канд. техн. наук,
ОРДИНЯН Н. А., инж., МИТРОФАНОВ Д. Е., инж.

На основе действующей в СССР системы планово-предупредительных ремонтов с определенной периодичностью проводятся мероприятия, дающие возможность своевременно выявлять и устранять неисправности и повреждения основного оборудования электростанций.

Объем планово-предупредительных ремонтов регламентирован, что позволяет достаточно хорошо планировать ремонтные работы. Однако далеко не всегда предписанный объем ремонта является наиболее целесообразным, поскольку даже однотипные машины часто

имеют отличающиеся друг от друга «истории жизни». Это может быть связано, например, с особенностями использования генераторов в различных режимах, включая частые пуски и остановки, с конструктивными изменениями, качеством изготовления и монтажа.

Обычно обслуживающий персонал электростанции хорошо осведомлен об особенностях «истории жизни» каждого генератора и старается учесть их при планировании ремонтов. Однако это далеко не всегда удается в достаточной мере, так как требует определенного собственного опыта персонала и хорошо отлаженной системы сбора и хранения информации об «истории жизни» оборудования, отсутствием которой страдают многие электростанции.

Квалифицированный совет обслуживающему персоналу в подобной ситуации способна дать автоматизированная система — советчик, которая на основе данных об «истории жизни» агрегата может рекомендовать тот или иной объем ремонтных работ в зависимости от прогнозируемого состояния агрегата.

Использование принципов «искусственного интеллекта» позволяет построить такую систему — советчик: экспертную информационную систему ИНФЭС.

В основе экспертных систем лежит моделирование умственной деятельности человека-эксперта. В экспертной системе специальными методами программирования реализуется логика рассуждений эксперта при оценке возникающих ситуаций.

Главными компонентами экспертной системы являются «база знаний» и «база умений». «База знаний» представляет собой аналог накопленных экспертом знаний об объекте исследований. «База умений» моделирует умения эксперта формировать заключение, т. е. логику его рассуждений. Моделирование рассуждений эксперта, выполненное экспертной системой, повышает вероятность принятия персоналом правильного решения, особенно в сложных ситуациях, при отсутствии квалифицированного эксперта-человека.

ИНФЭС представляет собой автономную прикладную экспертную систему, построенную на основе экспертной системы-оболочки (ЭОС), предназначенной для оценки состояния объекта, оснащенного автоматизированной системой диагностики [1]. В качестве методологической и инструментальной базы ЭОС используется специализированный программный комплекс МИМИР (малая информационная модель интеллектуальных решений), разработанный во ВНИИЭ и предназначенный для построения диалоговых и экспертных систем [2].

Как было сказано выше, в состав ИНФЭС входят два программных макроблока — «база знаний» (БЗ) и «база умений» (БУ).

БЗ предназначена для обеспечения «понимания» системой вопросов, сформированных на языке, близком к профессиональному языку пользователей. Для обеспечения такого понимания в БЗ представлена концептуальная модель знаний системы в виде семантической сети. Семантическая сеть изображается графом, вершинами которого являются понятия «мира» системы (обозначенные терминами входного языка), а дугами — отношения между этими понятиями (рис. 1).

Функционирование БЗ основано на организации системы знаний по методу смысловых групп. Смысловая группа есть упорядоченное множество однородных по смыслу понятий. Все понятия, которые входят в систему знаний ИНФЭС, включены в словарь системы. Словарь составлен исходя из бесед с экспертами, т. е. специалистами, логика рассуждений которых моделируется в ЭВМ. Однородные слова словаря терминов образуют так называемые семантические группы. В каждой семантической группе заключены либо названия дефектов,

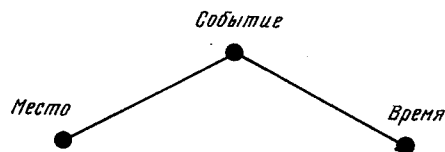


Рис. 1. Пример изображения семантической сети

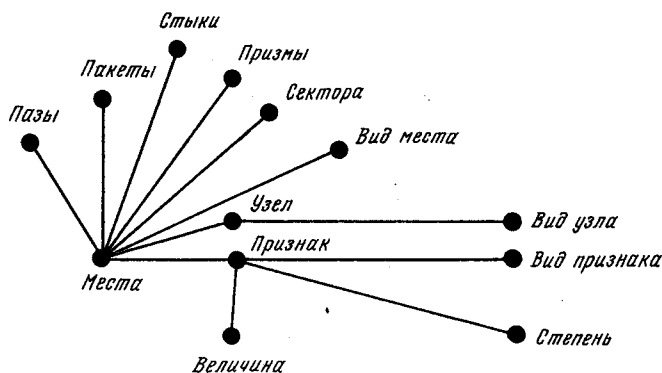


Рис. 2. Семантическая сеть системы

либо их количественные или качественные характеристики, либо элементы конкретного узла рассматриваемого агрегата.

Так, например, в группе «Вид признака» объединены наиболее характерные дефекты, выявляемые при осмотрах: коррозия, распрессовка, расслоение и т. д. Семантическая группа «степень» дает качественную характеристику дефекта: слабо, умеренно, обильно. Группа «узел» объединяет в себя различные узлы генератора: статор, ротор, зубцовая зона, спинка сердечника и т. д. В семантических группах «пазы», «пакеты», «стыки», «призмы», «сектора» объединены понятия для определения координат мест с обнаруженными дефектами.

Семантические группы, связанные между собой определенным образом, образуют семантическую сеть, пример которой показан на рис. 2.

Поясним на примере, как составлены связи между семантическими группами ИНФЭС. Осмотр сердечника статора проводится в местах, координаты которых характеризуются такими понятиями, как номер паза, номер пакета, номер сектора (для разъемных сердечников) и т. д. Признаки дефектов, обнаруженные в конкретном месте, связаны, с одной стороны, с понятием данного места, а с другой, — с параметрами самого признака.

Таким образом, приведенная на рис. 2 семантическая сеть связывает геометрию гидрогенератора с дефектами, выявленными при осмотрах. По мере накопления знаний структурная схема может быть изменена и дополнена новыми семантическими группами и элементами.

Семантическая сеть составляет основу модели знаний эксперта и используется как база для диалоговой информационной системы ИНФЭС, хранящей данные по опыту эксплуатации и «истории жизни» генератора.

«База умений» предназначена для моделирования профессиональных умений эксперта с помощью программ-рассуждений, которые отражают логику эксперта при оценке различных ситуаций, связанных с выработкой рекомендаций эксплуатационному персоналу по дальнейшему обслуживанию гидрогенератора. «База умений» представляет собой процедуры (правила) обращения к информации, которая заложена в «базе знаний». Эти процедуры имеют вопросный характер, например, типа «что будет, если...?»

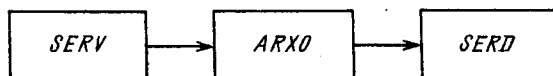


Рис. 3. Структурная схема работы программ-рассуждений

Алгоритмы рассуждений составлены на основании бесед с экспертом-технологом, а соответствующие программы сформированы по структурной схеме, представленной на рис. 3.

Каждый из представленных на рис. 3 функциональных блоков имеет свою структуру и назначение. Программа SERV предназначена для автоматизированного ввода данных и построена на принципе диалога ЭВМ с пользователем: ЭВМ задает вопросы, пользователь отвечает на них. Программа ARXO записывает в «базу знаний» ответы пользователя, а также вводит данные в ЭВМ. Затем в работу включается программа SERD, которая реализует рассуждения эксперта и выдает рекомендации по дальнейшему обслуживанию и эксплуатации гидрогенератора. Еще одной важной особенностью программы SERD является возможность объяснения машиной, почему она выдала то или иное решение, т. е. при запросе пользователя ЭВМ дает «свои» пояснения к высказанному ей выше ответу.

В настоящее время разработано программное обеспечение версии экспертной системы ИНФЭС для оценки состояния сердечника статора гидрогенератора на осно-

ве данных результатов профилактических осмотров. Система выдает рекомендации о возможности продолжения эксплуатации генератора до следующего капитального или текущего ремонта, о целесообразности немедленного устранения обнаруженных дефектов и т. п.

На настоящем этапе программы-рассуждения ИНФЭС реализуют логику принятия решений одного человека-эксперта. Проверка полученных результатов на других квалифицированных специалистах, можно корректировать как сами рассуждения, так и выдаваемые рекомендации.

Выполненные исследования показывают практическую возможность создания прикладной экспертной системы ИНФЭС для оценки эксплуатационного состояния генератора на основе анализа «истории жизни» машины. ИНФЭС может быть предложена к внедрению путем адаптации ее к конструктивным и эксплуатационным особенностям гидрогенераторов конкретных ГЭС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Экспертная система вибрационного контроля гидрогенератора / Л. А. Бибер, Ю. Я. Любарский, В. М. Надточий, А. С. Цейтлин. — Электричество, 1990, № 8.
2. Любарский Ю. Я., Орнов В. Г. Диалоговые системы в диспетчерском управлении энергообъединениями. — М.: Энергоатомиздат, 1987.

[20.03.90]

УДК 621.332.017.001.24

Определение потерь энергии в тяговых сетях электрифицированных железных дорог

КАРАЕВ Р. И., доктор техн. наук,
ПОПКОВ А. Б., инж.

Московский институт инженеров железнодорожного транспорта

Для выполнения технико-экономических расчетов при проектировании электрифицированных железных дорог необходимо знать годовые потери энергии в тяговых сетях. При этом обычно известны потребление энергии электрической тягой за год или по сезонам года, пропускная способность участков дороги, определяемая автоблокировкой, планируемое количество пар поездов в сутки, максимально возможное их число.

Аналитические методы определения потерь энергии в тяговой сети (например, [1—4]) связаны с весьма трудоемкими расчетами. В [4] для определения потерь энергии в мгновенной схеме тяговой сети необходимо реализовать громоздкую формулу с вычислением двойных сумм, причем некоторые величины определяются еще с помощью дополнительных равенств.

На практике количество поездов на участке постоянно меняется от нуля до максимума, допускаемого автоблокировкой, определяющей величину минимального межпоездного интервала. Для того чтобы получить правильное значение потерь, необходимо выполнить расчет большого числа мгновенных схем расположения нагрузок. Поэтому получили распространение приближенные формулы [3]. Для того чтобы уточнить расчеты в [5] предлагается корректировать аналитические формулы с помощью показаний измерительных приборов (счетчики квадрат-ампер-часов), устанавливаемых на эксплуатируемых участках. Все эти методы дают

возможность определить потери только в условиях эксплуатации.

В ныне действующей инструкции МПС по определению потерь энергии в тяговой сети [6] не учитываются резкие изменения движения поездов внутри фидерной зоны участка тяговой сети.

Оценка потерь энергии в тяговой сети с учетом перемещения нагрузок и возможного расположения поездов представляет сложную задачу и может быть решена с помощью теории вероятностей, с применением вычислительных машин.

Рассмотрим движение поездов по горизонтальному участку тяговой сети. Коэффициент увеличения эффективного значения тока при сложном профиле и соответствующий учет потерь энергии рассмотрены в [3]. При наличии уравнивающих токов, возникающих в схемах с питанием участков тяговой сети от трехфазных тяговых трансформаторов, а также при наличии транзитного тока электрической системы, поступающего в рассматриваемую тяговую сеть, потери от них, как известно, могут быть учтены отдельно [7].

На дорогах обычно пропускают отдельно пассажирские и грузовые поезда, но могут быть и случаи присутствия на участке тяговой сети поездов разного веса. Однако следует учитывать, что потери энергии необходимо вычислить не в одной конкретной мгновенной схеме, а за год или за сезон года. Расположение грузо-

вых поездов среди пассажирских может быть различным. Они могут возглавлять группу поездов на участке тяговой сети или располагаться ближе к середине или в конце группы. В течение года все эти варианты равновероятны. В приложении показано, что распределение крупной нагрузки (грузовой поезд) между меньшими (пассажирские поезда) не приводит к большой погрешности определения потерь энергии в тяговой сети, т. е. эти потери энергии в основном определяются лишь суммой тяговых нагрузок, приходящейся на участок тяговой сети. Поэтому при вычислении годовых потерь энергии в тяговой сети целесообразно принять токовые нагрузки всех поездов на участке одинаковыми и исходить из среднего значения тока, которое определяется по формуле

$$I_{cp} = \frac{W_a}{2NU \cos \varphi t_{yc}}, \quad (1)$$

где W_a — потребление активной энергии на участке ж. д. за сутки; N — число пар поездов, проходящих по участку за сутки; U — среднее напряжение на токоприемниках электровозов; $\cos \varphi$ — коэффициент мощности; t_{yc} — время прохождения поезда по участку ж. д.

В [8] было предложено применять для решения рассматриваемой задачи известную в теории вероятностей «урновую задачу» [9]. В [10] на основании изучения многочисленных графиков движения поездов было показано, что закон распределения вероятности появления поездов на участке хорошо совпадает с данными реальной эксплуатации ж. д. Покажем, как можно определить потери энергии в тяговых сетях с помощью теории вероятностей.

Отметим, что расстояния между поездами могут меняться в пределах, ограниченных лишь блок-участками. Для того чтобы оценить влияние этого обстоятельства, рассмотрим два крайних случая: а) когда поезда сохраняют между собой наименьшие допустимые интервалы, т. е. образуют «пачку», перемещающуюся по участку с одинаковой скоростью; б) когда поезда при движении сохраняют одинаковое, но наибольшее возможное расстояние l/m , где l — длина участка тяговой сети; m — число поездов на участке. Первый случай соответствует наибольшим потерям энергии в тяговой сети, а второй — наименьшим (см. приложение).

Рассмотрим первый случай (рис. 1).

Пусть потери энергии определяются за продолжительный промежуток времени, т. е. при $N_0 \gg n$ и $N \gg m$, где n — максимальное число пар поездов, которое может разместиться на тяговом участке двухпутной ж. д. в соответствии с минимально допустимым попут-

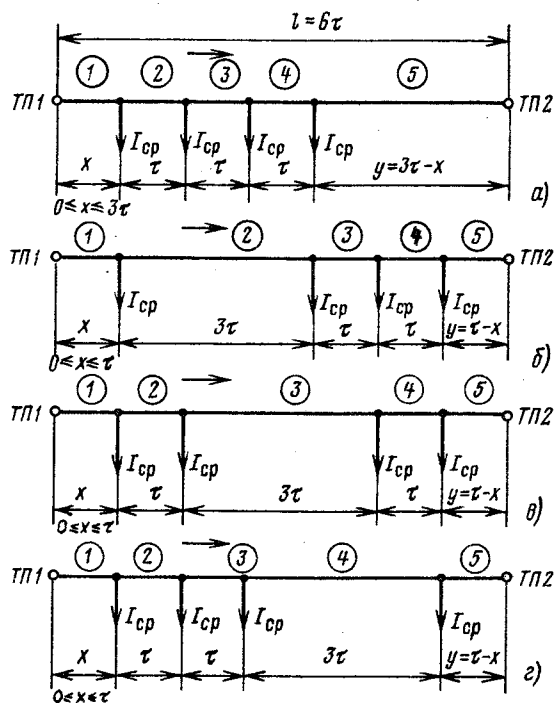


Рис. 1. К определению потерь мощности и энергии при прохождении по участку длиной $l=48$ км группы из $m=4$ поездов, межпоездной интервал $\tau=8$ км

ным интервалом (θ); $N_0=24/\theta$ — максимально возможная пропускная способность участка за сутки; m — вероятное число поездов на участке (отметим, что $\sum_{m=0}^n p(m)=1$); N — заданная пропускная способность участка за сутки. Тогда вероятность появления числа поездов на рассматриваемом участке определяется биномиальным законом распределения [3]

$$p(m) = C_n^m (N/N_0)^m (1 - N/N_0)^{n-m}. \quad (2)$$

Итак, хотя на участке может разместиться n поездов, согласно формуле (2) вероятное число поездов может быть $m=0, 1, 2 \dots n$.

В каждом из этих случаев необходимо определить потери энергии и просуммировать с учетом вероятности $p(m)$ (табл. 1).

Для иллюстрации методики расчета рассмотрим пример: длина участка $l=48$ км; длина блок-участка $\tau=\theta/v=8$ км; $n=6$; вероятное число поездов на участке $m=4$, питание участка — двухстороннее.

Таблица 1

m	γ_m	$p(m)$	$\gamma_m p(m)$	$p(m)$	$\gamma_m p(m)$	$p(m)$	$\gamma_m p(m)$	$p(m)$	$\gamma_m p(m)$
		$N/N_0=0,25$		$N/N_0=0,5$		$N/N_0=0,667$		$N/N_0=0,888$	
0	0	0,1779	0	0,0156	0	0,00137	0	$1,88 \cdot 10^{-6}$	0
1	1	0,356	0,356	0,0938	$9,375 \cdot 10^{-2}$	0,0164	$1,64 \cdot 10^{-2}$	$9,026 \cdot 10^{-5}$	$9,02 \cdot 10^{-5}$
2	3,16	0,297	0,937	0,234	0,74	0,0823	0,26	$1,805 \cdot 10^{-3}$	$5,69 \cdot 10^{-3}$
3	5,99	0,132	0,79	0,313	1,87	0,219	1,32	$1,925 \cdot 10^{-2}$	0,12
4	9,285	$3,29 \cdot 10^{-2}$	0,305	0,235	2,18	0,329	3,054	0,116	1,072
5	12,88	$4,39 \cdot 10^{-3}$	$5,65 \cdot 10^{-2}$	0,0938	1,21	0,263	3,39	0,369	4,763
6	18,5	$2,44 \cdot 10^{-4}$	$4,5 \cdot 10^{-3}$	0,0156	0,29	0,0878	1,62	0,493	9,12

Примечание к табл. 1. Значения $A = \sum_{m=0}^n \gamma_m p(m)$ при $N/N_0=0,25; 0,5; 0,667$ и $0,888$ равны соответственно 2,45; 6,39; 9,65 и

15,07.

Определим потери активной мощности в тяговой сети по схеме на рис. 1, а. Эта схема соответствует перемещению группы поездов на расстояние $0 \leq x \leq 3\tau$. На первом интервале, от подстанции 1 до первого электровоза, потеря мощности:

$$\Delta P_{(a1)} = \frac{I_{cp}^2 r_{01}}{l^2} [(y+3\tau) + (y+2\tau) + (y+\tau) + y]^2 x = \\ = \frac{I_{cp}^2 r_{01}}{36\tau^2} (4y+6\tau)^2 x.$$

Здесь r_{01} — удельное активное сопротивление контактной подвески одного пути.

На втором интервале, между поездами 1 и 2, получим:

$$\Delta P_{(a2)} = \frac{I_{cp}^2 r_{01}}{36\tau^2} [(y+2\tau) + (y+\tau) + (y-x)]^2 \tau = \\ = \frac{I_{cp}^2 r_{01}}{36\tau^2} (3y+3\tau-x)^2 \tau.$$

Поступая аналогично на остальных интервалах и суммируя, получаем потерю мощности в схеме на рис. 1, а:

$$\Delta P_{(a)} = \sum_{k=1}^5 \Delta P_{(ak)} = \frac{I_{cp}^2 r_{01}}{l^2} [(4y+6\tau)^2 x + (3y+3\tau-x)^2 \tau + (2y-2x)^2 \tau + (y-3x-3\tau)^2 \tau + (4x+6\tau)^2 y].$$

Заменяя $y=3\tau-x$, получаем

$$\Delta P_a = I_{cp}^2 r_{01} \left(8\tau + 8x - 2,67 \frac{x^2}{\tau} \right).$$

Потери энергии за промежутки времени $\Delta t_a = 3\tau/v$, в течение которого группа поездов на рис. 1, а движется, будут равны:

$$\Delta W_a = \frac{1}{v} \int_0^{3\tau} \Delta P_a(x) dx = \frac{36}{v} I_{cp}^2 r_{01} \tau^2 = 6 I_{cp}^2 r_{01} l \theta,$$

где $\theta = \tau/v$ — минимальный интервал попутного следования в часах.

Далее последний поезд группы выходит за пределы рассматриваемого участка, но если предположить, что система организации движения поездов та же и на смежном участке (слева от подстанции 1), то новый поезд появится в начале рассматриваемого участка (рис. 1, б). Соответствующие потери энергии за $\Delta t_b = \tau/v$ составят

$$\Delta W_b = \frac{1}{v} \int_0^{\tau} \Delta P_{(b)}(x) dx = 1,185 I_{cp}^2 r_{01} l \theta.$$

Выполняя те же расчеты для схем на рис. 1, в и 1, г, определим потери энергии при прохождении всех четырех поездов по рассматриваемому участку ($m=4$):

$$\Delta W_{cp} = \sum_{m=4} \Delta W = I_{cp}^2 r_{01} l \theta [6 + 1,185 + 0,926 + 1,174] = \\ = \gamma_{m=4} I_{cp}^2 r_{01} l \theta, \quad (3)$$

где $\gamma_{m=4} = 9,285$.

Аналогичные вычисления необходимо выполнить для всех вероятных количеств поездов в группе ($m=1, 2, \dots, n$) и затем с учетом вероятности $p(m)$ по (2) сложить результаты. В итоге получаем потери энергии за сутки при среднем значении тока электровоза:

$$\Delta W_{cp} = \frac{24\theta}{t_{yc}} I_{cp}^2 r_{01} l \sum_{m=0}^n \gamma_m \cdot p(m). \quad (4)$$

Значения $\gamma_m p(m)$ и $A = \sum_{m=0}^n \gamma_m \cdot p(m)$ для различных соотношений N/N_0 при $n=6$ даны в табл. 1.

Теперь следует учесть, что потери энергии в тяговой сети определяются не квадратом среднего значения тока I_{cp} , а квадратом эффективного значения тока $I_{\text{эф}}$. Согласно [3]

$$I_{\text{эф}}^2 = K_s^2 \alpha I_{cp}^2,$$

где K_s — коэффициент эффективности; α — отношение времени движения поезда по участку к времени потребления энергии.

Итак, реальные потери электрической энергии в двухсторонне питаемой двухпутной тяговой сети при отсутствии параллельных соединений равны

$$\Delta W = 2K_s^2 \alpha \Delta W_{cp} = 2K_s^2 \alpha \frac{24}{t_{yc}} I_{cp}^2 r_{01} l \theta \sum_{m=0}^n \gamma_m \cdot p(m) = \\ = 2A \frac{24\theta}{t_{yc}} K_s^2 \alpha I_{cp}^2 r_{01} l, \quad (5)$$

где $A = f(n, N/N_0)$ — коэффициент, определяемый по данным на рис. 2, а, б; r_0 — удельное активное сопротивление контактной сети двухпутного участка при отсутствии пунктов параллельного соединения.

Коэффициенты A были подсчитаны с помощью ЭВМ ЕС-1033 для различного, максимально возможного числа поездов n на участке тяговой сети при разных значениях отношения N/N_0 .

Нами определены потери электрической энергии при раздельном питании путей двухпутного участка. Согласно [11] при узловой схеме соединения контактных подвесок двух путей потери энергии будут на 7–9 % меньше. А при параллельном соединении контактных подвесок двух путей потери снижаются с коэффициентом $K=0,6-0,83$.

В табл. 2 (приложение) приведены для сравнения результаты расчетов потерь энергии в тяговой сети по инструкции МПС и по предлагаемой методике для разных участков железных дорог. Исходные данные для расчетов взяты из [6].

Пример. Рассчитаем потери энергии в тяговой сети на двухпутном участке $l=59$ км, с раздельным питанием путей, при $n=7,375$, $W_a=225\,000$ кВт·ч, $\alpha=1,23$, $N=83$, $N_0=180$, $N/N_0=0,462$, $t_{yc}=0,983$ ч, $r_0=0,147$ Ом/км.

По формуле (1) $I_{cp}=69$ А. По рис. 2, а путем интерполяции определяем $A=9,95$. Согласно (5): $\Delta W=3619$ кВт·ч, $\epsilon=\Delta W/W_a=1,6$ %.

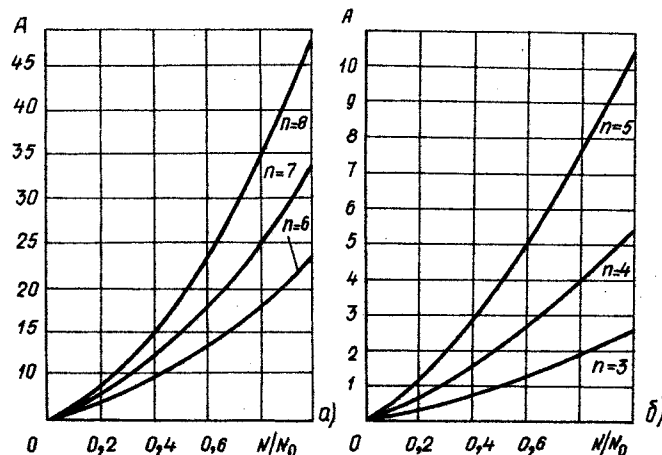


Рис. 2. Зависимости коэффициента A от N/N_0 : а — при $n=6, 7, 8$; б — при $n=3, 4, 5$

Таблица 2

Характеристика участка ж. д.	Схема питания	l, км	Количество поездов N		Потребление энергии поездами за сутки W^c	r , Ом/км	α		Потери мощности в тяговой сети за сутки, %		Расхождение потерь, определяемых по инструкции МПС и предлагаемой методике, %
			чет-ный путь	не-чет-ный путь			чет-ный путь	не-чет-ный путь	по инструкции МПС	по предлагаемой методике	
Двухпутный постоянный ток	Двухсторонняя узловая	22	42	58	62 460	0,038	1,309	1,222	6,7	4,11	—63
		21,2	68	64	108 146	0,031	1,119	1,111	4,0	4,13	3,14
	Двухсторонняя раздельная	18,6	68	64	90 004	0,079	1,177	1,129	5,26	10,0	47,4
Однопутный переменный ток	Двухсторонняя параллельная	17,5	42	58	48 580	0,039	1,241	1,4	5,4	3,08	—75,3
		48	28	25	87 000	0,215	1,246	1,333	1,26	1,35	6,6
	Двухсторонняя раздельная	56	28	25	124 000	0,2	1,191	1,098	1,65	1,86	11,0

Примечание.* Для постоянного тока — кВт·ч, для переменного тока — кВт·А·ч.

Согласно [6] по формуле (5) получим: $\epsilon = abr_0 l W_a 10^{-6} = 1,49 \%$.

Выводы. 1. Так как нагрузка железной дороги меняется в течение года, потери электрической энергии в тяговой сети не могут быть достоверно определены в результате расчета одной или нескольких мгновенных схем. С достаточной точностью их можно рассчитать с помощью теории вероятностей и с учетом разнообразия различных режимов работы тяговой сети.

2. Предложена методика для определения потерь электрической энергии на двухсторонне питаемом тяговом участке с учетом изменения на нем вероятного числа поездов, обусловленного пропускной способностью ж. д. и ее загрузкой. Потери электрической энергии рассчитаны с учетом движения поездов. Аналогично может быть решена и более простая задача — при одностороннем (тупиковом) питании.

3. Результаты расчета в виде графиков рекомендуются для технико-экономических расчетов, выполняемых при составлении проектов электрифицированных железных дорог. Они пригодны и для тяговых сетей постоянного тока, а также для определения потерь от активных и реактивных токов в отдельности.

Приложение. При усреднении тяговых нагрузок при определении потерь энергии возникают погрешности. Сравнивая попарно потери мощности (см. рис. 3) при прохождении групп разнотипных поездов с потерями при прохождении групп однотипных поездов, получаем погрешность в пределах $\epsilon_1 = -(5-10 \%)$ (табл. 3).

Сравнивая потери энергии при двух крайних случаях расположения поездов в группе (первый — $\tau_{\min}$, см. рис. 1, второй — $\tau_{\max}$, см. рис. 4), получаем результат в первом случае большим, чем во втором, на величину

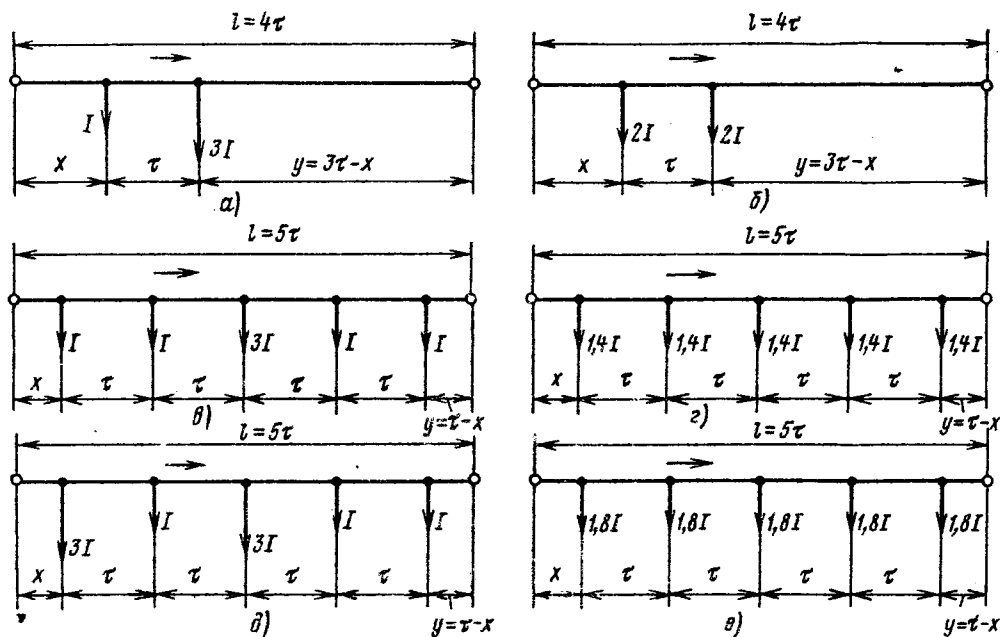


Рис. 3. Сравнение потерь энергии при прохождении по тяговому участку группы из разнотипных и однотипных поездов

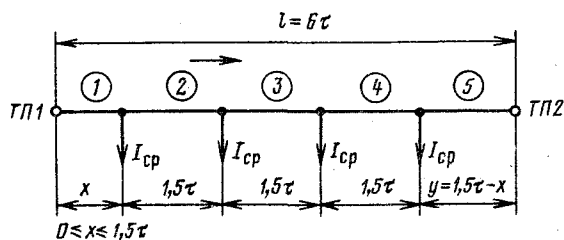


Рис. 4. К определению потерь мощности и энергии при прохождении по участку длиной $l = 48$ км группы из $m = n = 4$ поездов, межпоездной интервал $1,5 \tau = 12$ км

Таблица 3

Номер рисунка со схемой	Значение коэффициента C в формуле $\Delta W = C r_0 I_{cp}^2 l \theta$	$\varepsilon, \%$
3, а	8,414	8,72
3, б	7,68	
3, в	22,81	8,69
3, г	20,83	
3, д	36,232	4,94
3, е	34,44	

$$\varepsilon_2 = \frac{\Delta W_1 - \Delta W_2}{\Delta W_1} 100 \% = \frac{9,285 I_{cp}^2 r_0 l \theta - 8,5 I_{cp}^2 r_0 l \theta}{9,285 I_{cp}^2 r_0 l \theta} = +8,45 \%$$

Отметим, что погрешности ε_1 и ε_2 имеют разные знаки.

Согласно [12] допустимая погрешность при определении токов составляет 10 %, а при определении потерь

электроэнергии (квадраты значений токов) — 20 %. Таким образом, указанные выше погрешности находятся в допустимых пределах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Розенфельд В. Е., Сидоров Н. Н., Кузин С. Е. Электроснабжение электрифицированных железных дорог. — М.: Транспорт, 1951.
2. Тамазов А. И. Несимметрия токов и напряжений, вызываемая однофазными тяговыми нагрузками. — М.: Транспорт, 1965.
3. Марквардт К. Г. Электроснабжение электрифицированных железных дорог. — М.: Транспорт, 1982.
4. Справочник по электроснабжению железных дорог. Т. 1. — М.: Транспорт, 1980.
5. Быкадоров А. Л., Доманский В. Т. Сравнительная оценка косвенных способов измерения потерь энергии в контактной сети переменного тока. — Труды / РИИЖТ, 1979, № 153.
6. Инструкция по расчету удельного расхода электроэнергии на покрытие потерь в устройствах энергоснабжения и нормированию расхода электроэнергии на собственные нужды тяговых подстанций. — М.: Транспорт, 1975.
7. Караев Р. И. Влияние транзита мощности по линии передачи на работу тяговых сетей переменного тока. — Электричество, 1986, № 2.
8. Марквардт К. Г. О методологии проектирования системы электроснабжения электрических железных дорог. — Железнодорожный транспорт, 1947, № 6.
9. Бернштейн С. Н. Теория вероятностей. — М.: Л.: Гос. технико-теоретич. изд-во, 1934.
10. Фигурнов Е. П. Методы расчета систем электроснабжения электрических железных дорог. — Железнодорожный транспорт, 1959, № 10.
11. Марквардт К. Г. Энергоснабжение электрических железных дорог. — М.: Транспорт, 1965.
12. Сердинов С. М. Развитие методов расчета устройств электроснабжения. — Железнодорожный транспорт, 1981, № 9. [20.12.89]

УДК 621.314.63

Определение защитной емкости источников питания дуговых плазмотронов

БОГОМОЛОВ М. Н., БОЛОТОВ А. В., МАРКУС А. С.

Известно, что высокочастотный пробой межэлектродного промежутка является одним из самых удобных и широко применяемых способов возбуждения электрической дуги в плазмотронах. Основным недостатком применения высокочастотного пробоя заключается в проникновении высокого напряжения высокой частоты в источник питания, что приводит к выходу из строя выпрямительных элементов либо к нарушению изоляции между силовыми цепями и корпусом установки. Для обеспечения надежной защиты источника питания в схемах с последовательным включением осциллятора его вход по высокой частоте шунтируют защитными емкостями $C_{ш}$. Эквивалентная схема цепи приведена на рисунке, где обозначено: E — источник э. д. с. осциллятора; R — активное сопротивление соединительных проводов и обмотки высоковольтного трансформатора, включенных в цепь электрической дуги; $C_{пр}$ — емкость соединительных проводов; R_d — сопротивление электродугового промежутка.

Рассматривая распределение напряжений между элементами цепи при отсутствии и горении электрической дуги, можно заметить, что из-за довольно большого значения $C_{ш}$ и малого $C_{пр}$ будет мало до тех пор, пока не пробит дуговой промежуток и сопротивление R_d практически бесконечно большое, т. е.

$$\begin{aligned} |\dot{U}_{заш. емк}| &= \left| \frac{E}{Z_{ш}} \right| = \\ &= \left| \frac{E}{(R + j\omega L + 1/j\omega C_{ш} + 1/j\omega C_{пр})j\omega C_{ш}} \right| \end{aligned} \quad (1)$$

или, пренебрегая малыми величинами R , ωL , $1/\omega C_{ш}$ по сравнению с $1/\omega C_{пр}$, имеем

$$\dot{U}_{заш. емк} = E \frac{C_{пр}}{C_{ш}} \quad (2)$$

Обычно $C_{пр} = 10^{-14} \div 10^{-12}$ Ф; $C_{ш} = 10^{-6} n$ Ф, тогда

$$U_{заш. емк} = (10^{-6} \div 10^{-8}) E \quad (3)$$

и при любом напряжении на обмотке высоковольтного трансформатора осциллятора нет опасности для источника питания.

После пробоя дугового промежутка $R_d \approx 1$ Ом и все напряжение осциллятора оказывается приложенным к зажимам источника питания:

$$\begin{aligned} U_{заш. емк} &= \frac{\dot{E}}{(R + R_d + j\omega L + 1/j\omega C_{ш})j\omega C_{ш}} = \\ &= \frac{\dot{E}}{[(R + R_d) + j(\omega L - 1/\omega C_{ш})]j\omega C_{ш}}. \end{aligned} \quad (4)$$

Величиной $1/\omega C_{пр}$ пренебрегаем, так как $C_{пр} \ll C_{ш}$ и $1/\omega C_{пр} \gg R_d$.

Действующее значение напряжения на зажимах источника питания определяется как регулирующая величина действующих значений напряжений отдельных гармоник напряжения осциллятора:

$$\begin{aligned} U_{заш. емк} &= \sqrt{\sum_{n=1}^k U_n^2} = \\ &= \sqrt{\sum_{n=1}^k \left\{ \frac{\dot{E}_n}{(R + R_d) + j(\omega_n L - 1/\omega_n C_{ш})j\omega_n C_{ш}} \right\}^2}, \end{aligned} \quad (5)$$

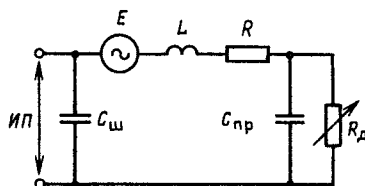
где $\dot{E}_n$ — n -я гармоническая составляющая в спектре напряжения осциллятора;

$$\dot{E}_n = 0,71 E_{max} e^{j\omega_n t}.$$

Максимально допустимое значение напряжения на шунтирующей емкости определяется электрической прочностью элементов источника, и в нашем случае составляло около 1000 В. Поэтому для сохранения работоспособности источника питания необходимо, чтобы $U_{заш. емк} < 1000$ В. Исходя из этого условия, можно определить $C_{ш}$ для каждого конкретного случая разряда осциллятора на основе спектрального анализа напряжения осциллятора.

Однако включение емкости параллельно с дугой существенно снижает диапазон ее устойчивого горения [1], поэтому желательно ограничиться как можно меньшим значением емкости, с другой стороны, защита источника от высокочастотного импульса будет тем надежнее, чем больше значение этой емкости. Эти два противоположных требования смогут быть удовлетворены либо в том случае, если совсем отказаться от шунтирующей емкости и защиту источника питания осуществлять каким-либо другим способом, либо если выбирать емкость, основываясь на скрупулезном анализе структуры высокочастотных импульсов осциллятора с тем, чтобы принять ее минимальное значение.

Анализ осциллограмм напряжения осциллятора,



снятых с помощью пояса Роговского на запоминающем осциллографе, показывает, что амплитудно-частотная характеристика высокочастотных импульсов осциллятора имеет существенно случайный характер и поэтому, прежде чем производить выбор емкости конденсатора защитного фильтра необходимо определить статистический вес частоты и амплитуды различных гармонических составляющих в спектре высокочастотного разряда осциллятора.

Экспериментальный материал был обработан на ЭВМ по стандартной программе разложения в ряд Фурье [2—4]. Значение C рассчитывалось на ЭВМ методом последовательных приближений. На основании предварительных прикидочных расчетов шаг итерации был принят равным 0,1 мкФ. В результате были определены характеристики защитной емкости C как случайной величины и построена ее функция распределения:

Емкость C , мкФ	2,0	2,3	2,6	2,9	3,2
Вероятность того, что защитная емкость меньше C	0	0,04	0,10	0,33	0,59

Продолжение

Емкость C , мкФ	3,5	3,8	4,1	4,4	4,7
Вероятность того, что защитная емкость меньше C	0,79	0,89	0,93	0,95	0,97

Из этих данных видно, что для обеспечения сохранности источника с вероятностью $p = 0,97$ необходимо значение шунтирующей емкости $C_{ш} = 4,7$ мкФ, для $p = 0,95$ значение $C_{ш} = 4,4$ мкФ, для $p = 0,9$ — $C_{ш} = 3,9$ мкФ. Очевидно, меньшее значение емкости необходимо для установки с редкими пусками, большее — для установок с более частыми пусками.

Изложенная методика позволила выбрать защитную емкость лабораторного источника питания плазматрона и обеспечивает его безаварийную работу в течение 5 лет.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рудяк Э. М., Болотов А. В., Маркус А. С. Особенности параллельной работы плазматрона постоянного тока с емкостью. — В кн.: VI Всесоюзная конференция по генераторам низкотемпературной плазмы. — Фрунзе: Илим, 1974, с. 238—242.
2. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. — М.: Наука, 1967, с. 85—98.
3. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. — М.: Наука, 1973, 831 с.
4. Шуп Т. Решение инженерных задач на ЭВМ. — М.: Мир, 1982, 235 с.

[10.08.89]

К расчету выпрямителей с емкостным фильтром

ЛЮБИМЦЕВ Б. И., канд. техн. наук,

Тульский политехнический институт

При расчете выпрямителей с емкостным фильтром обычно используются специальные графики, построенные с помощью достаточно сложных (в том числе и трансцендентных) выражений, полученных в результате строгого [1, 2] или приближенного [3—5] анализа. Во втором случае предполагается, что емкость сглаживающего конденсатора так велика, что пульсация выпрямленного напряжения не влияет на его среднее значение. В большинстве практически важных случаев это условие выполняется. Так как использование графиков или сложных выражений создает определенные неудобства при анализе выпрямителей, лишает его наглядности и к тому же не позволяет связать параметры выпрямителя в явном виде, то желательно найти простые соотношения. Решение этой задачи позволит облегчить оптимизацию параметров выпрямителя.

Анализ выполним в общем виде для m -тактного выпрямителя (m импульсов тока заряда конденсатора в период) методом усредненных параметров [6]. Ограничимся анализом выпрямителей относительно малой мощности, когда активное сопротивление обмоток трансформатора значительно больше индуктивного сопротивления, которое далее не учитываем. Как и в [3—5] примем уровень пульсации и ее влияние на среднее значение выпрямленного напряжения пренебрежимо малыми. Количественные критерии для выполнения этих условий установим в конце анализа. В качестве примера рассмотрим трехфазный выпрямитель с нулевым выводом (рис. 1, а). Величина m имеет следующие значения: для однополупериодного выпрямителя $m=1$, для двухполупериодного $m=2$, для трехфазного выпрямителя с нулевым выводом $m=3$, для трехфазного мостового $m=6$.

Эквивалентную схему замещения выпрямителя составим, исходя из следующих соображений. Каждый из m импульсов тока создается одинаковым синусоидальным напряжением u_2 от вторичных обмоток трансформатора через цепь с одинаковым сопротивлением R_0 , причем каждый из них независим от других и действует в течение одинакового времени $t_1 \leq T/2$. С учетом этого заменим m параллельных цепей одной цепью с сопротивлением, меньшим в m раз, и тем же входным напряжением. Форма импульса тока в этой цепи остается такой же, как и в любой из m цепей. Относительную длительность импульса обозначим через $\gamma = t_1/T = \frac{\omega t_1}{2\pi}$. Схема замещения выпрямителя приведена на рис. 1, б.

Усредним согласно [6] напряжение на входе цепи в интервале времени t_1 и обозначим его как $U_{2cp}(\omega t_1)$. Сопротивление R_0 в схеме замещения равно сумме эквивалентного активного сопротивления трансформатора со стороны вторичной обмотки $R_{тр}$ и динамического сопротивления открытого диода R_d , т. е. $R_0 = R_{тр} + R_d$. Для мостовой однофазной схемы выпрямителя $R_0 =$

$= R_{тр} + 2R_d$, для трехфазной мостовой при соединении вторичных обмоток звездой $R_0 = 2(R_{тр} + R_d)$ и треугольником $R_0 = \frac{2}{3} R_{тр} + 2R_d$ [8].

Составив согласно [6] дифференциальное уравнение для среднего значения напряжения на конденсаторе $U_{ср}$, получим для установившегося режима работы выпрямителя с сопротивлением нагрузки R_H :

$$U_{ср} = U_{н.ср} = \frac{\gamma U_{2cp}(\omega t_1)}{\gamma + \frac{1}{m} \frac{R_0}{R_H}} \quad (1)$$

Используя временные диаграммы напряжений и токов выпрямителя (рис. 2, а), определим величины ωt_0 и θ . При отсутствии пульсации выпрямленного напряжения $\omega t_1 = 2\theta$. С учетом этого получим

$$\gamma = \theta/\pi. \quad (2)$$

Для величины ωt_0 имеем

$$\sin \omega t_0 = \varphi,$$

где $\varphi = U_{н.ср}/U_{2m}$; U_{2m} — амплитудное значение входного напряжения выпрямителя в режиме холостого хода.

Найдем величину ωt_0 , аппроксимировав синусоиду параболой в интервале $0 \leq \omega t \leq \pi$:

$$\sin \omega t_0 \approx 4\omega t_0/\pi - 4(\omega t_0/\pi)^2.$$

Так как $\theta = \pi/2 - \omega t_0$, то

$$\gamma = \frac{1}{2} \sqrt{1 - \varphi}. \quad (3)$$

Погрешность параболической аппроксимации в интервале от нуля до π не превышает 12,3 % при опре-

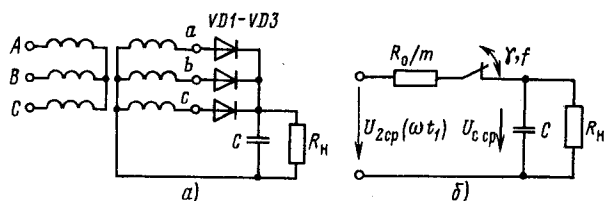


Рис. 1

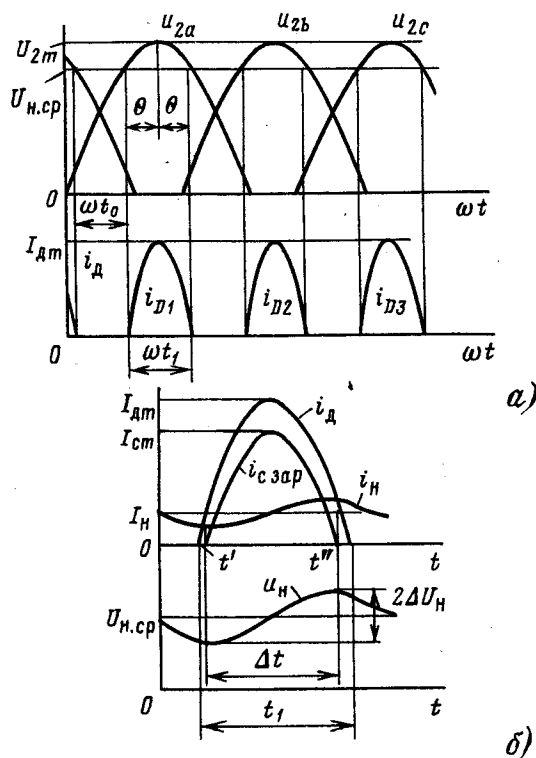


Рис. 2

делении функции и 11 % при определении аргумента ωt . Интегралы от обеих функций в упомянутом интервале различаются не более, чем на 4,8 %. Благодаря особенностям выражения (1) погрешность определения величины $U_{н. ср}$ за счет аппроксимации не превышает 2,1 % (как показывает сопоставление с результатами работ [3–5]), для окончательной формулы (5) она еще меньше.

После интегрирования и усреднения в интервале $(\pi/2 - 0) \leq \omega t \leq (\pi/2 + 0)$ входного напряжения u_2 получим

$$U_{2ср}(\omega t_1) = U_{2м} \frac{\sin \theta}{\theta}.$$

Используя разложение в ряд полученного выражения, найдем, ограничиваясь двумя членами разложения и уточняя второй член для уменьшения погрешности:

$$U_{2ср}(\omega t_1) \simeq U_{2м}(1 - \theta^2/6,79). \quad (4)$$

Погрешность уточненного выражения (4) не превышает 1,35 % в интересующем нас интервале $0 \leq \theta \leq \pi/2$. Из выражений (1) — (4) получим основное соотношение:

$$\frac{(1-\varphi)^{1,5}}{\pi\varphi} = \frac{1}{m} \frac{R_0}{R_n} = A. \quad (5)$$

Выражение (5) пригодно для всех названных выше схем выпрямителей, причем для трехфазных выпрямителей его применимость ограничена значениями величины φ : $\varphi \geq 0,5$ при $m=3$ и $\varphi \geq 0,866$ при $m=6$, что объясняется наступлением момента перекрытия фаз.

Преобразовав выражение (5) к виду

$$\frac{(1-\varphi)^{1,5}}{\pi\varphi} = \frac{1}{m} \frac{R_0}{R_n} = \frac{1}{m} \frac{R_0}{\varphi} \frac{I_n}{U_{2м}},$$

получим выражение для внешней характеристики выпрямителя:

$$U_{н. ср} = U_{2м} \left[1 - 3 \sqrt{\left(\frac{I_n}{I_{к.з}} \right)^2} \right],$$

где $I_{к.з} = \frac{m}{\pi} \frac{1}{R_0} U_{2м}$, I_n — среднее значение тока нагрузки.

Определим коэффициенты B , D , F , H , используемые для расчета параметров выпрямителя в [3–5].

Выражение для коэффициента B найдем в следующем виде:

$$B = U_2/U_{н. ср} = \frac{1}{\sqrt{2}\varphi}, \quad (6)$$

где $U_2 = U_{2м}/\sqrt{2}$ — действующее значение входного напряжения выпрямителя в режиме холостого хода.

Для определения коэффициента F найдем амплитудное и среднее значения тока диода. Среднее значение тока диода связано с током нагрузки выпрямителей следующим соотношением:

$$I_{д. ср} = \frac{I_n}{m} = \frac{U_{2м}\varphi}{mR_n}.$$

Особенности трехфазного мостового выпрямителя отметим ниже. Для амплитудного значения тока диода имеем

$$I_{дм} = \frac{U_{2м} - U_{н. ср}}{R_0} = \frac{U_{2м}(1-\varphi)}{R_0}.$$

Для коэффициента F получим:

$$F = \frac{I_{дм}}{I_{д. ср}} = \frac{\pi}{\sqrt{1-\varphi}}. \quad (7)$$

При определении действующего значения тока диода I_d и коэффициента D форму кривой тока диода представим приближенно синусоидой (рис. 2, а) с амплитудой $I_{дм}$ и периодом $T' = 2t_1$ ($\omega' = \omega \frac{1}{2\gamma}$) в интервале времени $t_1 = T'/2$. С учетом этого найдем выражения для величин I_d и D :

$$\left. \begin{aligned} I_d &= I_{дм} \sqrt{\frac{\gamma}{2}} = I_{д. ср} \frac{\pi}{2\sqrt{1-\varphi}}; \\ D &= \frac{\pi}{2\sqrt{1-\varphi}}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Для трехфазного мостового выпрямителя (при работе без перекрытия импульсов токов диодов) выражения для амплитудного и действующего значений тока диода имеют следующий вид:

$$I_{дм} = I_{д. ср} F/2 = I_n F/6;$$

$$I_d = I_{д. ср} D/\sqrt{2} = I_n D/\sqrt{2}/6.$$

Определим коэффициент пульсации p и коэффициент H . Для этого найдем заряд ΔQ , накапливаемый конденсатором от одного импульса тока диода в интервале времени Δt (рис. 2, б). Интервал времени Δt заряда конденсатора найдем с учетом пульсации выпрямленного напряжения из соотношений для токов i_d и i_n при $i_c = 0$:

$$(U_{2м} \sin \omega t' - U_{н. мин}) \frac{1}{R_0} = U_{н. мин} \frac{1}{R_n};$$

$$(U_{2м} \sin \omega t'' - U_{н. макс}) \frac{1}{R_0} = U_{н. макс} \frac{1}{R_n},$$

где $U_{н. мин} = U_{н. ср}(1-p)$; $U_{н. макс} = U_{н. ср}(1+p)$; $p = \Delta U_n/U_{н. ср}$.

Используя параболическую аппроксимацию синусоидальной функции, получаем выражение для интервала времени $\Delta t = t'' - t'$:

$$\Delta t = \frac{T}{4} \sqrt{1-\varphi \left(1 + \frac{R_0}{R_n} \right) \kappa},$$

$$\text{где } \kappa = [\sqrt{1-\delta} + \sqrt{1+\delta}]; \quad \delta = \frac{p\varphi \left(1 + \frac{R_0}{R_n} \right)}{1-\varphi \left(1 + \frac{R_0}{R_n} \right)}.$$

Так как форма кривой тока заряда конденсатора близка к синусоидальной в интервале времени Δt , то примем:

$$i_{с. зар} \simeq I_{с. м} \sin \omega'' t = \left(\frac{U_{2м} - U_{н. ср}}{R_0} - \frac{U_{н. ср}}{R_n} \right) \sin \omega'' t,$$

$$\text{где } \omega'' = 2\pi/T'' = \frac{\pi}{\Delta t}.$$

После интегрирования импульса тока заряда конденсатора в интервале времени Δt определим с учетом того, что $\omega'' \Delta t = \pi$, величину заряда $\Delta Q = \frac{2}{\pi} I_{с. м} \Delta t$. Так как $\Delta Q = C2\Delta U_n$, то амплитуда пульсации $\Delta U_n =$

$= \frac{I_{C_{\text{зар}}}}{\pi C} \Delta t$. Влиянием пульсации p на величину Δt можно пренебречь при $\delta < (0,5 \div 0,8)$. Тогда $\kappa \approx 2$, а для коэффициента пульсации p и коэффициента H получим следующие выражения:

$$\left. \begin{aligned} p &= \frac{\Delta U_{\text{н. ср}}}{U_{\text{н. ср}}} = \frac{H}{m \omega R_{\text{н}} C}; \\ H &= \pi \left(1 - \frac{m}{\pi} \sqrt{1 - \varphi} \right)^{1,5} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

С ростом пульсации происходит как сокращение интервала времени Δt , так и смещение импульсов тока диода i_d и тока заряда конденсатора $i_{C_{\text{зар}}}$ относительно импульса питающего напряжения u_2 и искажение их формы. Это приводит к уменьшению заряда, поступающего в цепь нагрузки, и среднего уровня выпрямленного напряжения. При этом второй фактор — искажение формы импульсов токов i_d и $i_{C_{\text{зар}}}$ проявляется более сильно. Смещение этих импульсов определим усредненно с помощью величины $\frac{1}{2} (t' + t'')$. При отсутствии пульсации $\frac{1}{2} (t' + t'') = T/4$. Уменьшение величины $\frac{1}{2} (t' + t'')$ на 5—10 % приводит к заметному (на несколько процентов) уменьшению напряжения $U_{\text{н. ср}}$. Используем относительное уменьшение величины $\frac{1}{2} (t' + t'')$ на 5 % в качестве критерия допустимого влияния пульсации на среднее значение выпрямленного напряжения $U_{\text{н. ср}}$. Исходя из этого, получим следующее условие для выбора минимально необходимой емкости конденсатора:

$$\omega R_{\text{н}} C > 10(1 + R_{\text{н}}/R_0) [1 - \varphi(1 + R_0/R_{\text{н}})].$$

Проверка при $m=1$ и $m=2$ показала близость результатов определения величины $\omega R_{\text{н}} C$ по данному выражению и по справочнику [1].

Часто коэффициент пульсации определяют по амплитуде первой гармоники ($\omega_1 = m\omega$). Как и ранее, принимая форму импульса тока диода в интервале времени ωt_1 синусоидальной, найдем с помощью разложения в ряд Фурье амплитуду первой гармоники тока $I_{\text{дм}(1)}$. Так как в интересующем нас случае $\frac{1}{m\omega C} \ll R_{\text{н}}$, то амплитуда первой гармоники выпрямленного напряжения $U_{\text{м}(1)} = I_{\text{дм}(1)} \frac{1}{m\omega C}$. Для коэффициента $H_{(1)}$ после ряда преобразований получим выражение

$$H_{(1)} = \frac{2 \cos \frac{m\pi}{2} \sqrt{1 - \varphi}}{1 - m^2(1 - \varphi)}. \quad (10)$$

Найденное выражение для $H_{(1)}$ дает хорошие результаты, однако в практически важной точке при $m^2(1 - \varphi) = 1$ возникает неопределенность. Хотя результат может быть найден с помощью предельного перехода, все же лучше этот недостаток исключить. Можно использовать следующее аппроксимирующее выражение:

$$H_{(1)} \approx 2 \left[1 - \frac{m^2}{9} (1 - \varphi) \right]^2. \quad (11)$$

В практически важном диапазоне величин $\varphi > 1 - 2,44/m^2$ разница результатов, полученных по формулам (10) и (11), не превышает 1%.

Полученные выражения для коэффициента B , D , F , H позволяют определить параметры трансформатора по известным формулам [4, 8] и выбрать емкость конденсатора фильтра по допустимой пульсации. Согласно [4] КПД выпрямителя

$$\eta = (1 + AD^2 + \Delta P_{\text{м}}/P_{\text{н}})^{-1},$$

где $\Delta P_{\text{м}}$ — потери мощности в магнитопроводе трансформатора; $P_{\text{н}}$ — мощность нагрузки.

Используя ранее полученные формулы для величин A и D получаем следующее выражение для КПД выпрямителя:

$$\eta = \left[1 + \Delta P_{\text{м}}/P_{\text{н}} + \frac{\pi}{4\varphi} (1 - \varphi) \right]^{-1}.$$

Для оценки пригодности полученных выражений в таблице приведены значения коэффициентов B , D , F и $H_{(1)}$, найденных по формулам и графикам работ [1] и [4] и данной статьи. Для обеспечения одинаковых условий при сопоставлении данных расчета значения величины $H_{(1)}$, полученные по графикам [1], были увеличены в $\sqrt{2}$ раза, так как в [1] уровень пульсации определен по действующему значению первой гармоники. Данные таблицы свидетельствуют о малом различии результатов расчета по выражениям и графикам работ [1—5] и статьи.

Метод усредненных параметров позволяет учесть в достаточно простой форме влияние параметров более точной схемы замещения диода. Для описания вольт-амперной характеристики диода в открытом состоянии широко используется выражение $U_{\text{д}} = U_{\text{д0}} + I_{\text{д}} R_{\text{д}}$. С учетом параметра диода $U_{\text{д0}}$ выражение [5] приобретает следующий вид:

$$A = \frac{1}{m} \frac{R_0}{R_{\text{н}}} = \frac{1}{\pi\varphi} \left(1 - \varphi - \frac{U_{\text{д0}}}{U_{2\text{м}}} \right)^{1,5}.$$

Для внешней характеристики получим:

$$U_{\text{н. ср}} = U_{2\text{м}} \left(1 - \frac{U_{\text{д0}}}{U_{2\text{м}}} - \sqrt[3]{\left(\frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{н3}}} \right)^2} \right).$$

При определении расчетных коэффициентов D , F , H и $H_{(1)}$ в формулы (7) — (11) следует подставить вместо величины φ величину $\varphi^* = \varphi + U_{\text{д0}}/U_{2\text{м}}$. Для мостовых выпрямителей значение величины $U_{\text{д0}}$ следует удвоить. Выражение для величины B не изменяется. Условие выбора емкости конденсатора и КПД выпрямителя выразим в следующем виде:

$$\begin{aligned} \omega R_{\text{н}} C &> 10(1 + R_{\text{н}}/R_0) [1 - \varphi(1 + R_0/R_{\text{н}}) - U_{\text{д0}}/U_{2\text{м}}]; \\ \eta &= \left[1 + \Delta P_{\text{м}}/P_{\text{н}} + \frac{\pi}{4\varphi} (1 - \varphi) + 0,215 \frac{U_{\text{д0}}}{\varphi U_{2\text{м}}} \right]^{-1}. \end{aligned}$$

Ранее было отмечено, что анализ выпрямителей выполнен, как и в работах [1—5], без учета влияния индуктивного сопротивления $x_{\text{тр}}$ трансформатора. Анализ выпрямителей с учетом этого сопротивления дан в [7, 8]. Из них можно установить, что влияние сопротивления $x_{\text{тр}}$ становится относительно слабым при условии

$$\arctg \frac{x_{\text{тр}}}{R_0} < (20 \div 30)^\circ. \quad (12)$$

Для грубой оценки параметров выпрямителя используем приближенные выражения для величин $R_{\text{тр}}$ и $x_{\text{тр}}$ из [7, 8]. При этом условие (12) получим в более пригодной для практики форме:

$$P_{\text{н}} < \left[\frac{0,04}{k_L} \frac{R_{\text{г}}}{R_{\text{н}}} \sqrt[4]{f \frac{B_{\text{м}}^5}{S^3}} + \right]$$

Расчетные формулы и графики	B			D			F			H ₍₁₎		
Из [1]	0,744	0,926	1,98	3,46	2,42	1,8	12,9	6,66	4,0	1,98	1,7	—
Из [4]	0,754	0,94	2,1	3,26	2,29	1,76	13,3	6,6	3,94	1,95	1,66	1,05
Из данной статьи	0,752	0,934	2,08	3,17	2,24	1,74	12,8	6,37	3,87	1,89	1,58	1,01
При R ₀ /R _n	—			—			0,01	0,1	1,0	0,01	0,1	1,0

Примечание. Значения величин определены при $m=2$.

$$+ \sqrt{\left(\frac{0,04}{k_L} \frac{R_g}{R_n}\right)^2 \sqrt{f \frac{B_m^5}{s^3}} + \frac{0,08}{k_L} k_R \sqrt{\frac{B_m}{f_s}}},$$

где B_m — амплитуда магнитной индукции; s — количество стержней трансформатора, на которых располагаются обмотки; P_n — мощность нагрузки выпрямителя; k_L и k_R — коэффициенты, зависящие от схемы выпрямителя.

В [8] приведены значения этих коэффициентов в международной системе единиц (системе СИ). Чтобы более точно проверить выполнение условия (12), необходимо рассчитать индуктивность рассеяния и сопротивление x_{tr} для конкретной конструкции трансформатора или измерить их экспериментально [1, 4].

В заключение рассмотрим влияние на работу выпрямителей динамических свойств диодов. При анализе выпрямителей в работах [1–5] и в данной статье вентиляльные свойства диодов предполагались идеальными, не зависящими от частоты f переменного напряжения. Однако благодаря эффекту накопления заряда в базе реальные диоды пропускают в запорном состоянии импульс обратного тока, амплитуда и длительность которого могут быть достаточно большими. С повышением частоты переменного напряжения соотношение между зарядом $Q_{пр}$, проходящим через диод в прямом направлении, и зарядом $Q_{обр}$, проходящим в обратном направлении, может существенно измениться, что приведет к снижению уровня выпрямленного напряжения. Пусть в граничном случае заряд $Q_{обр}$ достигает 5 % заряда

$Q_{пр}$. Тогда условие эффективной работы диодов можно представить в виде соотношения: $Q_{обр} < 0,05 Q_{пр}$. Анализируя процессы в диоде с помощью метода заряда, упомянутое условие приведем к следующему виду:

$$f < \frac{\sqrt{1-\varphi}}{4\pi\tau},$$

где τ — постоянная времени диода (время жизни неосновных носителей заряда в базе диода).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лэнди Р., Дэвис Д., Албрехт А. Справочник радионинженера / Пер с англ.— М.: Госэнергоиздат, 1961.— 704 с.
2. Силовая электроника: Примеры и расчеты / Ф. Чаки, И. Герман, И. Ипшич и др. Пер с англ.— М.: Энергоиздат, 1982.— 384 с.
3. Терентьев Б. П. Электропитание радиоустройств.— М.: Связьиздат, 1948.
4. Терентьев Б. П., Китаев В. Е. Электропитание предприятий радиосвязи.— М.: Связь, 1966.— 296 с.
5. Белопольский И. И. Источники питания радиоустройств.— М.: Энергия, 1971.— 312 с.
6. Филиппов Е. Нелинейная электротехника / Пер с нем.— М.: Энергия, 1968.— 504 с.
7. Мазель К. Б. Теория и расчет выпрямителя, работающего на емкость, с учетом индуктивности рассеяния трансформатора.— М.: Л.: Госэнергоиздат, 1957.
8. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет / Под ред. С. Д. Додика и Е. И. Гальперина.— М.: Советское радио, 1969.— 448 с.

[06.02.90]

УДК 621.314.1:621.335.2/3

Преобразователи для перспективных унифицированных электровозов

КУРБАСОВ А. С., доктор техн. наук

МИИТ

По электрифицированным железным дорогам уже в ближайшие годы будет осуществляться до 75 % всех железнодорожных перевозок. Крупным преимуществом электрической тяги является возможность эффективно использования достижений в области силовой электроники, микроэлектроники и ЭВМ.

Создание полупроводникового преобразователя для частотного регулирования асинхронных короткозамкнутых тяговых двигателей с возможностью плавного регулирования мощности по заданному закону позволяет коренным образом модернизировать электровозы, сделав их высокопроизводительными и надежными.

В ФРГ уже накоплен продолжительный опыт эксплуатации электровозов с асинхронными тяговыми

двигателями (АТД) и тиристорными преобразователями, подтвердивший их эксплуатационную эффективность. Отечественный опыт эксплуатации электровозов с тиристорными преобразователями пока невелик и связан преимущественно с плавным регулированием выпрямленного напряжения на коллекторных тяговых двигателях постоянного тока. С АТД испытаны лишь опытные образцы. Из этого опыта следует, что при соответствующей доводке преобразователя он может обеспечить электровозу требуемую надежность при хороших эксплуатационных показателях.

Однако при существующих довольно высоких ценах на тиристоры и другие электронные компоненты конечная экономическая эффективность разработок перспек-

тивного электровоза заметно снижается. Тиристоры будут совершенствоваться, их число в силовых схемах будет сокращаться, что приведет к снижению стоимости преобразователей. С учетом этого асинхронный тяговый привод может получить мощный импульс для внедрения, если предусмотреть создание такого электровоза, который в принципе не может быть реализован при использовании коллекторных двигателей или это приведет к значительному усложнению электрического оборудования. Используя тиристорные преобразователи и АТД, можно создать унифицированные по основным узлам и универсальные по роду питающего напряжения электровозы. Ниже рассмотрены возможности решения такой задачи.

Во многих странах, в том числе и в СССР, известно несколько вариантов электропитания контактной сети. В СССР примерно половина электрической тяги использует в тяговой сети напряжение постоянного тока 3 кВ и другая половина — напряжение переменного тока 25 кВ промышленной частоты. Непрерывное движение поездов по сопряженным участкам требует либо довольно дорогих станций стыкования по системе энергоснабжения, либо электровозов двойного питания. И то, и другое решение вносит немалые сложности при большом числе перемежающихся участков с разными родами тока.

На современном уровне задача по созданию электровоза двойного питания может быть решена достаточно

просто, что и следует из рассмотрения возможных структурных схем преобразователей энергии, представленных на рис. 1. На рис. 1, а дана структурная схема электровозов двойного питания с использованием коллекторных тяговых двигателей. Крупная партия таких электровозов изготовлена нашей промышленностью. По подобной схеме (на два напряжения) выполнялись и зарубежные электровозы. Для них характерно наличие двойного комплекта преобразовательного и регулирующего оборудования, причем каждый комплект оборудования должен быть рассчитан на полную мощность. На рис. 1, а в комплект оборудования переменного тока входят трансформатор и нерегулируемый выпрямитель S_1 ; комплект контактно-резисторного оборудования постоянного тока заключен в блоке S_2 .

Использование бесколлекторных тяговых двигателей — асинхронных или синхронных — позволяет обойтись лишь частичным дублированием преобразовательного оборудования. Структурная схема, отвечающая этому варианту решения, представлена на рис. 1, б. Здесь общими являются не только тяговые двигатели, но и выходное звено преобразователя S_4 — автономный инвертор тока (АИТ), который обеспечивает регулирование частоты выходного трехфазного напряжения, питающего тяговые двигатели. Питающее входное напряжение постоянного тока регулируется в импульсном прерывателе S_3 . Если электровоз работает на переменном токе, то во входном звене должен быть понижающий трансформатор и выпрямитель S_5 с фазовым регулированием напряжения.

Однако и в этой схеме современные тенденции развития полупроводниковых преобразователей использованы не в полной мере.

На рис. 1, в дана структурная схема электровоза двойного питания, в которой по сравнению с электровозом переменного тока не требуется добавлять преобразовательное оборудование. В этой схеме напряжение и частота на выводах АТД регулируются в выходном звене преобразователя S_6 — автономном инверторе напряжения с широтно-импульсной модуляцией напряжения (АИН—ШИМ). Во входном звене при питании переменным током используются понижающий трансформатор и нерегулируемый выпрямитель S_7 . При питании от контактной сети постоянного тока 3 кВ постоянное напряжение подается прямо на АИН—ШИМ.

Следовательно, для придания электровозу важного свойства универсальности по роду питающего напряжения достаточно согласовать напряжение в звене постоянного тока преобразователя с напряжением в контактной сети постоянного тока. К сожалению, такая простая идея не реализована создателями электровоза ВЛ-86, где в звене постоянного тока принято напряжение 1600 В и он по этой причине лишен возможности работать на участках электрической тяги постоянного тока (1).

Предлагаемый вариант структурной схемы при создании универсального электровоза — электровоза двойного питания, может обеспечить решение еще одной важной задачи: реализацию электровоза постоянного тока повышенного (выше 3 кВ) напряжения с АТД, также допускающего питание существующим напряжением 3 кВ.

Действующая система электрической тяги постоянного тока при напряжении 3 кВ ограничивает пропускную способность ряда участков с интенсивным движением поездов, требуя больших затрат на ее усиление. При повышении напряжения до 12 кВ не потребуется усиливать изоляцию контактной подвески, при этом полностью снимаются ограничения по пропускной способности существующих участков, достигаются крупный эффект за счет экономии меди для вновь строящихся

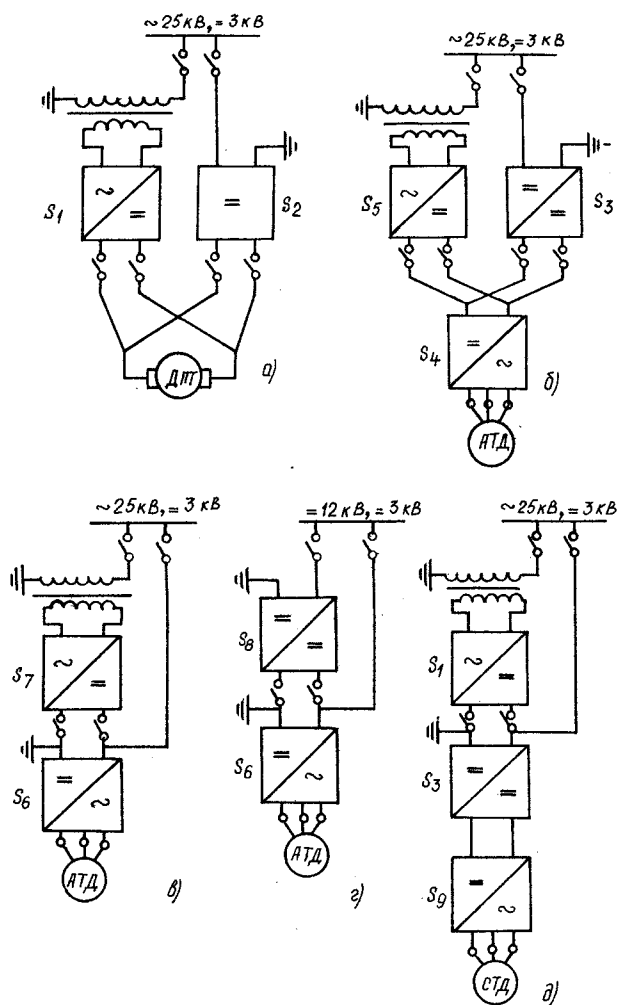


Рис. 1. Структурные схемы электровозов двойного питания

участков электрической тяги и экономия энергии за счет сокращения потерь в контактной сети при переводе на повышенное напряжение действующих участков.

Структурная схема преобразователя электровоза постоянного тока двойного питания представлена на рис. 1, г. Входным звеном служит нерегулируемый импульсный прерыватель S_8 , работающий с постоянной скважностью импульсов, равной 0,25 периода и обеспечивающий снижение входного напряжения с 12 до 3 кВ на входе АИН—ШИМ. Это не только упрощает входное звено за счет меньшей установленной мощности вентилей и упрощения системы регулирования, но также позволяет снизить массу входного фильтра за счет включения четырех преобразователей S_8 на общий фильтр при смещении их импульсов напряжения на 0,25 периода.

Из сопоставления предложенных вариантов решений по электровозам двойного питания усматривается возможность их крупной унификации по основным конструктивным узлам. Одинаковые АТД позволяют выполнить одинаковой механическую ходовую часть электровозов. Выходное звено преобразователя — АИН—ШИМ составляет главную часть преобразователя, где осуществляется все управление режимами электровоза. Следовательно, системы управления будут одинаковыми.

Если принять к сведению, что одинаковыми для всех электровозов будут системы вспомогательных электрических машин, поскольку они будут получать питание от звена постоянного тока 3 кВ, а также то, что размещаемое на крыше оборудование обоих электровозов будет практически одним и тем же, то можно оценить уровень унификации электровозов постоянного и переменного тока величиной, равной 85—90 %. Это крупное преимущество перспективных электровозов нового поколения, делающее их привлекательными как для промышленности, так и для транспорта.

Для предполагаемых вариантов универсальных и унифицированных электровозов желательно использовать перспективные запираемые тиристоры, на применение которых ориентировано электровозостроение за рубежом. Их использование особенно благоприятно в АИН—ШИМ, где устраняются при этом сложные узлы коммутации. Следует отметить, что предложенные структурные схемы электровозов двойного питания имеют преимущества не только по сравнению с уже эксплуатируемыми электровозами подобного типа, но и по сравнению с перспективными электровозами с бесколлекторными тяговыми двигателями, планируемыми для производства. На рис. 1, д приведена структурная схема французского электровоза серии ВВ 26000, рассчитанного на питание от сети переменного тока 25 кВ и постоянного тока 1,5 кВ [2]. При питании от сети переменного тока в схеме используется полная мощность трех тиристорных регулируемых преобразователей: управляемого выпрямителя S_1 , управляемого импульсного прерывателя S_3 и автономного инвертора тока S_8 , в котором регулируется частота напряжения, подаваемого на синхронный тяговый двигатель, и осуществлена машинная коммутация тириستоров. При питании от сети постоянного тока в силовой схеме задействованы блоки S_3 и S_9 .

Сделаем попытку дать количественную оценку сложности представленных на рис. 1 преобразователей. Сопоставление и количественную оценку вариантов выполним по величине условной мощности тиристорных преобразователей. При этом было принято во внимание следующее.

1. Суммарная установленная мощность вентилей, оцениваемая по средним значениям постоянных составляющих токов I_d и напряжения U_d , одинакова для

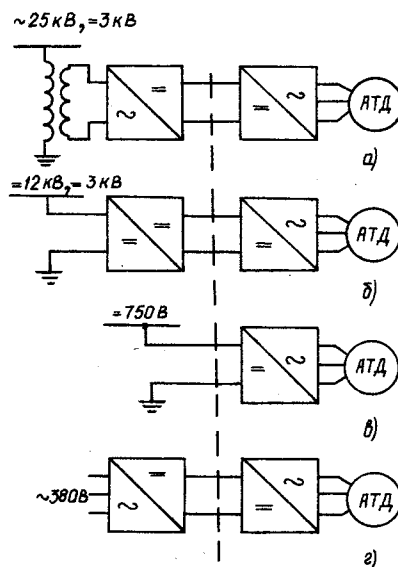


Рис. 2. Унифицированные узлы преобразователей

1- и 3-фазных мостовых схем, а также для ключа (импульсный прерыватель) и равна $2I_d U_d$.

2. Для ориентированного расчета условной мощности вентилей в рассматриваемых схемах нужно ввести следующие поправки. Для напряжения: множитель 1,56 — для однофазного моста; 1,02 — для трехфазного моста; 1,0 — для ключа; для диодов вводится коэффициент 0,2; для входного звена преобразователя вводится множитель 1,3. Коэффициент 0,2 согласуется с опытом создания диодных и тиристорных выпрямителей.

Первая из поправок учитывает рост амплитуды напряжения по сравнению со средним его значением; вторая — учитывает упрощение диодного моста по сравнению с тиристорным вместе с системой регулирования; третья — учитывает возможное перенапряжение на выходном звене преобразователя (в чем специфика систем электрической тяги).

В режиме рекуперации по схемам преобразователя на рис. 1, в и г необходимо изменить полярность в звене постоянного тока контакторным переключателем во избежание усложнения схемы.

Приняв к сведению все вышесказанное, получим для разных схем следующие коэффициенты при мощности $U_d I_d$:

$$\text{рис. 1, б: } 1,3 \cdot 1,56 \cdot 2U_d I_d + 1,3(U_d I_d + 0,2U_d I_d) + 1,02(2U_d I_d + 0,2 \cdot 2U_d I_d) = 7,6U_d I_d;$$

$$\text{рис. 1, в: } 1,3 \cdot 1,56 \cdot 2U_d I_d + 1,02(2U_d I_d + 0,2 \cdot 2U_d I_d) = 6,09U_d I_d;$$

$$\text{рис. 1, г: } 1,3 \cdot 3/4 (U_d I_d + 0,2U_d I_d) + 1,02(2U_d I_d + 0,2 \cdot 2U_d I_d) = 3,62U_d I_d;$$

$$\text{рис. 1, д: } 1,3 \cdot 1,56 \cdot 2U_d I_d + 1,3(U_d I_d + 0,2U_d I_d) + 1,02(2U_d I_d + 0,2 \cdot 2U_d I_d) = 8,06U_d I_d.$$

Из полученных значений коэффициентов при мощности $U_d I_d$ следует, что предлагаемые варианты схемных решений преобразователя по рис. 1, в и г по созданию универсальных электровозов наиболее простые, а обеспечение унификации электровозов не приводит к усложнению и удорожанию преобразовательной части их, а наоборот, обеспечивает электровозу ряд дополнительных преимуществ. Рассмотрим это подробнее.

Рис. 2 обобщает различные перспективные варианты структурных схем асинхронного привода не только для

электроподвижного состава, но и для промышленных целей. На рис. 2, а и б даны уже упоминавшиеся схемы электропоездов двойного питания; на рис. 2, в — схема для магистральных электропоездов и метрополитена; на рис. 2, г — перспективный промышленный привод. Пунктирная линия на рис. 2 пересекает схему преобразователя на входную нерегулируемую часть и на выходную регулируемую, где регулируется как напряжение, так и частота.

Такая концепция построения схем преобразователей позволит реализовать следующие преимущества:

1. Упростить преобразователь за счет использования нерегулируемого выпрямителя во входном звене.

2. Повысить коэффициент мощности, устранив фазовое регулирование напряжения во входном звене. Фазовое регулирование напряжения резко снижает коэффициент мощности на промежуточных ступенях напряжения.

3. Повысить коэффициент полезного действия за счет уменьшения потерь в диодном выпрямителе по сравнению с тиристорным выпрямителем.

4. Упростить систему управления преобразователем, поскольку регулирование осуществляется только в инверторе с ШИМ.

Использование подобных преобразователей будет особенно эффективным при широком внедрении запираемых тиристоров с высокими параметрами, которые уже производятся и применяются в ряде стран.

Заключение. На современном уровне развития полупроводниковых преобразователей имеется возможность создания высокопроизводительных, универсальных по роду питающего напряжения и унифицированных по основным узлам электропоездов. Предложенные варианты структурных схем преобразователей с нерегулируемым входным звеном и регулированием напряжения и частоты в выходном звене требуют минимального дополнительного оборудования и отвечают тенденции развития перспективных электропоездов и силовой полупроводниковой техники.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жилев О. Н. Тиристорные электропоезда с приводом переменного тока. — Электротехника, 1985, № 9.
2. Une locomotive... tous trains. — La vie du rail, 1988, N 2149/16.

[01.03.90]

УДК 621.3.014.32

Определение электромагнитных сил, действующих на плоские проводники, расположенные вблизи проводящих тел

ГЕРАСИМОВИЧ А. Н.

Расчет электромагнитных сил взаимодействия между токоведущими частями и поверхностями проводящих тел, вблизи которых они расположены (силы в лобовых частях обмоток генераторов, в обмотках трансформаторов, в токопроводах ячеек КРУ и т. д.), необходим при проектировании различного электрооборудования и электроустановок. Такие задачи, как правило, решаются с использованием метода зеркальных изображений, обладающего известной простотой при определении сил между линейным постоянным током и бесконечным полупространством [1, 2]. Однако если толщина тела конечна и меньше расстояния между током и телом, приходится использовать метод многократных зеркальных изображений [1]. При этом количество изображений и их расположение не зависят от соотношения толщины тела и длины электромагнитной волны. Значительные затруднения возникают в применении этого метода при наличии экранированных поверхностей.

Рассчитанные по этому методу силы при протекании переменных токов не зависят от электрической проводимости материала γ и частоты протекающего по проводнику тока ω . Слабо учитываются при использовании этого метода и магнитные свойства проводящего тела. Так, при относительной магнитной проницаемости материала тела $\mu_r \geq 39$ рассчитанная сила взаимодействия только на 5 %, а при $\mu_r \geq 399$ на 0,5 % меньше силы взаимодействия, рассчитанной при $\mu_r = \infty$ [2]. Несоответствие между фактическими и рассчитанными силами пытаются устранить путем введения в расчетные формулы фиктивной эквивалентной квазипроницаемости металла [1]. Последняя получается зависимой не только от физических свойств

тела и частоты тока, но и геометрии конструкции (расстояния между проводником и поверхностью тела).

Метод зеркальных изображений только формально учитывает и характер распределения основных параметров электромагнитного поля, создаваемого токоведущими частями на поверхности проводящего тела. Однако, как показано ниже, значение электромагнитных сил между проводником и проводящим телом в существенной степени зависит также от характера распределения параметров поля на поверхности тела.

Если по методам расчета сил, действующих на ферромагнитное тело и вызванных магнитным полем токоведущих проводников, в настоящее время ведется дискуссия («Электричество», 1987, № 10; 1988, № 9, № 10 и др.), то не менее важна и разработка методов расчета сил, действующих на проводники и обусловленных реакцией вихревых токов проводящей среды.

Отмеченное выше побуждает исследователей разрабатывать методы расчета электромагнитных сил, которые исключили бы недостатки метода зеркальных изображений. Одним из них может быть метод, который базируется на основе расчета магнитного векторного потенциала вихревых токов, протекающих в проводящем теле. Расчет значения магнитного векторного потенциала вихревых токов в системе «ферромагнитный лист — проводник с протекающим по нему переменным током» изложен в [3]. При расположении системы координат в соответствии с рис. 1 комплексная амплитуда потенциала вихревых токов в воздухе будет

$$A_b(z, y) = - \frac{\mu_r A_{12}(0, y) + a \operatorname{cth} a\delta/2 A_1(0, y)}{\mu_r \lambda_y + a \operatorname{cth} a\delta/2} \exp(\lambda_y z), \quad (1)$$

где $a = \sqrt{j\omega\gamma\mu + \lambda_y^2}$;

λ_y — так называемая пространственная частота распределения магнитного векторного потенциала вихревых токов на границе раздела сред ($z=0$), определяемая из кривой распределения векторного потенциала [3]; $A_1(0, y)$ — комплексная амплитуда магнитного векторного потенциала протекающего по проводнику тока на границе раздела сред ($z=0$); $A_{1z}(0, y)$ — производная по z от магнитного векторного потенциала на границе раздела сред.

Выражение (1) позволяет исследовать влияние на значение магнитного векторного потенциала, а следовательно, и сил, как электромагнитных свойств материала тела, так и геометрических размеров проводников, толщины листа и др. В данной статье исследуется влияние на электромагнитные силы геометрических размеров плоских проводников, определяющих величину пространственной части распределения потенциала. Будем в дальнейшем рассматривать электромагнитные силы, действующие на плоские проводники с конечной высотой b или токовые слои ($b=0$), которыми иногда аппроксимируют проводники с большой шириной d по отношению к их высоте.

Удельную электромагнитную силу, действующую на элементы плоского проводника вследствие протекания вихревых токов в проводящем теле, будем определять через индукцию вихревых токов по формуле [4]

$$\mathbf{f}(z, y, t) = \mathbf{J}(t) \times \mathbf{B}(z, y, t), \quad (2)$$

где $\mathbf{J}(t)$ — удельная плотность протекающего по сечению проводника тока.

В общем случае плотность тока в шинах прямоугольного сечения распределяется неравномерно и эта неравномерность возрастает при увеличении высоты шины. Расчет распределения плотности тока даже уединенной прямоугольной шины является довольно сложной задачей. Еще более усложняется задача расчета плотности тока при наличии проводящего полупространства. Для упрощения задачи распределение тока по сечению проводника принимаем равномерным, т. е. независимым от z и y . Такое допущение обычно принимается исследователями при расчете сил [1, 2] и справедливо для проводников прямоугольного сечения, приближающихся к токовым слоям. Такие проводники присущи большинству технических систем. В этом случае для прямоугольного проводника плотность тока

$$J = I(db)^{-1}, \quad (3a)$$

а линейная плотность для токового слоя

$$J = Id^{-1}. \quad (3b)$$

Комплексные амплитуды пространственных составляющих индукции (горизонтальную составляющую B_y и вертикальную составляющую B_z) найдем из соотношений:

$$B_y(z, y) = \frac{\partial A_b(z, y)}{\partial z} = -\lambda_y \frac{\mu_r A_1(0, y) + a \operatorname{cth} a\delta/2 A_1(0, y)}{\mu_r \lambda_y + a \operatorname{cth} a\delta/2} \times \\ \times \exp(\lambda_y z); \quad (4)$$

$$B_z(z, y) = -\frac{\partial A_b(z, y)}{\partial y} = \\ = \frac{\mu_r A_{1z}(0, y) + a \operatorname{cth} a\delta/2 A_{1y}(0, y)}{\mu_r \lambda_y + a \operatorname{cth} a\delta/2} \exp(\lambda_y z), \quad (5)$$

где

$$A_{1z}(0, y) = \frac{\partial A_1(0, y)}{\partial y}; \quad A_{1y}(0, y) = \frac{\partial A_1(0, y)}{\partial y}.$$

Прежде чем определять пространственные составляющие индукции B_y и B_z , найдем величины магнитного векторного потенциала тока, протекающего по проводнику, и его производные по координатам z и y . В соответствии с рис. 1 комплексная амплитуда магнитного векторного потенциала

$$A_1(z, y) = \int_{y_1}^{y_2} \int_{z_1}^{z_2} \frac{\mu_0 J}{2\pi} \ln r dy' dz', \quad (6)$$

где $\frac{\mu_0 J}{2\pi} \ln r$ — магнитный векторный потенциал линейного тока, значение которого равно плотности J ;

$$r = \sqrt{(y-y')^2 + (z-z')^2}; \quad y_{1,2} = y_0 \mp d/2; \quad z_{1,2} = z_0 \mp b/2.$$

После интегрирования (6) по сечению прямоугольной шины значение магнитного векторного потенциала и его производные будут выражаться через элементарные функции:

$$A_1(z, y) = \frac{\mu_0 J}{4\pi} \left\{ Y_1 Z_1 \ln(Y_1^2 + Z_1^2) - Y_1 Z_2 \ln(Y_1^2 + Z_2^2) - \right. \\ \left. - Y_2 Z_1 \ln(Y_2^2 + Z_1^2) + Y_2 Z_2 \ln(Y_2^2 + Z_2^2) - 3db + \right. \\ \left. + (Z_1^2 - Y_1^2) \operatorname{arctg} \frac{Y_1}{Z_1} + (Z_2^2 - Y_2^2) \operatorname{arctg} \frac{Y_2}{Z_2} + \right. \\ \left. + (Y_1^2 - Z_2^2) \operatorname{arctg} \frac{Y_1}{Z_2} + (Y_2^2 - Z_1^2) \operatorname{arctg} \frac{Y_2}{Z_1} \right\}; \quad (7a)$$

$$A_{1z}(z, y) = \frac{\mu_0 J}{4\pi} \left\{ Y_1 \ln \frac{Y_1^2 + Z_1^2}{Y_1^2 + Z_2^2} + Y_2 \ln \frac{Y_2^2 + Z_2^2}{Y_2^2 + Z_1^2} + \right. \\ \left. + 2Z_1 (\operatorname{arctg} \frac{Y_1}{Z_1} - \operatorname{arctg} \frac{Y_2}{Z_1}) + 2Z_2 (\operatorname{arctg} \frac{Y_2}{Z_2} - \operatorname{arctg} \frac{Y_1}{Z_2}) \right\}; \quad (8a)$$

$$A_{1y}(z, y) = \frac{\mu_0 J}{4\pi} \left\{ Z_1 \ln \frac{Y_1^2 + Z_1^2}{Y_2^2 + Z_1^2} + Z_2 \ln \frac{Y_2^2 + Z_2^2}{Y_1^2 + Z_2^2} + \right. \\ \left. + 2Y_1 (\operatorname{arctg} \frac{Y_1}{Z_2} - \operatorname{arctg} \frac{Y_1}{Z_1}) + 2Y_2 (\operatorname{arctg} \frac{Y_2}{Z_1} - \operatorname{arctg} \frac{Y_2}{Z_2}) \right\}; \quad (9a)$$

$$A'_{1z}(z, y) = \frac{\mu_0 J}{4\pi} \ln \frac{(Y_1^2 + Z_1^2)(Y_2^2 + Z_2^2)}{(Y_1^2 + Z_2^2)(Y_2^2 + Z_1^2)}, \quad (10a)$$

где

$$Y_1 = y - y_0 - d/2; \quad Y_2 = y - y_0 + d/2; \quad Z_1 = z - z_0 - b/2; \\ Z_2 = z - z_0 + b/2.$$

Аналогично в случае токового слоя эти же величины будут находиться по следующим формулам:

$$A_1(z, y) = \frac{\mu_0 J}{4\pi} \left\{ Y_2 \ln(Y_2^2 + Z_2^2) - Y_1 \ln(Y_1^2 + Z_1^2) - 2d + \right. \\ \left. + 2Z_1 (\operatorname{arctg} \frac{Y_2}{Z_2} - \operatorname{arctg} \frac{Y_1}{Z_1}) \right\}; \quad (7b)$$

$$A_{1z}(z, y) = \frac{\mu_0 J}{2\pi} (\operatorname{arctg} \frac{Y_2}{Z_2} - \operatorname{arctg} \frac{Y_1}{Z_1}); \quad (8b)$$

$$A_{1y}(z, y) = \frac{\mu_0 J}{4\pi} \ln \frac{Y_2^2 + Z_2^2}{Y_1^2 + Z_1^2}; \quad (9b)$$

$$A'_{1z}(z, y) = \frac{\mu_0 J}{2\pi} \left(\frac{Z_2}{Y_2^2 + Z_2^2} - \frac{Z_1}{Y_1^2 + Z_1^2} \right). \quad (10b)$$

Анализ выражений (4) — (5), (7) — (10) показывает, что составляющие индукции вихревых токов в значительной степени зависят от характера магнитного поля, создаваемого током проводника, т. е. от размеров поперечного сечения проводника. Так, горизонтальная

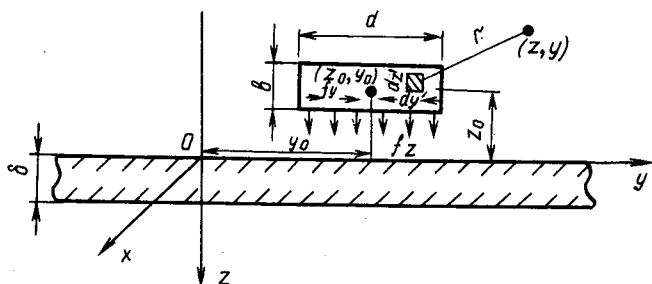


Рис. 1. К расчету индукции вихревых токов и электромагнитных сил, действующих на проводник

составляющая индукции вихревых токов $B_y(z, y)$ зависит от пространственной частоты распределения векторного потенциала вихревых токов. На рис. 2 приведены кривые распределения векторного потенциала и изменения пространственной частоты для случая токового слоя разной ширины, рассчитанные по методу [3]. Из кривых следует, что с ростом ширины проводника распределение векторного потенциала вихревых токов на границе раздела сред под проводником становится более равномерным и частота распределения уменьшается, а следовательно, уменьшается и величина $B_y(z, y)$. При значительной ширине проводника пространственная частота под краями проводника становится больше частоты распределения под центром. В предельном случае, когда d стремится к ∞ , частота распределения и горизонтальная составляющая индукции $B_y(z, y)$ становятся равными нулю.

Аналогичным образом изменяется и вертикальная составляющая индукции вихревых токов $B_z(z, y)$. С ростом ширины проводника более равномерным становится распределение магнитного векторного потенциала $A_1(0, y)$ и распределение горизонтальной составляющей индукции $A_{1z}(0, y)$ создаваемых током проводника. В результате производные $A_{1z}(0, y)$ и $A_{1y}(0, y)$ уменьшаются и при $d \rightarrow \infty$ они становятся равными нулю.

Рассмотренному предельному случаю (равенство нулю составляющих индукции реакции вихревых токов) соответствует техническая система рис. 3, состоящая из трубчатого токопровода, по которому протекает ток, и окружающего его трубчатого проводящего пространства. В такой системе магнитная индукция между проводником и трубчатым пространством, как известно, определяется только током проводника и не зависит от вихревых токов, протекающих в проводящем пространстве. Если радиус токопровода системы устремить к бесконечности, то данная система переходит в рассматриваемую с шириной проводника $d = \infty$.

Здесь же попутно отметим, что вертикальная со-

ставляющая индукции тока изображения (если этот метод применять в расчетах) будет только качественно по характеру изменяться в рассматриваемой области так же, как соответствующая индукции вихревых токов. Горизонтальная составляющая индукции изображения в отличие от индукции вихревых токов при значительной ширине будет иметь минимальное значение под краями проводника и максимальное под его серединой.

Для определения мгновенных значений электромагнитных сил значения составляющих индукции вихревых токов представим в символической форме записи. С учетом того, что a является комплексной величиной и $\omega\mu \gg \lambda_y^2$, составляющие $B_y(z, y)$ и $B_z(z, y)$ будут рассчитываться по выражениям

$$B_y(z, y) = B_{my}(z, y) \exp(j \psi_{By}); \quad (11a)$$

$$B_z(z, y) = B_{mz}(z, y) \exp(j \psi_{Bz}), \quad (11b)$$

где

$$B_{my}(z, y) = \lambda_y \sqrt{c_6^2 + c_7^2} (\sqrt{c_4^2 + c_5^2})^{-1} \exp(\lambda_y z);$$

$$B_{mz}(z, y) = \sqrt{c_8^2 + c_9^2} (\sqrt{c_4^2 + c_5^2})^{-1} \exp(\lambda_y z);$$

$$c_1 = \operatorname{ch} [\sqrt{\omega\mu} \delta \cos(\pi/4 - \alpha/2) - \cos[\sqrt{\omega\mu} \times \\ \times \delta \sin(\pi/4 - \alpha/2)];$$

$$c_2 = \operatorname{sh} [\sqrt{\omega\mu} \delta \cos(\pi/4 - \alpha/2)] c_1^{-1};$$

$$c_3 = \operatorname{sh} [\sqrt{\omega\mu} \delta \sin(\pi/4 - \alpha/2)] c_1^{-1};$$

$$c_4 = \sqrt{\omega\mu} \sqrt{c_2^2 + c_3^2} \cos(\pi/4 - \alpha/2 + \psi_1) + \mu_r \lambda_y \cos \alpha;$$

$$c_5 = \sqrt{\omega\mu} \sqrt{c_2^2 + c_3^2} \sin(\pi/4 - \alpha/2 + \psi_1) - \mu_r \lambda_y \sin \alpha;$$

$$c_6 = A_1(0, y) \sqrt{\omega\mu} \sqrt{c_2^2 + c_3^2} \cos(\pi/4 - \alpha/2 + \psi_1) + \\ + \mu_r A_{1z}(0, y) \cos \alpha;$$

$$c_7 = A_1(0, y) \sqrt{\omega\mu} \sqrt{c_2^2 + c_3^2} \sin(\pi/4 - \alpha/2 + \psi_1) - \\ - \mu_r A_{1z}(0, y) \sin \alpha;$$

$$c_8 = A_{1y}(0, y) \sqrt{\omega\mu} \sqrt{c_2^2 + c_3^2} \cos(\pi/4 - \alpha/2 + \psi_1) + \\ + \mu_r A'_{1z}(0, y) \cos \alpha;$$

$$c_9 = A_{1y}(0, y) \sqrt{\omega\mu} \sqrt{c_2^2 + c_3^2} \sin(\pi/4 - \alpha/2 + \psi_1) - \\ - \mu_r A'_{1z}(0, y) \sin \alpha;$$

$$\psi_{By} = \psi_3 - \psi_2; \quad \psi_{Bz} = \psi_4 - \psi_2; \quad \psi_1 = \operatorname{arctg} \frac{c_3}{c_2};$$

$$\psi_2 = \operatorname{arctg} \frac{c_5}{c_4}; \quad \psi_3 = \operatorname{arctg} \frac{c_7}{c_6}; \quad \psi_4 = \operatorname{arctg} \frac{c_9}{c_8};$$

α — угол потерь, если в расчетах используется комплексная магнитная проницаемость.

Анализ формул по расчету величины углов фазового сдвига (ψ_{By} и ψ_{Bz}) соответствующих составляющих

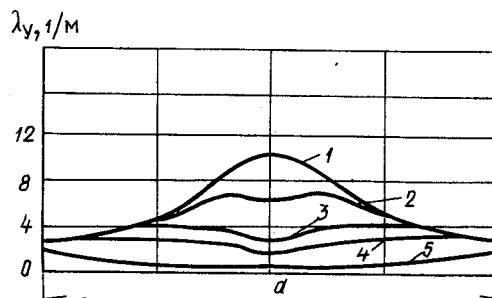
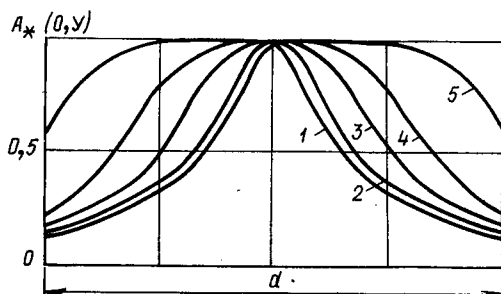


Рис. 2. Кривые распределения магнитного векторного потенциала вихревых токов $A_x(0, y)$ и пространственной частоты λ_y под проводником на границе раздела сред (1 — $d=0,1$ м; 2 — $0,2$ м; 3 — $0,4$ м; 4 — $0,5$ м; 5 — 1 м)

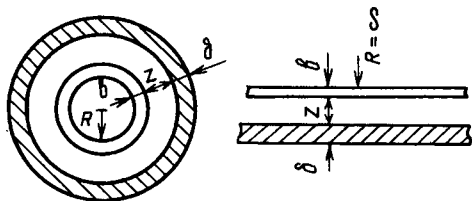


Рис. 3. Рассматриваемая техническая система

индукции показывает, что их величина зависит от соотношения вещественных (c_4, c_6, c_8) и мнимых (c_5, c_7, c_9) составляющих, т. е. от величин пространственной частоты, магнитного векторного потенциала тока проводника и его производных. Перечисленные величины зависят, в свою очередь, как отмечалось выше, от геометрических размеров проводника. В отличие от составляющих индукции тока изображения, фазовый сдвиг которых под проводником остается неизменным, составляющие индукции вихревых токов изменяются вдоль ширины проводника не только по величине, но и по фазе.

Теперь определим мгновенные значения удельных электромагнитных сил, обусловленных протеканием вихревых токов в проводящем теле и действующих на элементы сечения проводника с током. Для принятой в нашем случае системы координат мгновенное значение вертикальной составляющей удельной силы с учетом (2), (3), (11) при синусоидальном изменении тока равно

$$f_z(z, y, t) = \frac{1}{2} JB_{yz}(z, y) [\cos(2\omega t + 2\varphi_i - \psi_{By}) - \cos \psi_{By}], \quad (12a)$$

а горизонтальной составляющей —

$$f_y(z, y, t) = \frac{1}{2} JB_{mz}(z, y) [\cos \psi_{Bz} - \cos(2\omega t + 2\varphi_i - \psi_{Bz})], \quad (12b)$$

где φ_i — начальная фаза протекающего по проводнику тока.

Рассмотренный алгоритм расчета электромагнитных сил позволяет учитывать влияние электромагнитных свойств проводящего пространства и геометрических размеров проводников. В дальнейшем расчет численных значений сил будем проводить для случая, когда толщина ферромагнитного листа превышает эквивалентную глубину проникновения электромагнитной волны в 4 раза и более, т. е. когда $\text{cth } a\delta/2$ стремится к единице. По предлагаемому методу произведен расчет величины результирующих и удельных сил, действующих на элементы сечения проводника. При этом в результате расчета исследовалось влияние ширины проводника на величины $f_z(z, y, t)$, $f_y(z, y, t)$, $F_z(t)$ и $F_y(t)$ при фиксированных значениях электромагнитных свойств проводящего тела и удалении от него проводника. Результаты отдельных расчетов для токового слоя представлены на рис. 4, а и б.

На рис. 4, а приведены кривые 1—4 изменения абсолютных максимальных значений удельных сил при расположении плоских проводников различной ширины над проводящим ферромагнитным пространством (сталь Ст. 3) с $\mu_r = 500$ и $\gamma = 6,2 \cdot 10^6$ (Ом·м) $^{-1}$. Там же для сопоставления приведены результаты расчетов сил (кривые 1'—4'), полученных при использовании метода зеркальных изображений. Из сравнения полученных результатов видно, что наибольшие удельные силы действуют на края плоских проводников и их значение и характер распределения по ширине проводника существенно отличаются от результатов, полученных методом зеркальных изображений.

Характер изменения результирующей силы $F_z(t)$, действующей на проводник, и силы $F_y(t)$, действующей на одну из половин проводника, показан на рис. 4, б. Ре-

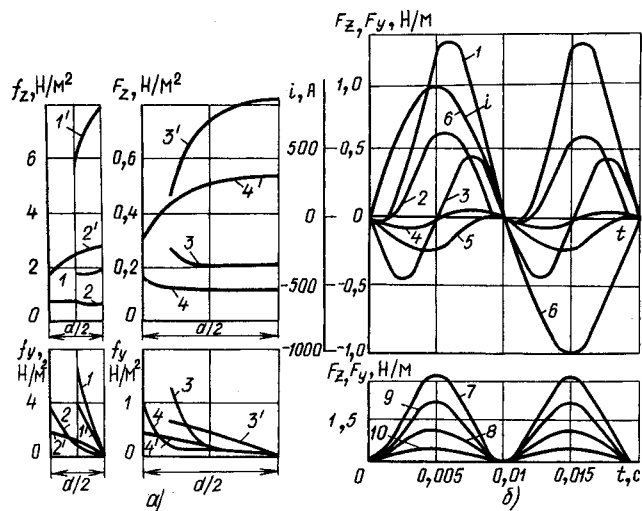


Рис. 4. Кривые распределения абсолютных максимальных значений удельных сил (а) и изменения характера результирующих сил (б) при $I_m = 1000$ А; $z = 0,05$ м; случай а: 1 — $d = 0,2$ м; 2 — $0,4$ м; 3 — $0,8$ м; 4 — $1,0$ м; 1'—4' — рассчитаны по методу зеркальных изображений; случай б: 1 — $d = 0,2$ м; 2 и 3 — $0,2$ м; 4 и 5 — $1,0$ м; 1, 3, 5, 7 — F_z ; 2, 4, 8 — F_y ; 9 — F_z и 10 — F_y рассчитаны по методу зеркальных изображений

зультирующие значения составляющих силы, действующей на проводник, определялись путем интегрирования мгновенных значений удельных сил по сечению проводника.

Интегрирование выполнялось численным методом. При этом кривые 1—5 получены для случая массивного ферромагнитного пространства, а 7—8 — для случая ферромагнитного пространства без вихревых токов (состоящего из стальных изолированных пластин). Электрическая проводимость такого пространства в расчетах принималась равной нулю. Из анализа характера изменения результирующих вертикальных сил во времени следует, что при принятом удалении проводника в случае массивного пространства и линейного тока сила взаимодействия между ними является притягивающей (кривая 1).

По мере увеличения ширины проводника ($d = 0,2$ м) вертикальная сила становится знакопеременной (кривая 3), а при дальнейшем увеличении ширины проводника ($d = 1,0$ м) она отталкивает последний от поверхности пространства (кривая 5). Горизонтальная же составляющая силы при ширине проводника $0,2$ м является сжимающей, а при ширине $1,0$ м она становится знакопеременной, т. е. в отдельные интервалы времени на проводник действуют силы растяжения. Следует отметить, что вертикальная составляющая результирующей силы, полученная по методу зеркальных изображений, вне зависимости от ширины проводника всегда будет притягивающей, а горизонтальная — сжимающей.

Если проводник расположен над пространством без вихревых токов, то, как показывают расчеты, вертикальная составляющая силы вне зависимости от ширины проводника получается притягивающей, а горизонтальная — сжимающей. На рис. 4, б показаны кривые изменения $F_z(t)$ (кривая 7) и $F_y(t)$ (кривая 8) для проводника шириной $1,0$ м, которые повторяют характер изменения составляющих результирующей силы, полученной по методу зеркальных изображений (кривые 9, 10).

Рассмотренный здесь метод расчета сил, действующих на плоский проводник, применим и для случаев многопроводной системы токов, расположенной над проводящим полупространством. В этом случае, исполь-

Зарождение электрохимических исследований

КРЫЖАНОВСКИЙ Л. Н.

Выдающийся физико-химик Вильгельм Оствальд (1853—1932), уроженец и подданный (до 1887 г.) Российской империи, говорил: «Так называемые пограничные области (...) охватывают не те вопросы и задачи, которые находятся как бы в стороне от центра проблемных наук; как раз наоборот, большей частью в них разрабатываются и решаются общие и соответственно наиболее важные проблемы» [1, с. 209]. Такой пограничной или, по-современному, междисциплинарной областью науки является электрохимия. В этой заметке будет показано, что идея электрохимических опытов возникла и была осуществлена задолго до появления источника тока.

Момент зарождения электрохимии точно указать невозможно, но до середины XVIII в. об этой науке не могло быть и речи, так как электрические машины трения, «одни только и известные в то время, имели одно общее свойство: они давали электрическую энергию высокого напряжения, но при весьма малом количестве электричества» [2, с. 24].

С появлением в 1745 г. лейденской банки — первого электрического конденсатора — исследователи получили возможность работать с относительно большими количествами электричества. После опытов с разрядом лейденской банки через тело человека возникло желание исследовать поведение различных веществ при разряде через них лейденской банки.

Но однократный разряд даже крупной лейденской банки или батареи лейденских банок не мог дать заметных электрохимических эффектов.

15 октября 1766 г. аптекарь Тимоти Лейн (1734—1807) сообщал из Лондона американскому ученому и политику Бенджамину Франклину (1706—1790) о своем электрометре, который представлял собой, по современной терминологии, разрядник с градуированным расстоянием между электродами [3]. На рисунке приведена схема установки Лейна (мы упростили чертеж, при-

ложенный к письму, сохранив однако буквенные обозначения элементов установки). Полированная латунная полусфера K прикрепляется выпуклостью наружу к массивному кондуктору C электризационной машины. Кондуктор C , а значит, и полусфера K электрически соединены с выводом внутренней обкладки лейденской банки D . В состав электрометра входит полированная латунная сфера M , которая соединяется с внешней обкладкой лейденской банки. Предусмотрена возможность регулировать и считывать расстояние между K и M . Значение расстояния между K и M , при котором происходит пробой воздушного промежутка, является мерой напряжения U , выдаваемого машиной. Это напряжение зависит (до некоторого предела) от числа оборотов машины. Можно принять $U=60$ кВ [4].

Как показано на чертеже, внутренняя обкладка лейденской банки соединена со стержневым выводом с помощью проволочек, вставленных в сделанное в нем отверстие. Площадь поверхности каждой из обкладок, как сообщает Лейн, составляла 80 кв. дюйм, т. е. 516 см^2 . При толщине стекла 2,5 мм и диэлектрической проницаемости $\epsilon=5$ получается электрическая емкость лейденской банки $C \approx 900$ пФ. Значит, при непрерывном вращении машины лейденская банка будет периодически накапливать заряд $Q=CU \approx 50$ мкКл и разряжаться. Изменяя (в некоторых пределах) длину разрядного промежутка KM , можно изменять величину Q . Итак, установка позволяет удобно осуществлять многократные циклы заряда-разряда.

Остановимся на одной серии опытов, описанных в цитируемом письме. Лейн проделал отверстие в дне бутылки, пропустил через него провод b и заделал отверстие расплавленным сургучом, оставив в бутылке конец провода. Когда сургуч застыл, Лейн залил бутылку водой примерно на $\frac{3}{4}$ и закрыл бутылку пробкой, пропустив через пробку другой провод a так,

зую принцип наложения, по формулам (4), (5) определяются составляющие индукции вихревых токов в интересующей нас точке от каждого проводника и по ним рассчитываются или составляющие соответствующих удельных сил, или результирующие составляющие индукции вихревых токов и суммарные вертикальная и горизонтальная удельные силы, действующие на элемент сечения проводника.

Выводы. 1. На основе магнитного векторного потенциала вихревых токов, протекающих в проводящем пространстве, разработан метод расчета электромагнитных сил взаимодействия между проводником и проводящим пространством, позволяющий учитывать как геометрические размеры сечения проводника, так и электромагнитные свойства среды.

2. Анализ результатов расчета сил взаимодействия показал, что при незначительном удалении проводника от проводящего пространства в зависимости от ширины проводника (равномерности распределения потенциала) вертикальная составляющая силы взаимодействия между ними изменяется от силы притяжения до силы

отталкивания. Характер горизонтальной составляющей силы изменяется от силы сжатия до силы растяжения.

3. При расположении проводника над поверхностью ферромагнитного пространства без вихревых токов вертикальная составляющая силы между проводником и пространством вне зависимости от ширины проводника всегда проявляется как сила притяжения, а горизонтальная — как сила сжатия.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Туровский Я. Техническая электродинамика. — М.: Энергия, 1974. — 488 с.
2. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. — М.: Энергия, 1970. — 376 с.
3. Герасимович А. А., Булат В. А., Мазуркевич В. Н. Расчет параметров электромагнитного поля в ферромагнитных пластинах, расположенных в переменном поле линейных токов / Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. 1988, № 2, 170—173 с.
4. Поливанов К. М. Теоретические основы электротехники. Теория электромагнитного поля. — Ч. 3. — М.: Энергия, 1969. — 352 с.

[16.10.90]

чтобы между концами проводов был некоторый промежуток.

Лейн экспериментировал с разными бутылками и при разных расстояниях между концами проводов (от $\frac{1}{20}$ до 1 дюйм), подключая провода *a* и *b* соответственно к сфере *M* и к внешней обкладке лейденской банки (земле), при этом он наблюдал бурление воды в бутылках и взрыв бутылок. Лейн успешно проводил такие же опыты с маслом вместо воды.

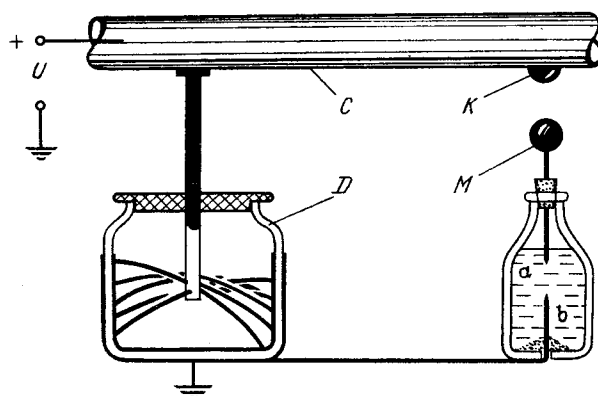
Таким образом, Лейн изобрел способ пропускания значительного количества электричества Qn через исследуемое вещество (воду и масло), где n — число циклов заряда-разряда. С современных позиций можно констатировать, что в опытах Лейна имели место электрохимические процессы с разложением молекул воды (на водород и кислород) или масла. Взрыв бутылок происходил, вероятно, из-за образования кавитационных пузырьков электрохимического и электротермического происхождения и обусловленных ими ударных волн.

Сам же Лейн не сделал никаких химических или физических выводов, но, понимая важность постановки подобных опытов, написал Франклину: «Надеюсь, что они послужат стимулом для тех, кто обладает большими способностями и большим досугом, чем уважающий Вас Ваш покорный слуга Т. Лейн.» Как мы увидим, Лейн оказался прав.

Вышеизложенные опыты Лейна не отражены в известных нам трудах по истории науки, в том числе в монументальном труде Оствальда [5], в котором Лейн вообще не упоминается, хотя лондонского аптекаря можно считать одним из основоположников постановки электрохимических опытов.

Методика Лейна получила развитие в работах голландских исследователей. В 1785 г. вышла статья Мартинуса Ван Марума (1750—1837) с описанием электризационной машины на основе стеклянных дисков диаметром 65 дюйм (165 см), изготовленной Джоном Катбертсоном (1743—1821) из Амстердама, куда он переехал из Англии в 1768 г. Машина была установлена в музее мецената Тейлера в Гарлеме [6]. Ван Марум с коллегами построил батарею из $9 \times 15 = 135$ лейденских банок с общей площадью поверхности обкладок около 130 кв. фут (12 м²). Емкость этой батареи можно оценить в 0,1 мкФ. Полагая напряжение, выдаваемое машиной, равным 60 кВ, получим заряд батареи 6000 мкКл. Однако опыты, описанные Ван Марумом в этой статье, носят электротермический, а не электрохимический характер. Впоследствии Ван Марум построил еще более грандиозную батарею лейденских банок — с общей площадью поверхности обкладок 550 кв. фут (51 м²) [7]. Такого рода рекордные экспериментальные установки делаются потому, что за некими критическими значениями физических величин ученые ожидают качественно новых явлений [2, с. 37—38].

В опытах, проведенных в основном по методике Лейна с использованием машины наподобие тейлеровской, Адриан Патс ва Троствейк (1752—1837) и Иоганн



Рудольф Дейман (1743—1808) при участии Катбертсона успешно разложили воду на водород и кислород, о чем они сообщили в статье, опубликованной в «Физическом журнале» за 1789 г. [8]. В некоторых из описанных опытов за 15 оборотов машины лейденская банка разряжалась 25 раз.

Одним из пионеров электрохимии был Джамбаттиста Беккария (1716—1781). Еще в 1769 г. падре Беккария восстанавливал оксиды металлов с помощью электрических разрядов [9, с. 244].

Английский ученый Генри Кавендиш (1731—1810) с помощью искровых разрядов в воздухе получил азотистый ангидрид и азотный ангидрид. Идея подобных опытов принадлежит его соотечественнику Джозефу Пристли (1733—1804), которому не хватило терпения довести их до конца, столь трудоемки — из-за малости эффекта — были электрохимические опыты XVIII в. [9, с. 244].

Переломным моментом в истории науки стало появление в 1799 г. вольтова столба — первого источника постоянного тока, — благодаря которому электрохимические исследования поднялись на новую ступень.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Meisel A. Wilhelm Ostwald — Leben und Werk // Aufsätze zur Geschichte der Naturwissenschaften und Geographie. — 1986. — Bd. — 44. — S. 205—220.
2. Оствальд В. История электрохимии / Пер. с нем. Г. А. Котляра. — СПб.: Образование, 1911. — 252 с.
3. Lane T. Description of an electrometer <...> // Phil. Trans. — 1767. — Vol. 57. — Pt. I. — P. 451—460.
4. Крыжановский Л. Н. Электрические машины в XVIII веке // Электричество. — 1990. — № 1. — С. 90—93.
5. Ostwald W. Elektrochemie: ihre Geschichte und Lehre. — Leipzig: Voigt, 1896. — 1152 S.
6. Van Marum M. Description d'une très — grande machine électrique placée dans le Museum de Teyler, à Haarlem <...> // J. de Physique. — 1785. — T. 27. — Part. II. — P. 148—155.
7. Van Marum M. Lettre <...> à M. Delaméthérie // J. de Physique. — 1791. — T. 38. — Part I. — P. 62—66.
8. Troostwyk P. van, Deiman J. Lettre <...> sur une manière de décomposer l'eau en air inflammable et en air vital // J. de Physique. — 1789. — T. 35. — Part. II. — P. 369—378.
9. Льюис М. История физики / Пер. с итал. Э. Л. Бурштейна. — М.: Мир, 1970. — 464 с.

VII Пленум Центрального правления ВНТОЭ имени академика Г. М. Кржижановского

В ноябре 1990 г. в Ленинграде состоялся VII Пленум Центрального правления Всесоюзного научно-технического общества энергетиков и электротехников, который рассмотрел вопросы:

1. «О вкладе научно-технической общественности в развитие энергетики» (к 70-летию плана ГОЭЛРО) — докладчики чл.-корр. АН СССР, Герой Социалистического Труда Н. Н. Ковалев и доктор техн. наук, народный депутат СССР, председатель подкомиссии Верховного Совета СССР по энергетике В. В. Бушуев.

2. «О создании республиканской организации ВНТОЭ в РСФСР» — докладчик председатель Центрального правления ВНТОЭ, чл.-корр. АН СССР Н. Н. Тиходеев.

3. «О совершенствовании деятельности Центрального правления и организации ВНТОЭ» — докладчик заместитель председателя Центрального правления ВНТОЭ М. Н. Новиченков.

В работе Пленума участвовали представители министерств и ведомств, предприятий и электростанций, научно-техническая общественность страны.

Среди выступивших: ректор ЛГТУ, чл.-корр. АН СССР Ю. С. Васильев; заместитель директора Института электродинамики АН УССР, акад. АН УССР Г. Г. Счастливый; директор строящейся Дальневосточной АЭС В. Т. Лебеденко; главный конструктор завода им. Владимира Ильича, доктор техн. наук В. И. Радин; секретарь Правления Союза НИО СССР И. М. Яшин и др.

Члены Центрального правления ВНТОЭ подчеркнули историческую роль ленинского плана ГОЭЛРО. В развитие советской энергетики вносит свой вклад каждый из более чем 360 тыс. членов ВНТОЭ, объединенных в 3405 первичных организаций, 111 республиканских, краевых и областных правлений. Однако современное состояние энергетики вызывает тревогу и озабоченность у научно-технической общественности.

В последний период ежегодные вводы мощностей составляли 2—3 млн. кВт, что соответствует уровню 1942—1944 гг. В стране приостановлены научно-исследовательские, проектно-изыскательские, строительно-монтажные работы по энергетическим объектам общей мощностью около 150 млн. кВт.

Сорвана программа модернизации энергетических установок, в том числе и в части защиты окружающей среды от вредных выбросов.

До сих пор не принята общегосударственная Энергетическая программа СССР.

Пленум принял по рассмотренному вопросу постановление, в котором указывается на необходимость привлечения внимания актива ВНТОЭ, всей общественности страны, органов государственной власти к решению задач энергетики и к ее проблемам.

Президенту СССР направлена телеграмма-обращение о складывающейся критической обстановке в энергетике. Народному депутату СССР В. В. Бушуеву поручено довести данное обращение до сведения членов Верховного Совета СССР.

Правлениям ВНТОЭ рекомендовано обратиться в

соответствующие Советы народных депутатов и Советы министров союзных республик по проблеме ускоренной доработки концепции развития энергетики и рассмотрения вопроса о выделении средств, обеспечивающих развитие электроэнергетики в полном соответствии с социально-экономическими потребностями народного хозяйства.

Президиуму Центрального правления ВНТОЭ предложено направить научно-техническую работу в Обществе на разработку экологически чистых, надежных и безопасных ТЭС, ГЭС, АЭС, практическое внедрение нетрадиционных и возобновляемых источников энергии.

Редакциям создаваемых научно-технических журналов ВНТОЭ развернуть дискуссию о ситуации в электроэнергетике страны и о ее влиянии на социальные условия жизнедеятельности людей.

Участники Пленума сочли целесообразным создать при Центральном правлении ВНТОЭ секцию по подготовке специалистов-энергетиков и электротехников, поручив ей связь с вузами в части разработки и экспертизы программ обучения студентов по указанным специальностям.

При принятии решения по вопросам создания республиканской организации ВНТОЭ в РСФСР и совершенствования работы Общества участники Пленума руководствовались тем, что ВНТОЭ осуществляет и предполагает продолжать свою деятельность в составе Союза научных и инженерных обществ СССР.

В апреле 1991 г. намечено сформировать Российскую республиканскую организацию ВНТОЭ. Для выработки предложений по организации деятельности научно-технического общества энергетиков и электротехников в РСФСР при Президиуме Центрального правления образовано Организационное бюро.

Участники Пленума отметили возрастающую в настоящее время самостоятельность и независимость правлений ВНТОЭ в решении насущных проблем регионов. Многие правления занимают активную позицию в формировании и реализации региональных программ развития энергетики, оказывают действенное влияние на ускорение разработок и внедрение в производство научно-технической продукции, в том числе за счет собственных средств.

Недостатки в работе ВНТОЭ члены Центрального правления видят в несовершенстве структуры Общества, во взаимоотношениях правлений и организаций, в особенности первичных, а также в слабой материальной базе, что приводит к разрозненности действий, снижает эффективность проводимой работы. Все еще медленно идут процессы формирования Ассоциаций ВНТОЭ и соответственно институтов действительных членов и экспертов Общества.

Для решения поставленных вопросов необходимо обобщить предложения региональных правлений по изменению структуры ВНТОЭ, а уставной комиссией Центрального правления поручено разработать новый Устав Общества, исходя из требований Закона СССР «Об общественных объединениях».

ЛАНДЕР Л. А., ведущий инструктор ЦП ВНТОЭ

УДК 551.594.223(049)

Всесоюзная конференция «Долгоживущие плазменные образования и малоизученные формы естественных электрических разрядов в атмосфере»

(9—12 июля 1990 г., Ярославль)

В работе конференции приняли участие 52 специалиста из 23 городов страны. Было заслушано 38 докладов.

В 1986 и 1988 гг. в ЯрГУ были проведены выездные сессии секции газового разряда координационного совета АН СССР по проблеме «Физика низкотемпературной плазмы» по теме «Физика долгоживущих плазменных образований и шаровой молнии». В ходе их работы выяснилось, что изучение закономерностей возникновения и существования такого непонятного явления, как шаровая молния, невозможно без привлечений знаний о всех формах естественных электрических разрядов в атмосфере. В этой связи на последней конференции были заслушаны: 13 работ, посвященных исследованию различных стадий линейной молнии и искровых разрядов (представленные из Арзамаса, Ленинграда, Луганска, Москвы, Нальчика, Тбилиси, Ярославля), в 4-х докладах обсуждались особенности природы четочной молнии (Ленинград, Москва, Ростов-на-Дону, Ярославль). Помимо того были доложены исследования природы огней

св. Эльма (Ярославль) и электрофонных болидов (Ленинград).

В области исследования шаровых молний основные новые результаты, полученные за время, прошедшее после предыдущего совещания, сводятся к существенному увеличению массива описаний наблюдений этого явления, введенных в ЭВМ для статистического анализа (с ~ 2100 до ~ 5300), продолжению исследований корреляционных зависимостей между его отдельными свойствами и теоретическому исследованию на основе данных наблюдений свойств вещества ШМ (Ярославль).

Продолжены экспериментальные и теоретические исследования долгоживущих плазменных образований, возникающих в неравновесных газовых разрядах (Москва, Луганск, Томск). Изучены особенности конденсации водяных паров в электрическом поле у поверхности земли (Ленинград, ГОИ). Рассмотрено и обсуждено около десятка теоретических моделей шаровой молнии, не решивших, однако, проблемы ее возникновения и существования.

УДК 551.594.223(049)

Второй Международный симпозиум по шаровой молнии

(26—29 июля 1990 г., Будапешт)

Напомним, что первый Международный симпозиум прошел в Токио в 1988 г. В работе второго симпозиума приняли участие ученые из 11 стран: СССР, США, Великобритании, Бельгии, Нидерландов, Китая (КНР), Японии, Норвегии, Швеции, Венгрии, ФРГ. Заслушано 26 докладов, подавляющее большинство было посвящено теоретическому моделированию шаровой молнии, гносеологическая ценность которых не бесспорна. Но в ряде сообщений из СССР, Японии, Китая, Венгрии, Великобритании были доложены результаты данных наблюдений шаровых молний в естественных условиях и их статистического анализа, содержащие новый фактический материал о свойствах этого природного феномена. Следует отметить попытки (пока безуспешные) экспериментального получения шаровой молнии, предпринимаемые в Японии, в университете Васеда. Об этом доложил руководитель этой проблемы проф. Н. Оцуки, который пытается получить долгоживущие плазменные объекты, реализуя идею П. Л. Капицы о подпитке такого объекта интенсивным электромагнитным излучением.

Необходимо указать, что исследования в области изучения шаровой молнии в большинстве стран основываются на энтузиазме ученых, но в Японии, Китае и Нидерландах такие работы финансируются. Причем в Китае наблюдение за шаровыми молниями вменено в обязанность сотрудникам разветвленной сети гидро-

метеостанций, а сама программа исследований осуществляется под эгидой Китайской Академии наук.

На фоне большого количества докладов, посвященных теоретическому моделированию, сообщения советских участников симпозиума (Москва, Ярославль) о результатах статистического анализа на ЭВМ данных наблюдений шаровых молний отличались более высоким уровнем научной строгости. Причина некоторого опережения отечественных исследований в этой области по сравнению с зарубежными кроется, по-видимому, в том, что благодаря инициативе проф. И. М. Имянитова (Ленинград) и проф. И. П. Стаханова (Москва) целенаправленное изучение шаровой молнии в СССР началось уже с конца шестидесятых годов, т. е. примерно на десять лет раньше, чем за рубежом. В итоге в настоящее время в СССР (Ярославль) создан банк наблюдательных данных, в два раза превышающий по объему все зарубежные вместе взятые, отработаны методики и программы статистического анализа данных наблюдений на ЭВМ, начиная с 1986 г. регулярно проводятся Всесоюзные совещания по проблеме шаровой молнии (Ярославль, Москва).

Одним из организационных результатов симпозиума в Будапеште явилось создание международного Центра по изучению шаровой молнии, в задачи которого входит координация исследований, проводимых в разных странах и обмен текущей информацией.

ГРИГОРЬЕВ А. И.

XX Международная конференция по молниезащите

(24—28 сентября 1990 г., Интерлакен, Швейцария)

В конференции участвовало более 250 специалистов из 30 стран. Были представлены 99 докладов, в том числе 10 из Советского Союза (МЭИ, ВИАМ, ТПИ). Доклады были разделены на 8 групп: молния, поражаемость и защита наземных объектов, токоотводы и заземлители, электромагнитный импульс молнии, защита электронного оборудования, практические вопросы молниезащиты, а также новые группы, которых не было на предшествовавших конференциях, — локация и регистрация характеристик молнии, воспроизведение тока молнии в лаборатории и испытания на молниестойкость.

Не имея возможности в кратком сообщении дать достаточно полный обзор исследований по всем 8 направлениям, ограничимся изложением основных результатов экспериментальных исследований молнии.

В некоторых странах (США, Швеция, Франция, Нидерланды) работают автоматические системы измерений характеристик молнии: времени и географической точки удара, количества компонентов в ударе и интервале времени между ними, максимального значения тока главного разряда. В систему входят станции наблюдения, охватывающие некоторый регион или всю страну. Данные измерений (азимутальное направление на точку удара, характеристики изменения магнитного и электрического поля и др.) передаются в единый центр компьютерной обработки данных. В течение года с помощью таких систем могут быть получены данные по многим десяткам и сотням тысяч ударов молнии.

Определение максимального значения тока молнии по напряженности магнитного или электрического поля производится в предположении вертикального канала молнии, неизменной скорости главного разряда по его

длине и идеальной проводимости земли. При этом приходится вводить градуировочный коэффициент, который определяется обычно по условию равенства 50 %-ных значений тока молнии в полученном распределении для первых компонентов внизнаправленных отрицательных молний и в соответствующем распределении К. Бергера. По мнению некоторых специалистов, при этом несколько занижаются максимальные значения токов молнии, полученные с помощью автоматической системы грозовой мониторинг-системы).

Обширные измерения характеристик молнии (более 2 млн. ударов) выполнены во Франции в течение 1987—1989 гг. Измерения производились с помощью мониторинг-системы, которая состояла из 16 станций наблюдения, охватывающих всю территорию Франции, и центра обработки данных. Получены сведения о распределении плотности ударов молнии в 'землю, полярности и амплитуде токов молнии (первые компоненты удара). Интересно, что в значительном числе ударов молнии измерены очень большие токи молнии (табл. 1). Удары молнии с током более 200 кА составили 0,71 %, из них 75 % имели положительную полярность.

Удары с токами более 200 кА происходили в течение всего года и на всей территории страны. Обращают на себя внимание токи с чрезвычайно большой амплитудой (до 950 кА). При отрицательной полярности 50 %-ное значение тока молнии составляет 34,3 кА, при положительной — 80,9 кА.

В табл. 2 приведены данные по числу компонентов в ударе молнии. Как следует из пп. 1 и 2 таблицы, при отрицательной полярности среднее число компонентов в ударе молнии достаточно велико, а процент однокомпонентных ударов мал. Однако эти данные получены по сравнительно небольшому количеству ударов. При массовых измерениях, выполненных в Скандинавии и Нидерландах (пп. 3 и 4), а также при усреднении более 6 тыс. измерений, выполненных ранее (п. 5), получен значительно больший процент однокомпонентных ударов, а среднее число компонентов в ударе составляет 3.

В докладе шведских ученых приведены также данные по интервалам времени между компонентами удара молнии. Распределения интервалов перед 2, 3, 4 и 5 компонентами отличаются друг от друга несущественно. Среднеарифметический интервал времени между ком-

Таблица 1
Число ударов молнии с амплитудами тока более 200 кА
(Франция, июль 1987 г. — июнь 1989 г.)

Полярность тока молнии	Число ударов с током более:			
	200 кА	400 кА	600 кА	800 кА
Отрицательная	3442	112	17	1
Положительная	9093	409	42	5

Таблица 2
Число компонентов в ударах молнии облако — земля

№№ пп	Авторы	Район измерений	Количество ударов молнии	Процент однокомпонентных разрядов	Среднее число компонентов в ударе	Максимальное число компонентов в ударе
1.	В. Раков, (доклад 6.4)	Флорида	76	17	4,6	18
2.	N. Kitagawa, M. Brook, E. J. Workman (J. Geophys. Res., 67, 1962)	Нью-Мексико	(отрицательные) 83	16	6,4	26
3.	S. Namasivayam, S. Lundquist, V. Scuka (доклад 6.5)	Скандинавия	(отрицательные) 3729	30	3	14
4.	M. J. G. Janssen (доклад 6.7 P)	Нидерланды	Десятки тысяч	75	—	14
5.	R. B. Anderson, A. J. Eriksson (Elektra, 69, 1980)	Разные регионы мира	6428	45	3,1	—

понентами составляет 113 мс, а среднеквадратический — 80 мс.

Метод исследования энергетических характеристик канала молнии представлен в докладе А. С. Бизяева и др. (МЭИ). Разряд осуществлялся в воздушном промежутке длиной 30 см, что позволило получить участок канала, характеристики которого не зависели от влияния электродов. Канал обтекался током молнии со всеми присущими ему особенностями: с постоянной составляющей и накладывающимися на нее импульсами (одним или двумя) тока главного разряда, с начальным импульсом лидерного тока и промежуточной составляющей. Параметры тока регулировались в пределах, характерных для молнии. Исследовались: энергия, вводимая в канал разряда; радиус и скорость

расширения канала и газодинамического и термического возмущений в прилегающей к нему области; скорость, давление, плотность и температура газа на фронте ударной волны; температура и проводимость плазменного канала и другие характеристики.

В рамках конференции проходила выставка, на которой были представлены рекламные материалы и отдельные экспонаты. В основном демонстрировались аппаратура для защиты электронного и электротехнического оборудования от электромагнитного импульса молнии и грозовых перенапряжений, а также испытательные установки и измерительная техника.

Следующая XXI Международная конференция по молниезащите состоится в 1992 г. в Потсдаме (Германия).

ЛАРИОНОВ В. П., проф.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Андерс В. И., Белкин Г. С., Бортник И. М., Борцов Ю. А., Будзко И. А., Бутырин П. А., Гельфанд Я. С., Данилевич Я. Б., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ершевич В. В., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Иоссель Ю. Я., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А. (главный редактор), Ларионов В. П., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г., Митюшкин К. Г., Михайлов О. П., Морозкин В. П., Нетушил А. В., Розанов Ю. К., Пищиков В. И., Семенов В. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Строев В. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Чечурин В. Л., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 924-24-80

101000 Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: Москва, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Научные редакторы: **Б. Д. Макашкин, А. Л. Прилуцкий**

Художественный редактор **Т. А. Дворецкова** Технический редактор **Г. В. Преображенская** Корректор **Г. А. Полонская**

Сдано в набор 15.01.91. Подписано в печать 22.02.91. Формат 60×88¹/₈ Бумага кн.-журн. офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 10,78. Усл. кр.-отт. 11,27. Уч.-изд. л. 11,52. Тираж 3631 экз. Заказ 5033. Цена 2 р.

Энергоатомиздат, 113114 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат ВО «Союзполиграфпром» при Госкомпечати СССР,
142300 г. Чехов Московской области

Отпечатано в Подольском филиале ПО «Периодика» Государственного комитета СССР по печати
142110, г. Подольск, ул. Кирова, 25

Груздев И. А., Стародубцев А. А., Устинов С. М., Шевяков В. В. Анализ статической устойчивости и демпфирования низкочастотных колебаний в объединенных энергосистемах . . .	1
Ясаков Г. С. Модель и алгоритмы решения уравнений связи автономной энергосистемы произвольной структуры . . .	5
Жуков С. Ф., Ляшко А. А. Алгоритм синтеза тестов микроэлектронных устройств релейной защиты . . .	12
Львов Ю. Н., Богомолов В. С. Вероятности возникновения предельных токов короткого замыкания в автотрансформаторах напряжением 220—750 кВ . . .	17
Анненков В. З. Вольт-амперные характеристики грунта при кратковременных токах промышленной частоты . . .	22
Перцев А. А., Рыльская Л. А., Чулков В. В. Повторные пробои двух соединенных последовательно вакуумных дугогасительных камер	26
Попов В. И. Матричный анализ схем совмещенных полюсопереключаемых обмоток . . .	31
Алиевский Б. Л., Шерстюк А. Г., Ледовская Н. Н. Определение рациональных параметров униполярных электрических машин с жидкометаллическим токоъемом . . .	38
Зезюлькин Г. Г. Матричные преобразования структурных схем многофазных вентильных преобразователей . . .	46
Липатов В. С. Формирование фронта импульса управления высоковольтным электронно-лучевым коммутатором большой мощности . . .	56

СООБЩЕНИЯ

Кривенцев В. И., Дроздов В. В. Оптимизация размещения распределительных устройств в автономных электроэнергетических системах . . .	61
Любарский Ю. Я., Надточий В. М., Ординян Н. А., Митрофанов Д. Е. Информационная экспертная система для обслуживающего персонала ГЭС . . .	64
Караев Р. И., Попков А. Б. Определение потерь энергии в тяговых сетях электрифицированных железных дорог . . .	66
Богомолов М. Н., Болотов А. В., Маркус А. С. Определение защитной емкости источников питания дуговых плазмотронов . . .	70
Любимцев Б. И. К расчету выпрямителей с емкостным фильтром . . .	72
Курбасов А. С. Преобразователи для перспективных унифицированных электровозов . . .	75
Герасимович А. Н. Определение электромагнитных сил, действующих на плоские проводники, расположенные вблизи проводящих тел . . .	78

ИЗ ИСТОРИИ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ . . .

ХРОНИКА . . .

Gruzdev I. A., Starodubtsev A. A., Ustinov S. M., Sheviakov V. V.— Analysis of Steady-State Stability and Damping of Low-Frequency Oscillations in Power Pools . . .	1
Yasakov G. S.— The Model and Algorithms for Solving the Equations of a Self-Contained Power System of Arbitrary Structure . . .	5
Zhukov S. F., Liashko A. A.— An Algorithm for Synthesis of Tests of Micro-Electronic Relay Protection . . .	12
Lvov U. N., Bogomolov V. S.— Probabilities for the Appearance of Ultimately High Fault Currents in 220—750 kV Autotransformers . . .	17
Annenkov V. Z.— The Volt-Ampere Characteristics of the Earth for Short-Time Commercial Frequency Currents . . .	22
Pertsev A. A., Rylskaya L. A., Chulkov V. V.— Restriking in Two Series Connected Vacuum-Type Arc Chutes . . .	26
Popov V. I.— Matrix Analysis of Aligned Pole-Switching Winding Circuits . . .	31
Alievsky B. L., Sherstiuk A. G., Ledovskaya N. N.— Finding the Best Parameters for Unipolar Electrical Machines Having Molten Metal Current Take-Off . . .	38
Zeziulkin G. G.— Matrix Transformations for Structured Circuits of Polyphase Valve-Type Converters . . .	46
Lipatov V. S.— Formation of the Pulse Front in Controlling a High-Power HV Electron Beam Commutator . . .	56

REPORTS

Kriventsev V. I., Drozdov V. V.— Optimum Switchgear Layout in Self-Contained Power Systems . . .	61
Liubarsky U. J., Nadtochy V. M., Ordinlan N. A., Mitrophanov D. E.— An Informational Expert System for the Maintenance Personnel at Hydro-Electric Power Stations . . .	64
Karayev R. I., Popkov A. B.— Finding Energy Losses in Traction Networks of Electrified Railways . . .	66
Bogomolov M. N., Bolotov A. V., Markus A. S.— Finding the Protective Capacitance of Supply Sources for Arc Plasmotrons . . .	70
Liubimtsev B. I.— On the Design of Rectifiers Having a Capacitance Filter . . .	72
Kurbasov A. S.— Converters for Standardized Electrical Locomotives of the Future . . .	75
Gerasimovitch A. N.— Finding the Electromagnetic Forces Acting on Flat Conductors Located Near Conducting Bodies . . .	78
FROM THE HISTORY OF ELECTRICAL ENGINEERING . . .	82
CHRONICLE . . .	84

ISSN 0013-5380. Электричество. 1991. № 3. 1—88