



ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1990

•ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ•

4

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА СССР
ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП ВСЕСОЮЗНОГО НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКОВ
И ЭЛЕКТРОТЕХНИКОВ ИМЕНИ АКАДЕМИКА Г. М. КРЖИЖАНОВСКОГО

МОСКВА

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

УДК 621.316.176.016.25.076.125.001.24

Управление статическим тиристорным компенсатором для линий электропередач

ЧУПРИКОВ В. С., канд. техн. наук

Введение. Широкое внедрение статических тиристорных компенсаторов реактивной мощности (*СТК*) в энергосистемах позволяет повысить устойчивость и пропускную способность ЛЭП, стабилизировать напряжение на шинах подстанции, ограничить уровень внутренних перенапряжений и уменьшить потери электроэнергии в ЛЭП. За счет своей высокой эффективности и надежности, а также простоты обслуживания *СТК* за рубежом практически вытеснили в новых проектах такое традиционное средство компенсации реактивной мощности как синхронный компенсатор. По данным фирмы АСЕА (Швеция) сроки окупаемости *СТК* составляют 1—3 года, при этом увеличение пропускной способности передачи достигает 1—2 МВт на 1 Мвар установленной мощности *СТК* [1].

Отличительной особенностью применения *СТК* на ЛЭП сверхвысокого напряжения является необходимость его подключения непосредственно к линии с целью выполнения функции шунтирующего реактора (*ШР*) — снижения перенапряжений, причем не только коммутационных, что рассмотрено в [2], но и при включении холостой линии, а также компенсации тока подпитки дуги в паузу ОАПВ [3].

Проведенные на математической модели линии переменного тока и вставки постоянного тока исследования показали высокую эффективность *СТК*

Вологодская областная универсальная научная библиотека

© Энергоатомиздат, «Электричество», 1990

www.booksite.ru

при одно- и трехфазных к. з. на линии переменного тока и при внезапных отключениях инвертора [4]. Там же обосновывается выбор схемы *СТК* в виде тиристорно-реакторной группы (*ТРГ*) — регулируемых с помощью тиристоров реакторов, как обладающей наилучшими характеристиками по скорости и гибкости управления и возможности практического изготовления аппаратов большой мощности.

Аналогичный вывод сделан в [3] на основании сравнения характеристик различных схем *СТК*.

В данной статье приводятся результаты исследований быстродействия *СТК* и его работы в режиме ограничения внутренних перенапряжений на трехфазной физической модели ВЭИ им. В. И. Ленина*.

Физическая модель. Однолинейная схема модели приведена на рис. 1. Она состоит из вставки постоянного тока (*ВПТ*), одноцепной линии переменного тока напряжением 500 кВ длиной 800 км и *СТК*. Сопротивления короткого замыкания передающей и приемной энергосистем моделируются буферными реакторами *БР1* и *БР2*, величины напряжений на передающем и приемном концах задаются автотрансформаторами *АТ1* и *АТ2*. К концу линии на стороне инвертора подключены *ШР* и *СТК*, состоящие из одинаковых *ТРГ*,

* Автор выражает благодарность Н. С. Лазареву и И. Н. Николаеву за обеспечение работы силовой части модели.

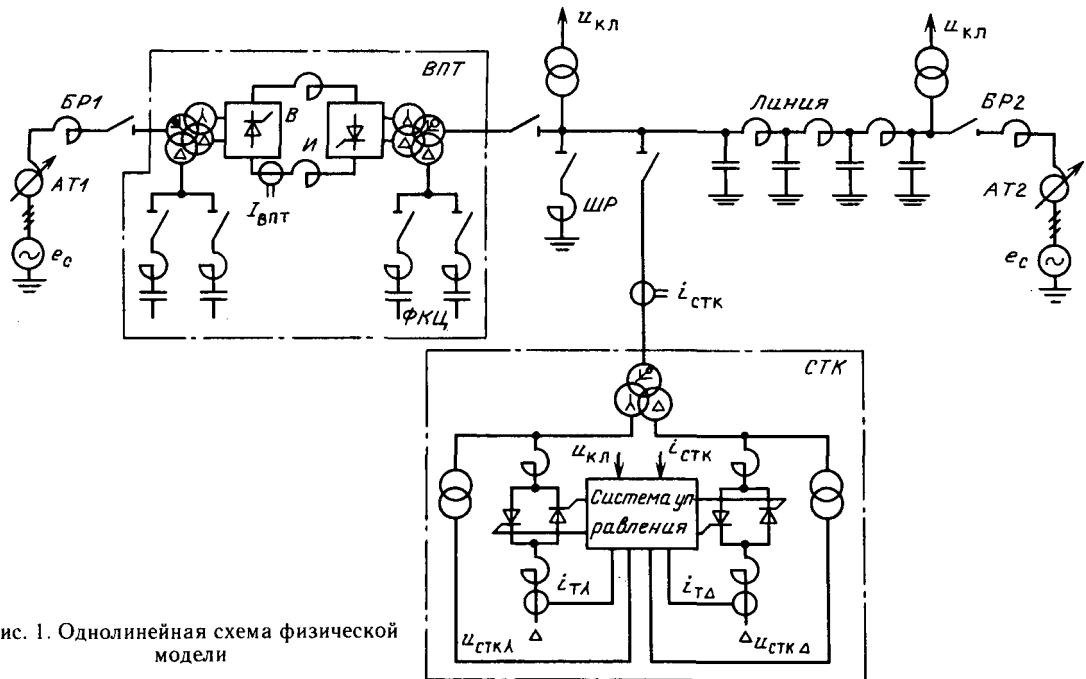


Рис. 1. Однолинейная схема физической модели

включенных по двенадцатипульсной схеме. Линия замещается тремя П-образными ячейками, моделирующими индуктивности фаз линии и земли, емкости фаз на землю и междуфазные емкости, равные соответственно 14,5 мГн, 6,7 мГн, 53,4 мкФ и 6,5 мкФ; масштаб по напряжению — 2272, масштаб по сопротивлению 17. Номинальное напряжение модели 220 В, номинальный ток 5 А. Поток активной мощности по линии задается режимом ВПТ.

Отношение мощности к. з. (в конце линии) $S_{\text{к.з.}}$, определяемой как U^2/X_Σ (где X_Σ — суммарное индуктивное сопротивление автотрансформатора, буферного реактора и линии на частоте сети), к номинальной мощности ВПТ, отражающее уровень возмущений, вызываемых в линии резким изменением режима ВПТ или аварийной коммутацией, мало и составляет 1,64. Мощности элементов модели, выраженные через мощность $S_{\text{к.з.}}$ в относительных единицах, равны:

мощность ВПТ — $P_{\text{ВПТ}} = 0,61$ о. е.;

мощность ФКЦ — $Q_\phi = 0,37$ о. е.;

мощность СТК — $Q_{\text{СТК}} = 0,37$ о. е.;

мощность WR — $Q_{\text{WR}} = 0,15$ о. е.

Система управления СТК. Управление работой СТК на модели осуществлялось специально разработанным аппаратным вариантом системы управления, структурная схема которого приведена на рис. 2. Она состоит из автоматического регулятора напряжения (АРН) и устройства фазоимпульсного управления (УФИУ). Датчики входных сигналов системы управления приведены на схеме модели. (рис. 1).

АРН имеет замкнутый астатический контур

регулирования напряжения линии $u_{\text{к.л.}}$ в точке подключения СТК, т. е. в пределах своего регулировочного диапазона СТК поддерживает это напряжение равным напряжению уставки. Датчик напряжения (ДН) — двенадцатипульсный измеритель среднего значения напряжения линии; его выходной сигнал подается на инерционное звено первого порядка с постоянной времени τ_b , которое обеспечивает снижение уровня пульсаций средневыпрямленного напряжения линии $U_{\text{с.в.}}$. Напряжение разбаланса $\Delta U = U_{\text{с.в.}} - U_{\text{уст}}$ поступает на вход интегратора с постоянной времени τ_i , выходное напряжение которого U_a направляется в УФИУ. Для обеспечения возможности введения статизма регулировочной характеристики СТК регулятор дополнен замкнутым контуром по реактивному току СТК — датчик реактивного тока ДРТ формирует сигнал U_r , пропорциональный среднему реактивному току трёх фаз СТК, который проходит через инерционное звено с постоянной времени τ_r и коэффициентом усиления K_r и в виде напряжения U'_r поступает на сумматор. Параметры схемы выбраны таким образом, что при номинальном напряжении $u_{\text{к.л.}}$ и номинальном токе СТК значения напряжений $U_{\text{с.в.}}$ и U_r равны, поэтому статизм регулировочной характеристики СТК равен величине коэффициента K_r . Подобная схема регулятора рассмотрена в [5] и нашла широкое применение в СТК для энергетики.

Устройство фазо-импульсного управления предназначено для линеаризации регулировочной характеристики ТРГ и формирования импульсов управления ТРГ с углами α , соответствующими текущему значению напряжения U_a . Работа УФИУ поясняется временными диаграммами

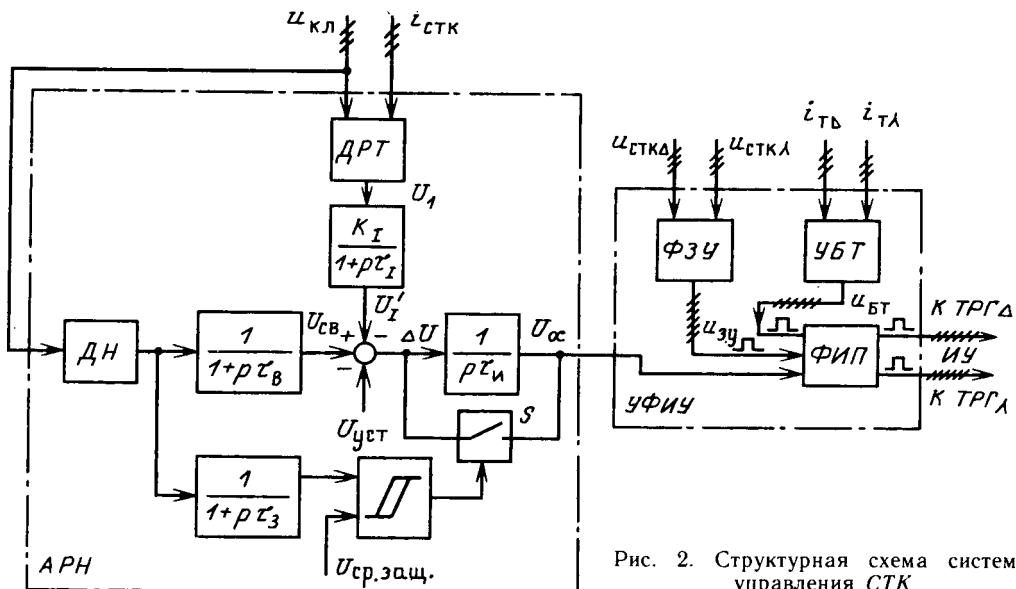


Рис. 2. Структурная схема системы управления СТК

(рис. 3). Формирователь зон управления ($\Phi\text{ЗУ}$) для каждой ветви TPG в каждый период частоты сети по синхронизирующему напряжению $u_{\text{стк}}$ формирует два сигнала зоны управления $u_{3,y}$ — для положительной и отрицательной полярности тиристорного вентиля. Ширина зоны — 90° ; она соответствует допустимой зоне изменения углов управления TPG .

Фазо-импульсный преобразователь ($\Phi\text{ИП}$) по сигналам $u_{3,y}$ формирует опорное напряжение $u_{\text{оп}}$, форма которого обеспечивает линеаризацию нелинейной зависимости тока TPG от угла управления. В момент равенства мгновенных значений U_α и $u_{\text{оп}}$ $\Phi\text{ИП}$ выдает импульс управления (ИУ) соответствующей фазы TPG .

Зависимость действующего значения тока первой гармоники TPG от угла управления α выражается следующим соотношением:

$$I_1(\alpha) = \frac{I_{\text{ном}}}{\pi} (\pi - 2\alpha - \sin 2\alpha), \quad (1)$$

где α изменяется от 0 до 90° ; $I_{\text{ном}}$ — номинальный ток TPG , т. е. ток при $\alpha=0$.

Требуемая характеристика зависимости тока TPG от напряжения управления U_α имеет вид:

$$\frac{I_1(U_\alpha)}{I_{\text{ном}}} = 1 - \frac{U_\alpha}{U_{\text{ам}}}, \quad (2)$$

где $U_{\text{ам}}$ — максимальное значение напряжения U_α , соответствующее полному запиранию тиристоров.

Из выражений (1) и (2) определяем требуемую форму опорного напряжения:

$$u_{\text{оп}}(\varphi) = \frac{U_{\text{ам}}}{\pi} (2\varphi + \sin 2\varphi), \quad (3)$$

где $\varphi = \omega t$ — текущее значение угла, отсчитываемое от момента, соответствующего началу зоны управления.

Необходимо отметить, что продолжительность зоны управления ограничивается моментом, в который мгновенное напряжение на фазе TPG снижается до минимального допустимого напряжения включения тиристоров $U_{\text{мин доп}}$ (рис. 3). Обычно продолжительность зоны составляет 75 — 80° , минимальное значение тока TPG при этом составляет менее $1,5\%$ номинального значения.

В стационарных режимах передачи, с целью снижения уровня высших гармонических, генерируемых СТК, целесообразно ввести принудительное симметрирование импульсов с помощью автоматического симметрирующего устройства. При максимальной несимметрии импульсов управления

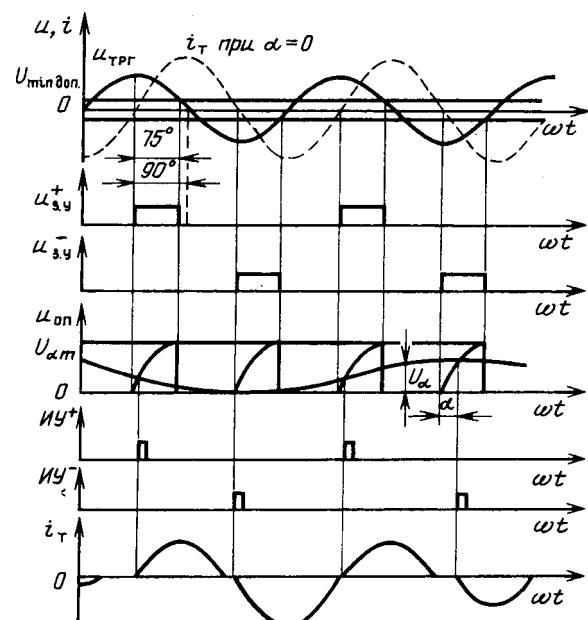


Рис. 3. Временные диаграммы работы УФИУ

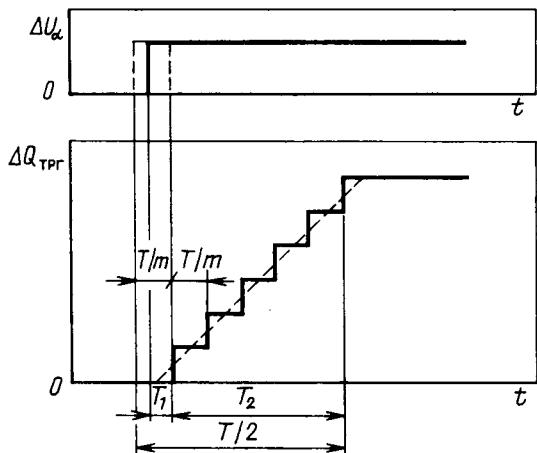


Рис. 4. Реакция m -пульсной TPG на ступенчатое изменение напряжения U_α

±0,5° уровень высших гармоник в токе двенадцатипульсного CTK не превышает 1,5 % номинального тока без применения специальных фильтров.

Рассмотренное УФИУ имеет следующие особенности:

1. Каналы формирования углов управления различных фаз TPG независимы, что позволяет в случае необходимости перейти к пофазному управлению CTK .

2. Отсчет углов управления α ведется не от момента перехода через нуль напряжения на TPG (или ортогонального к нему), как это обычно делается, а от некоего момента, соответствующего переходу через нуль тока реактора, если на него подать это напряжение (на рис. 3 этот ток показан пунктиром). При чисто синусоидальной форме напряжения сети и отсутствии несимметрии между фазами этот способ ничем не лучше традиционных. Его преимущество проявляется в переходных режимах, когда нарушаются симметрия и форма напряжений и понятие фазы (угла) вообще теряет первоначальный смысл. В этих случаях рассматриваемое УФИУ при переходе в режим $\alpha=0$ (при $U_\alpha=0$) обеспечивает полное открытие тиристоров, т. е. непрерывный ток в фазах TPG без постоянной составляющей.

3. Формирование очередной зоны управления производится по сигналу напряжения фазы TPG только текущего периода, т. е. практически безынерционно. Это особенно важно в режимах, связанных с временем отсутствием синхронизирующего напряжения,— при к. з. на линии и при ее первом включении.

Ниже приводятся результаты исследования CTK и его системы управления на модели.

Режим регулирования напряжения. Передаточная характеристика регулятора $W_p(p)$ при разомкнутом контуре регулирования и отсутствии статизма ($K_s=0$) согласно рис. 2 имеет вид:

$$W_p(p) = \frac{1}{p\tau_u(1+p\tau_v)}. \quad (5)$$

Параметры регулятора для принятого соотношения величин $S_{k,z,l}$ и Q_{CTK} рассчитаны таким образом, что статические коэффициенты передачи всех звеньев, включая TPG , учтены в постоянной времени интегратора τ_u . Это означает, что время отработки регулятором скачка напряжения при $\tau_v=0$ равно τ_u .

Однако кроме регулятора определенную задержку вносит TPG за счет дискретности моментов включения тиристоров. Для оценки инерционности TPG рассмотрим приведенную на рис. 4 временную зависимость приращения суммарной мощности m -пульсного CTK ($m=6$ для трехфазной TPG и $m=12$ для двух одинаковых TPG , подключенных к обмоткам «звезда» и «треугольник» трансформатора CTK) при ступенчатом изменении напряжения U_α . Очевидно, что время задержки T_1 включения первой фазы TPG с новым значением угла управления может иметь любое значение в диапазоне от 0 до T/m , где T — период частоты сети. Каждая следующая фаза TPG включается с задержкой, равной T/m . Таким образом, задержку, вносимую TPG , можно выразить функцией вида:

$$W_r(p) = \frac{2}{m} e^{-T_1 p} \sum_{k=0}^{\frac{m}{2}-1} e^{-\frac{kT}{m} p}, \quad (6)$$

где $0 \leq T_1 \leq T/m$.

Более удобна для расчетов упрощенная функция

$$W_r(p) = \frac{1}{1+p\tau_r}, \quad (7)$$

где $\tau_r = T_{1cp} + \frac{T_2}{2} = \frac{T}{4}$.

Здесь TPG замещается инерционным звеном первого порядка с постоянной времени τ_r , равной 5 мс.

С учетом (7) передаточная функция разомкнутого контура регулирования принимает вид:

$$W_p(p) = \frac{1}{p\tau_u(1+p\tau_v)(1+p\tau_r)}, \quad (8)$$

откуда передаточная функция замкнутого контура

$$W_s(p) = \frac{W_p(p)}{1+W_p(p)} = \frac{1}{1+p\tau_u(1+p\tau_v)(1+p\tau_r)}. \quad (9)$$

Для оценки быстродействия регулятора в линейной зоне регулирования на модели были проведены опыты со ступенчатым изменением контролируемого параметра — напряжения на линии — путем отключения части фильтров BPT мощностью 0,12 о. е. Осциллограммы процессов приведены на рис. 5, причем рис. 5, а соответствует опыту при отключенной BPT ($I_{BPT}=0$), в остальных опытах $I_{BPT}=0,8$ о. е. Результаты опытов приведены ниже, где T_3 — время запаздывания (реакции), T_y — время установления, K_n — коэффициент перерегулирования (определение этих параметров поясняется на рис. 6):

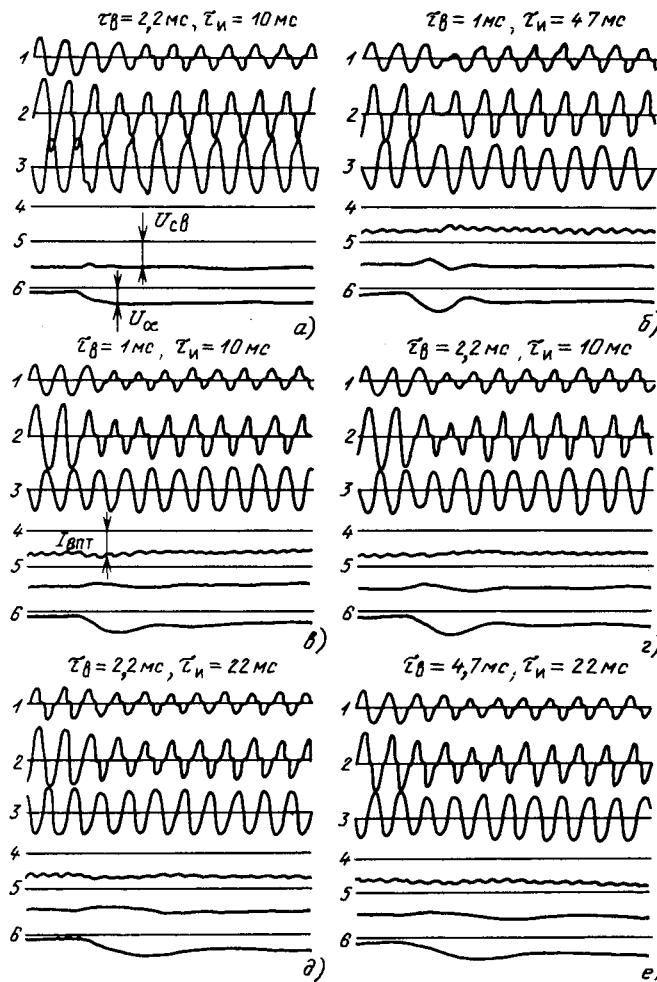


Рис. 5. Осциллограммы процессов при отключении части фильтров ВПТ: 1, 2 — токи в фазах ТРГ; 3 — напряжение в конце линии; 4 — ток ВПТ; 5 — средневыпрямленное значение напряжения в конце линии; 6 — выходное напряжение регулятора

Номер рисунка	5, а	5, б	5, в	5, г	5, д	5, е
τ_B , мс	2,2	1,0	1,0	2,2	2,2	4,7
τ_n , мс	10	4,7	10	10	22	22
ВПТ	откл.	вкл.	вкл.	вкл.	вкл.	вкл.
T_3 , мс	14	7	12	11	24	24
T_y , мс	50	72	80	110	94	130
K_p	1,1	2,5	1,5	1,8	1,3	1,5

Достигнутое быстродействие СТК (рис. 5, а) позволяет, согласно [3, 6], обеспечить устойчивость линии электропередачи длиной до 1500 км при передаче по ней мощности, близкой к натуральной. Включение ВПТ со своим регулятором вносит добавочную инерционность и ухудшает устойчивость системы в целом; для получения удовлетворительных характеристик необходимо увеличить постоянную времени τ_n регулятора СТК. При оптимальной форме переходной характеристики (рис. 5, д) $T_3 = 24$ мс и $T_y = 94$ мс.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

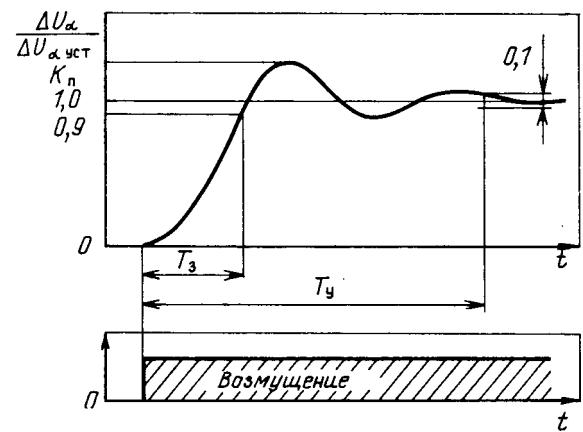


Рис. 6. Отработка СТК ступенчатого возмущения в линейной зоне регулирования

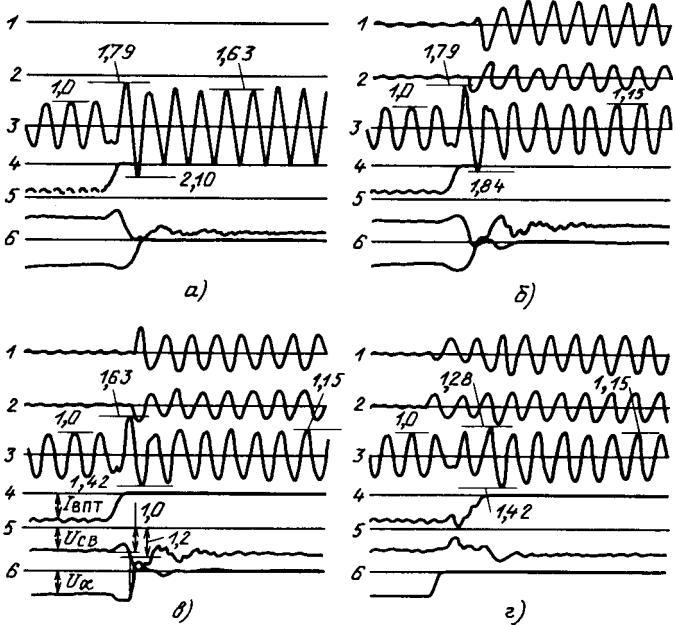


Рис. 7. Ограничение перенапряжений с помощью СТК при отключении ВПТ: 1, 2 — токи в фазах ТРГ; 3 — напряжение в конце линии; 4 — ток ВПТ; 5 — средневыпрямленное значение напряжения в конце линии; 6 — выходное напряжение регулятора СТК

Режим ограничения внутренних перенапряжений. Оценка эффективности СТК как средства ограничения внутренних перенапряжений на линии проводилась в двух режимах. Первый — при отключении ВПТ путем перевода выпрямителя в инверторный режим, второй — при включении холостой линии.

На рис. 7 приведены осциллограммы процессов при отключении ВПТ. Исходный режим — включены ШР, СТК, ФКЦ; $I_{vpt} = 0,95$ о. е. Параметры регулятора СТК — $\tau_B = 1$ мс, $\tau_n = 15$ мс. В первом опыте (рис. 7, а) проверялась реакция энергосистемы и регулятора СТК при заблокированных импульсах управления СТК; максимальное перенапряжение составило $2,1U_{ном}$ при установив-

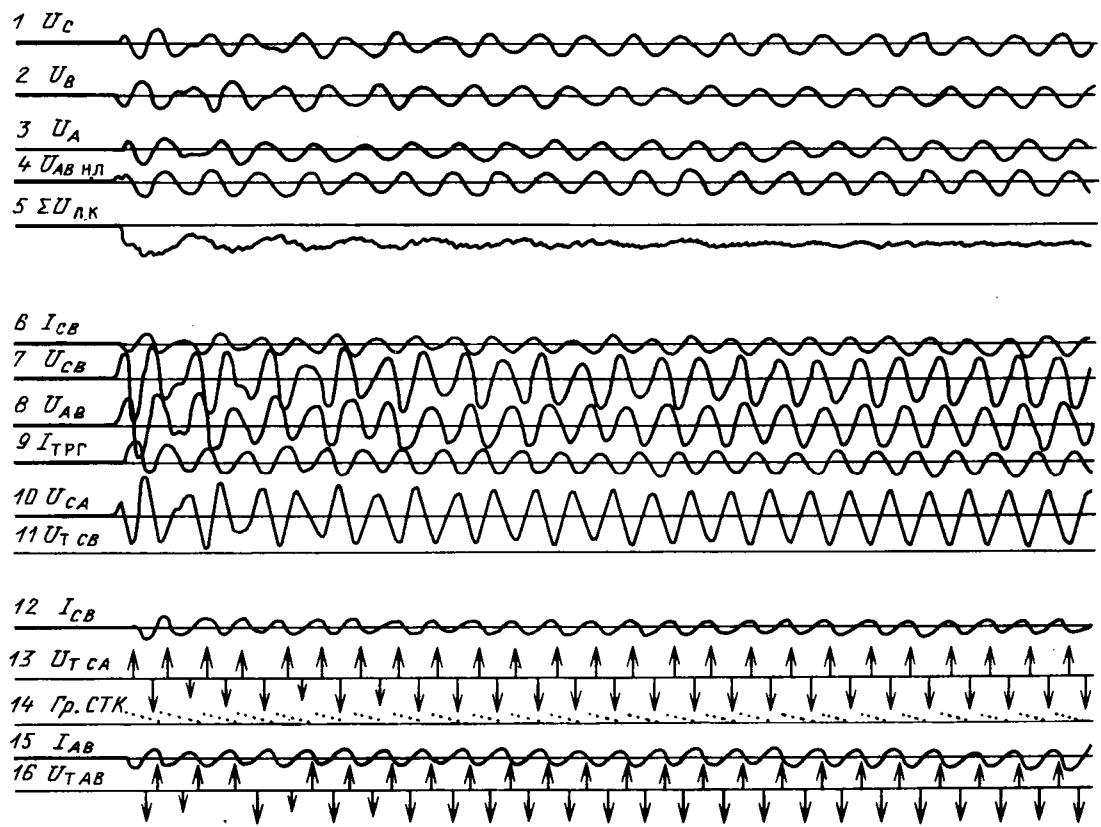


Рис. 8. Включение холостой линии с СТК: 1, 2, 3 — фазные напряжения на конце линии; 4 — линейное напряжение в начале линии; 5 — выпрямленное напряжение в конце линии; 6, 12, 15 — токи в фазах ТРГ; 7, 8, 10 — напряжения на фазах ТРГ; 9 — линейный ток ТРГ; 11, 13, 16 — напряжения на тиристорах; 14 — импульсы управления тиристоров

шемся значении 1,63. Во втором опыте (рис. 7, б) импульсы были деблокированы; регулятор СТК обеспечил снижение второго максимума до 1,84 при установившемся значении 1,15; время задержки перехода СТК в режим непрерывного тока по всем фазам составило примерно 10 мс. С целью повышения быстродействия СТК при перенапряжениях в регуляторе была введена схема защиты от перенапряжений (рис. 2), состоящая из инерционного звена первого порядка с постоянной времени τ_3 , компаратора с регулируемым порогом срабатывания и управляемого ключа S . При превышении напряжением на линии порогового значения $U_{\text{ср.заш}}$ ключ замыкается и выходное напряжение регулятора U_a скачком снижается до нуля, обеспечивая тем самым перевод СТК в режим непрерывного тока. При снижении напряжения на линии ниже $U_{\text{ср.заш}}$ ключ размыкается и напряжение U_a плавно выходит на требуемый уровень. При включении этой защиты с уровнем срабатывания $1,2U_{\text{ном}}$ и $\tau_3=1$ мс (рис. 7, в) СТК обеспечил снижение первого максимума до уровня 1,63 и второго — до 1,42. Еще больший эффект был получен при подаче в регулятор СТК от программного устройства, управляющего проведением опыта, упреждающего сигнала об отключении ВЛ, действующего также на замыкание ключа S и

переводящего СТК в режим непрерывного тока перед отключением ВЛ (рис. 7, г). Максимальное перенапряжение в этом случае составило 1,42.

Представляется целесообразным ввести вторую ступень защиты от перенапряжений, обеспечивающую при повышении мгновенного напряжения на ВЛ немедленное отпирание вентиля в соответствующей фазе ТРГ независимо от значения фазового угла и дальнейшую работу этой фазы ТРГ в режиме непрерывного тока.

Сравнение эффективности ограничения внутренних перенапряжений с помощью СТК и с помощью шунтирующего реактора той же мощности, подключенного к линии через искровой промежуток, по опыту электропередач 500 и 750 кВ, показывает:

а) время запаздывания включения ШР составляет 4—5 мс [6], что соответствует эквивалентной задержке включения ТРГ за счет дискретности моментов включения отдельных фаз (см. выше);

б) уровень срабатывания защиты от перенапряжений СТК может быть выбран значительно ниже уровня срабатывания искрового промежутка, составляющего $1,5U_{\text{н.б}} \pm 20\%$;

в) переход ТРГ в режим непрерывного тока и обратно в любую точку регулировочной характеристики происходит плавно и, в отличие от ком-

мутации *ШР*, не сопровождается высокочастотными колебаниями тока и перенапряжениями; кроме того, ресурс коммутаций *ШР* ограничен;

г) эффективность *СТК* как средства снижения коммутационных перенапряжений может быть повышенена путем подачи в его регулятор упреждающих сигналов при коммутациях на линии.

Наибольший интерес представляет решение новой для *СТК* задачи — обеспечения снижения перенапряжений на конце холостой линии при ее включении. Сложность задачи объясняется как необходимостью включения *ТРГ* в первый же полуperiод появления напряжения, так и требованием поддержания непрерывного тока в *ТРГ* при условии, что форма напряжения на конце линии в первые периоды после включения существенно отличается от синусоидальной. Для получения удовлетворительной работы *СТК* в этом режиме потребовалось внести ряд дополнений в рассмотренную выше систему управления (рис. 2). Во-первых, для обеспечения включения *ТРГ* с углами управления $\alpha = 0$ на регулятор перед включением линии подавался сигнал, замыкающий ключ *S*; при достижении напряжением $U_{с.в}$ значения $U_{уст}$ ключ размыкался. Во-вторых, *ФЗУ* был доработан с целью формирования зон управления в первый же полуperiод появляющегося напряжения. В-третьих, для предотвращения пропусков включения тиристоров при возможных забросах углов управления, обусловленных несинусоидальностью напряжения на линии, в *УФИУ* было добавлено устройство блокировки по току (*УБТ*, рис. 2). Это устройство имитирует следящую систему реального тиристорного вентиля и обеспечивает задержку формирования очередного импульса управления до момента окончания протекания тока в данной фазе *ТРГ*.

Исследования проводились при отключенной *ВПТ*, причем *СТК* в виде одной *ТРГ* подключался непосредственно к концу линии. При включении линии с заблокированными импульсами управления напряжение на конце линии относительно напряжения в начале линии составило 1,4 в установленемся режиме при максимальном перенапряжении 2,3. При закороченных тиристорах, т. е. в режиме включения с шунтирующими реакторами (в этом режиме включение холостой линии происходило при наличии на ее конце неуправляемых реакторов *ТРГ*, выполняющих в данном случае функции шунтирующих реакторов), максимальное перенапряжение составило 1,5 при установленемся значении 0,85 (мощность реакторов превышает зарядную мощность линии). При

работе *СТК* в режиме первого включения линии (рис. 8) величина перенапряжения составила также 1,5, установившееся значение равнялось 1,0 в соответствии с уставкой регулятора напряжения. Таким образом, показано, что при соответствующем управлении *СТК* может выполнять функции шунтирующего реактора с той же эффективностью. В целях повышения надежности работы реального *СТК* при первом включении линии целесообразно на этот период перевести все тиристорные вентили в так называемый диодный режим, при котором непрерывный ток в фазе *ТРГ* обеспечивается включением вентиля в каждый полупериод частоты сети по сигналу следящей системы, свидетельствующему о появлении напряжения на вентиляе.

Выводы. 1. Разработана система фазо-импульсного управления *СТК*, обеспечивающая его эффективную работу в переходных режимах линии.

2. Время запаздывания (реакции) *СТК* при малых возмущениях может быть снижено до 15—20 мс, при больших возмущениях это время не превышает 10 мс.

3. С точки зрения снижения перенапряжений, в том числе при включении холостой линии, *СТК* дает тот же эффект, что и шунтирующий реактор, однако по сравнению с *ШР* с искровым присоединением *СТК* обладает рядом преимуществ, связанных с более низким уровнем срабатывания, неограниченным числом переходов из режима регулирования напряжения в режим полного тока и обратно и плавностью этих переходов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Aberg L. Static VAR compensation replaces 20 nuclear stations. — Modern Power System, 1986, vol. 6, № 7.
2. Hauth R. L., Miske S. A., Nozari F. The role and benefits of static var systems in high voltage power systems applications. — IEEE Trans. PAS, 1982, vol. PAS-101, № 10.
3. Статические тиристорные компенсаторы для энергосистем и сетей электроснабжения / И. М. Бортник, С. Ф. Буяк, М. В. Ольшванг, И. П. Таратута. — Электричество, 1985, № 2.
4. Takenaka K., Yoshida Y. Improvement in the operating characteristics of HVDC transmission system by a static reactive power compensator. — Intern. Power Electronics Conference, Tokyo, March 27—31, 1983, vol. 2.
5. Engberg K., Ivner S. Static var systems for voltage control during steady-state and transient conditions. — EPRI/HYDRO-QUEBEC Symposium on Controlled Reactive Compensation, Varennes, Quebec, Canada, Sept. 1979.
6. Крюков А. А., Либкинд М. С., Сорокин В. М. Управляемая поперечная компенсация электропередачи переменного тока. — М.: Энергоиздат, 1981.

[19.08.88]

Метод математического моделирования электрической дуги отключения, учитывающий искажение тока

КОВРИЖНЫХ М. Л., ШЛЕЙФМАН И. Л.

Математическое моделирование электрической дуги отключения является средством исследования процессов в схемах, содержащих коммутационные аппараты.

При построении математических моделей дуги обычно стремятся получить уравнение, описывающее динамическую вольт-амперную характеристику. При учете сложных физических процессов в канале столба дуги и окружающем дугу потоке газа параметры модели, входящие в уравнение, являются сложными функциями. Необходимые упрощения часто настолько видоизменяют картину явления, что судить о влиянии каждого физического фактора или их сочетаний на процесс отключения становится трудно.

Известны различные методы приближенных аналитических решений адаптивных уравнений модели электрической дуги. В частности, при решении уравнения вида Касси — Майра [1, 2] используются методы «названного тока» до нулевого значения тока и «навязанного напряжения» после него. Метод «навязывания» неискаженных величин предполагает довольно грубое приближение, связанное с представлением реального дугогасителя как идеального. Между тем известно, что ток дуги при подходе к нулю существенно отличается от задаваемого схемой синусоидального тока, а напряжение на дуге после прохождения через нуль может быть существенно демпфировано остаточным током [3, 4].

Дуга, являясь элементом электрической схемы, влияет на процессы в ней, и наоборот. Параметры модели должны характеризовать это влияние.

В некоторых работах параметры дуги «постоянная времени» и «отводимая мощность» связываются с проводимостью дуги в каждый момент времени [5, 6]. Либо, рассматривая физические процессы теплоотвода с поверхности дуги [7], вводят переменную «постоянную времени». Для учета взаимодействия электрической дуги и схемы предпринимались также попытки связать «постоянную времени» с радиусом дуги, который является функцией мгновенного значения тока дуги [3], или учесть турбулентный механизм теплоотвода как функцию тока дуги [8].

Для измерения тока вблизи нулевого значения требуется использование широкополосных усилителей с эффективным усилением импульсов на входе и малоиндуктивных шунтов [9—12]. Возможно также измерение производной тока дуги с последующим интегрированием, что требует точного задания начальных условий. Сложности прямого измерения тока заставляют искать способы косвенного его определения в области перехода через нуль. Одним из таких методов является расчетный метод, основанный на учете параметров схемы, в которой проводятся испытания, и использовании экспериментально полученной осциллограммы напряжения на дуге в крупном масштабе с помощью емкостно-омического делителя напряжения, а также на учете процессов в дугогасителе с помощью реальной кривой напряжения на дуге и применении вычислительной техники. В [13, 14] показаны характерные особенности использования этого метода.

В настоящей статье рассмотрены задача создания адаптивной модели дуги отключения, учитывающей искажение тока дуги в области перехода через нуль; решение основано на экспериментальных наблюдениях с регистрацией напряжения на дуге. Исследования проводились на дугогасителях с металлическими контактами с продольным обдувом дуги воздухом, и без предварительной проверки их нельзя распространять на диэлектрические сопла.

Обработке подвергались осциллограммы кривых напряжения на дуге в области перехода тока через нуль с разверткой 100—150 мкс на экран (размеры экрана 90×110 мм), полученные в процессе коммутационных испытаний на отключающую способность высоковольтных воздушных выключателей серий ВВН и ВВД и макета дугогасительного устройства с подвижным контактом, созданного на базе выключателя ВВН-110-6 [14]. Испытания проводились в синтетической схеме с

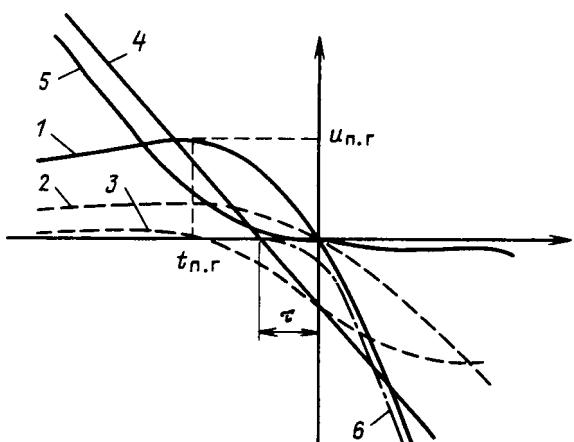


Рис. 1. Качественная картина, характеризующая процессы в дуге отключения в области перехода тока через нуль при наличии параллельно дуге R_w и C_w : 1 — напряжение на дуге; 2 — $i_R = u_d / (Z_w + 1/R_w)$ — активная составляющая тока шунтирующих элементов; 3 — $i_C = C du_d / dt$ — емкостная составляющая тока шунтирующих элементов; 4 — неискаженный ток — $i_d = I_m \sin \omega t$; 5 — $i_d = I_m \sin \omega t - i_R - i_C$ — ток дуги; 6 — кривая собственного ПВН идеального выключателя

параллельным наложением тока [15]. При исследовании выключателей серий ВВН и ВВД использовались различные шунтирующие резисторы. По методике [13] с учетом реальных параметров испытательной и измерительной схем рассчитывался ток дуги — i_d — в области его перехода через нуль.

Для всех исследуемых дугогасителей после обработки нескольких десятков экспериментальных осциллограмм оказалось, что ток дуги в интервале $t \in [-50, 50] \text{ мкс}$ в общем случае достаточно точно описывается выражением

$$i_d = I_m \sin \omega t - u_d (1/Z_w + 1/R_w) - C \frac{du_d}{dt}, \quad (1)$$

где I_m — амплитуда отключаемого тока короткого замыкания (к. з.), определяемая из экспериментального значения производной тока контура напряжения; $\omega = 2\pi f$; $f = 50 \text{ Гц}$; t — текущее время; u_d — напряжение на дуге; R_w — активное сопротивление, шунтирующее дугу; Z_w — величина, эквивалентная активному сопротивлению, подключенному параллельно дуге; $C = C_{\text{пар}} + C_{\text{дел}} + C_w$ — сумма паразитной емкости, емкости делителя напряжения и специально подключенной параллельно шунтирующей емкости, имитирующей емкость схемы.

На рис. 1 представлена графическая интерпретация выражения (1). Величина τ , характеризующая сдвиг фаз между неискаженным током и напряжением дуги, есть не что иное, как время задержки кривой собственного переходного восстановливающегося напряжения (ПВН) [16]. Действительно, так как $\tau = C \frac{du_d}{dt} \Big|_0 / I_m \omega$ и при отсутствии остаточного тока $\frac{du_d}{dt} \Big|_0 = S_0$ (где S_0 — собственная скорость ПВН), то $\tau = CR_w$, где $R_w = \frac{S_0}{I_m \omega}$ — сопротивление в цепочке регулирования R_w , C_w контура высокого напряжения, подключенной параллельно контактам дугогасителя для регулирования ПВН.

Рис. 1 иллюстрирует различие форм тока и напряжения для идеального (ток дуги линейный, а скорость ПВН при наличии C искажена) и реального (ток дуги искажен) дугогасителей.

Как показали расчеты, при отсутствии C_w и при $\frac{du_d}{dt} \leq 5 \text{ кВ/мкс}$, что соответствует режиму испытаний в [14], емкостной составляющей тока $i_c = C \frac{du_d}{dt}$ можно пренебречь. При отсутствии R_w и условии $I_m \sin \omega t \approx I_m \omega t$ выражение (1) примет вид:

$$i_d = I_m \omega t - u_d / Z_w. \quad (2)$$

Оказалось, что в рассматриваемом интервале времени величина Z_w , определенная по выражению (2), где ток дуги i_d определялся по методике [14], в конкретном опыте может рассматриваться как

постоянная величина, которая коррелируется с величиной сопротивления R_w .

На рис. 2 приведено расчетное значение величины $Z_w = f(t)$, полученное по экспериментальной осциллограмме напряжения на дуге макета [14] при $C_w = 0$. Значение Z_w в каждый момент времени определялось по выражению (2).

Можно показать, что области перехода тока через нуль

$$R_w \approx Z_w. \quad (3)$$

Используемое нами в качестве модели уравнение электрической дуги получено в [17—21] из зависимости параметров плазмы высокого давления от типа дугогасящей среды путем аппроксимации свойств плазмы функцией теплового потен-

циала $S = \int_0^t \lambda dt$ (λ — коэффициент теплопровод-

ности) в виде степенных функций (электропроводность плазмы дуги — $\sigma = \sigma_0 S^n$, где σ_0 и n — аппроксимирующие коэффициенты, зависящие от давления и рода газа). В абсолютных единицах это уравнение имеет вид

$$\Theta_d b_d \frac{dG_d^{\frac{n+1}{n}}}{dt} + b_d G_d^{\frac{n+1}{n}} = i_d^2, \quad (4)$$

где $G_d = 1/R_d$; Θ_d и b_d — параметры модели.

При рассмотрении (4) мы вкладываем в него более широкий физический смысл, считая, что Θ_d и b_d являются функциями времени и, кроме классического молекулярного механизма теплоотвода при ламинарном истечении газа, могут учитывать и турбулентный. Поэтому, используя выражение (4) в качестве уравнения, описывающего электрическую дугу отключения в продольном потоке газа, покажем, как на основании предпосылок, полученных в процессе экспериментальных исследований, можно выявить связь параметров модели Θ_d и b_d — сложных временных функций — с параметрами схемы и напряжением на дуге. Вы-

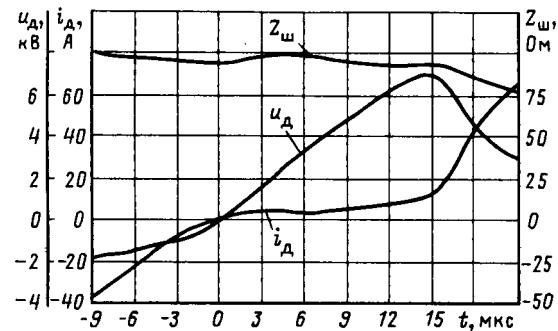


Рис. 2. Рассчитанные по напряжению на дуге u_d (методика значений i_d и Z_w . Подвижный контакт ВВШ, $I_m = 22 \text{ кА}$, $S_0 = 0,68 \text{ кВ/мкс}$

ражение (2) разделим на u_d и запишем в виде

$$G_d = G_\Sigma - 1/Z_w, \quad (5)$$

где $G_\Sigma = I_m \omega t / u_d$.

Вынося в (2) за скобки величину $I_m \omega t$, получаем выражение:

$$i_d = \frac{I_m \omega t}{\left(1 - \frac{1}{G_\Sigma Z_w}\right)^{-1}}, \quad (6)$$

которое с учетом (5) принимает вид

$$i_d = \frac{I_m \omega t}{1 + \frac{1}{G_d Z_w}}. \quad (7)$$

Распространяя зависимость (3) на весь интервал в области перехода через нуль и подставляя (5) и (6) в (4), получаем выражение

$$\Theta_\Sigma b_\Sigma \frac{d G_\Sigma^{\frac{n+1}{n}}}{dt} + b_\Sigma G_\Sigma^{\frac{n+1}{n}} = (I_m \omega t)^2, \quad (8)$$

которое описывает изменение во времени G_Σ или вольт-амперную характеристику $u_d = f(I_m \omega t)$, причем величины Θ_Σ и b_Σ характеризуют дугу совместно со схемой и связаны с параметрами модели Θ_d и b_d выражениями

$$\Theta_\Sigma = \Theta_d \left(1 + \frac{1}{G_d Z_w}\right); \quad (9)$$

$$b_\Sigma = b_d \left(1 + \frac{1}{G_d Z_w}\right)^{\frac{n-1}{n}}. \quad (10)$$

Выражения (9), (10) можно с учетом (7) переписать в виде

$$\Theta_d = \Theta_\Sigma \frac{i_d}{I_m \omega t}; \quad (11)$$

$$b_d = b_\Sigma \left(\frac{i_d}{I_m \omega t}\right)^{\frac{n-1}{n}}. \quad (12)$$

В (8) в правой части стоит величина тока, которая жестко задается источником тока не только до нуля, но и после, в процессе восстановления напряжения на дуге. Следовательно, (8) описывает процессы как до перехода, так и после перехода тока через нуль. Допущение постоянства во времени Θ_Σ и b_Σ позволяет записать для всего окончательного интервала аналитическое решение (8) в виде

$$G_\Sigma = (I_m \omega)^{\frac{2n}{n+1}} \left[\frac{\Theta_\Sigma^2}{b_\Sigma} \left(\frac{t^2}{\Theta_\Sigma^2} - 2 \frac{t}{\Theta_\Sigma} + 2 \right) \right]^{\frac{n}{n+1}}, \quad (13)$$

а напряжение на дуге

$$u_d = \frac{I_m \omega t}{(I_m \omega)^{\frac{2n}{n+1}} \left[\frac{\Theta_\Sigma^2}{b_\Sigma} \left(\frac{t^2}{\Theta_\Sigma^2} - 2 \frac{t}{\Theta_\Sigma} + 2 \right) \right]}. \quad (14)$$

Экспериментальные осциллограммы напряжения на дуге обрабатывались с учетом (14). Предполагалось, что дугогаситель характеризуется пиком гашения и соответствующим ему временем, что позволило определить Θ_Σ и b_Σ по соотношениям [14]:

$$\Theta_\Sigma = \frac{t_{n.r.}}{Z_{01}}; \quad (15)$$

$$b_\Sigma = \left(\frac{u_{n.r.}}{t_{n.r.}} \right)^{\frac{n+1}{n}} (Z_{01}^2 - 2Z_{01} + 2) (I_m \omega)^{\frac{n-1}{n}} \Theta_\Sigma^2, \quad (16)$$

где $u_{n.r.}$ и $t_{n.r.}$ — пиковое напряжение гашения и соответствующее ему время (относительно нуля напряжения на дуге);

$$Z_{01} = \frac{1 - S_1 + \sqrt{S_1^2 + 2S_1 - 1}}{1 - 2S_1}, \quad (17)$$

$$\text{где } S_1 = \frac{n}{n+1}.$$

Для диапазона давлений 0,01—5 МПа оказалось возможным аппроксимировать зависимости $\sigma_0(p)$ и $n(p)$ выражениями:

$$p \in [0, 01, 1 \text{ МПа}] \quad \begin{cases} n = 3,29 + 1,46 \lg p, \\ \sigma_0 = 1,23 \cdot 10^{-5} / p^{2,26}; \end{cases}$$

$$p \in [0,1, 5 \text{ МПа}] \quad \begin{cases} n = 1,876 + 1,24p, \\ \sigma_0 = 10^{-(2,997 + 1,48p)}. \end{cases}$$

Выражения, описывающие зависимость σ_0 и n от давления, получены в результате обработки табличных значений для выражения, аппроксимирующего электропроводность плазмы функцией теплового потенциала для полностью однократно ионизированной плазмы воздуха согласно [20, 21].

При обработке экспериментальных данных величина « n » определялась для давления в дуговом промежутке 1,0 МПа, что соответствовало условиям испытаний [14]. Обработка результатов эксперимента показала, что при фиксированном значении тока I_m и различных скоростях ПВН S_0 , которые при испытаниях были постоянными в пределах времени 70—100 мкс после перехода тока через нуль (исследования проводились применительно к так называемым «тепловым» пробоям), Θ_Σ и b_Σ являются статистическими величинами, не зависящими от режима испытания. Параметры модельного уравнения (8) подчиняются усеченному нормальному закону распределения (за точку усечения принимались значения $\Theta_\Sigma = 0$ и $b_\Sigma = 0$, означающие физически, что $t_{n.r.} \leq 0$ и $u_{n.r.} \geq 0$). В табл. 1 приведены статистические характеристики, определенные для подвижного контакта ВВШ по методике [14].

Для каждой в отдельности осциллограммы проводилась проверка допущения о постоянстве Θ_Σ и b_Σ во времени. Значения i_d , Θ_d и b_d рассчитывались сначала по методике [13] применительно к уравнению (4), а затем значения Θ_d и b_d опре-

Таблица 1

Параметр	Статистические оценки усеченного нормального закона распределения (по 16 опытам)				
	Математическое ожидание, мкс	Несмешенное среднеквадратичное отклонение	Доверительный интервал для математического ожидания при вероятности 0,99 мкс		максимальное значение
			минимальное значение	максимальное значение	
$Q\Sigma_{\max}$	8,0	4,03	5,63	11,77	
$B_2 \cdot 10^5$	12,0	8,25	8,05	20,57	

делялись как функции времени с использованием (15) и (16), для которых Θ_{Σ} и b_{Σ} были найдены из той же осциллограммы.

На рис. 3 приведены результаты расчетов, которые свидетельствуют о приемлемости допущения о постоянстве Θ_{Σ} и b_{Σ} во временном интервале около перехода через нуль.

Предлагаемый метод решения задачи адаптированного моделирования подтверждается экспериментально, и для моделирования дуги отключения можно использовать уравнение (8) с параметрами, учитывающими процессы не только в дугогасителе, но и в схеме.

Используя предложенный метод учета искажения тока дуги путем введения параллельных ей элементов схемы (1), можно построить критерий отключения для линейного ПВН при нулевом значении тока. Условием отключения является соотношение

$$G_d = 0. \quad (18)$$

При отсутствии $R_{\text{ш}}$ и $C_{\text{ш}}$, полагая $Z_{\text{ш}} = R_{\text{ш}}$ ($R_{\text{ш}}$ для синтетических испытаний выбирается равным $S_0/I_{\text{м}}\omega$) с учетом (18) выражение (5) запишем в виде

$$G_{\Sigma} = I_{\text{м}}\omega/S_0. \quad (19)$$

Соотношение (18) должно выполняться в момент времени $t \leq \Theta_{\Sigma}$ (где Θ_{Σ} — момент минимума функции G_{Σ}). Тогда выражение для критической скорости ПВН — $S_0^{\text{кр}}$, при которой дугогаситель отключит заданный ток $I_{\text{м}}$, с учетом (13) принимает вид

$$S_0^{\text{кр}} = (b_{\Sigma}/\Theta_{\Sigma}^2)^{n/(n+1)} / (I_{\text{м}}\omega)^{(n-1)/(n+1)}. \quad (20)$$

При давлении в межконтактном промежутке 1 МПа, $n = 3,116$ и для тока $I_{\text{м}} = 22$ кА и математических ожиданий $\Theta_{\Sigma}^{\text{ср}}$ и $b_{\Sigma}^{\text{ср}}$ (табл. 1) по выражению (20) получаем: $S_0^{\text{кр}} = 0,636$ кВ/мкс.

По результатам испытаний на отключающую способность того же контакта [14] было получено, что при указанном токе и $S_0 = 0,36$ кВ/мкс в 9 опытах было 9 успешных отключений, при $S_0 = 0,68$ кВ/мкс в 11 опытах — 4 отключения, а при $S_0 = 1,1$ кВ/мкс из 5 опытов — 1 отключение. Как видно, выведенный на основании предлагаемой модели критерий при подстановке в него математических ожиданий величин Θ_{Σ} и b_{Σ} , полученных

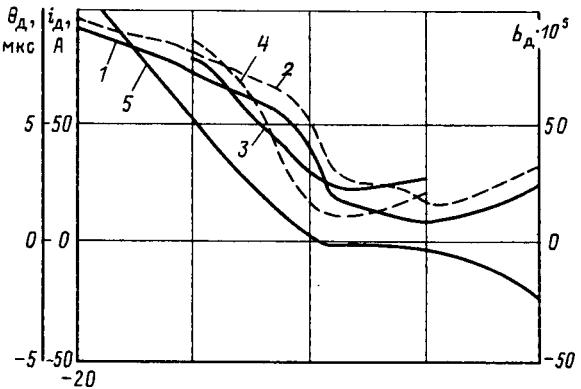


Рис. 3. Параметры модели (4), рассчитанные по методике [13] (1 — Θ_d , 2 — b_d , 5 — i_d) и по выражениям (11), (12) (3 — Θ_d , 4 — b_d) с учетом определенных из опытной осциллограммы напряжения на дуге значений $\Theta_{\Sigma} = 9$ мкс и $b_{\Sigma} = 9,4 \cdot 10^5$. Подвижный контакт ВВШ, $I_{\text{м}} = 22$ кА, $S_0 = 0,68$ кВ/мкс

из процесса до перехода через нуль, предсказывает нам точку 50 % отключений, которая находится в хорошем соответствии с результатами эксперимента.

При наличии параллельно дугогасителю $R_{\text{ш}}$ и $C_{\text{ш}}$, а также для случая неудаленного к. з. критерий отключения имеет вид (приложение):

$$S_0^{\text{кр}} = \frac{1}{(\Theta_{\Sigma}^2/b_{\Sigma})^{n/(n+1)} (\alpha I_{\text{м}}\omega)^{(n-1)/n+1}} \rightarrow \frac{1}{R_{\text{ш}}\alpha I_{\text{м}}\omega \left[1 - \frac{1}{(Z_{01}^2 - 2Z_{01} + 2)^{n/(n+1)}} \right]} - \frac{C}{\Theta_{\Sigma}\alpha I_{\text{м}}\omega} = S_n, \quad (21)$$

где $I_{\text{м}}$ — амплитудное значение тока к. з. на выводах; $\alpha = I_{\text{н.к.з}}/I_{\text{м}}$; $I_{\text{н.к.з}}$ — амплитудное значение тока неудаленного к. з.; $S_n = Z_{\text{л}}\alpha I_{\text{м}}\omega$ — скорость ПВН со стороны линии при неудаленном к. з.

На основании предложенного метода нами была произведена оценка сопротивлений шунтирующих резисторов выключателей ВВН-110-6 и ВВН-220-10 с контактами ВВШ для номинальных токов отключения $I_{\text{0,ном}} = 35,5$ и 40 кА. Расчет производился применительно к режиму неудаленного к. з. при токе, составляющем 75 % от $I_{\text{0,ном}}$. В качестве скоростей ПВН со стороны источника принимались скорости, нормированные ГОСТ 687-78 для рассматриваемых токов. Значения Θ_{Σ} и b_{Σ} определялись применительно ко всему аппарату в целом на основании серии испытаний. Результаты расчетов приведены в табл. 2.

Значения шунтирующих сопротивлений, полученные по критерию (21), несколько выше экспериментальных, так как расчет производился для 50 % вероятности отключения, а экспериментальные значения определялись для вероятности отключения 0,765 при доверительной вероятности 0,8.

Таблица 2

Аппарат	$\Theta_{\Sigma}^{\text{yc}}$, мкс	$\tilde{\theta}_{\Sigma}^{\text{yc}} \cdot 10^5$	Значения $R_{\text{ш}}$ (Ом) при значении тока $I_{\text{ном}}$ равном			
			35,5 кА		40 кА	
			по модели	эксперимент	по модели	эксперимент
BBH-110-6	6,45	63,78	257	250	197	160
BBH-220-10	7,79	195,88	760	715	516	480

Предложенная методика моделирования позволяет на основании учета искажения тока дуги связать параметры модели с параметрами схемы и объяснить задержку тока перед переходом через нуль. Параметры уравнения модели (4) являются величинами, переменными во времени, и описываются простыми выражениями (11) и (12), в которые входят параметры Θ_{Σ} и b_{Σ} . Из рассмотрения предложенной модели следует, что результат отключения определяется как параметрами схемы, так и параметрами модели Θ_{Σ} и b_{Σ} . Предлагаемая модель позволяет связать две стадии процесса — горение дуги и восстановления ПВН на контактах дугогасителя, что достаточно ясно иллюстрируется критерием отключения (21). При ПВН, отличных от линейных, расчет необходимо производить численным методом, решая уравнение модели дуги (4) с учетом (11) и (12) совместно с уравнениями схемы для того дугогасителя, параметры Θ_{Σ} и b_{Σ} которого уже определялись экспериментально для одного из режимов.

Предлагаемое рассмотрение связи параметров аддитивной модели дуги отключения с параметрами схемы позволяет внести ясность в неоднократно отмечаемый факт влияния задержки тока при подходе его к нулю на дугогасящую способность. Напряжение на дуге является как раз тем параметром, которым можно характеризовать взаимодействие ее со схемой.

Предлагаемый метод может использоваться для оценки отключающей способности выключателей в различных режимах.

Приложение. Рассмотрим вывод критерия отключения (21) отдельно для случая подключения параллельно контактам дугогасителя $R_{\text{ш}}$ и $C_{\text{ш}}$ и неудаленного к. з.

$$1. R_{\text{ш}} \neq \infty, C_{\text{ш}} = 0.$$

В этом случае ток дуги определяется выражением

$$i_{\text{д}} = I_{\text{м}} \omega t - (1/Z_{\text{ш}} + 1/R_{\text{ш}}) u_{\text{д}},$$

а проводимость дуги

$$G_{\text{д}} = G_{\Sigma \text{ш}} - 1/Z_{\text{ш}} - 1/R_{\text{ш}},$$

где индекс «ш» обозначает величину суммарной проводимости при наличии $R_{\text{ш}}$. Постоянными во времени в этом случае будут параметры $\Theta_{\Sigma \text{ш}}$ и $b_{\Sigma \text{ш}}$ связанные с параметрами дугогасителя Θ_{Σ} и b_{Σ} .

Вологодская областная универсальная научная библиотека

при отсутствии $R_{\text{ш}}$ выражениями:

$$\Theta_{\Sigma} = \Theta_{\Sigma \text{ш}} - 1/(G_{\Sigma \text{ш}} R_{\text{ш}}); \quad (\text{П-1})$$

$$b_{\Sigma} = b_{\Sigma \text{ш}} (1 - 1/(G_{\Sigma \text{ш}} R_{\text{ш}}))^{(n-1)/n}, \quad (\text{П-2})$$

где $G_{\Sigma \text{ш}} = (I_{\text{м}} \omega)^{2n/(n+1)} [\Theta_{\Sigma \text{ш}}^2 / b_{\Sigma \text{ш}} (t^2 / \Theta_{\Sigma \text{ш}}^2 - 2t / \Theta_{\Sigma \text{ш}} + 2)]^{n/(n+1)}$.

Параметры модели (4) — Θ_{Σ} и b_{Σ} — описываются (11), (12). Используя условие отключения (18), можно записать выражение

$$G_{\Sigma} - I_{\text{м}} \omega / S_0 - 1/R_{\text{ш}} = 0, \quad (\text{П-3})$$

из которого, рассуждая как и ранее, приходим к критерию отключения в виде

$$S_0^{\text{kp}} = \frac{1}{(\Theta_{\Sigma \text{ш}}^2 / b_{\Sigma \text{ш}})^{n/(n+1)} (I_{\text{м}} \omega)^{(n+1)/(n+1)} - \frac{1}{R_{\text{ш}} I_{\text{м}} \omega}}. \quad (\text{П-4})$$

Критерий (П-4) записан для собственной скорости ПВН источника (без учета демпфирования ее под действием $R_{\text{ш}}$), в него входят параметры $\Theta_{\Sigma \text{ш}}$ и $b_{\Sigma \text{ш}}$, определяемые из испытания дугогасителя совместно с $R_{\text{ш}}$. Необходимо перейти к параметрам Θ_{Σ} и b_{Σ} для дугогасителя без $R_{\text{ш}}$. Это можно сделать, записав (П-1) и (П-2) для времени $t_{\text{н.г.}}$:

$$\Theta_{\Sigma} = \Theta_{\Sigma \text{ш}} (1 - 1/(G_{\Sigma \text{ш}}^{\text{н.г.}} R_{\text{ш}})); \quad (\text{П-5})$$

$$b_{\Sigma} = b_{\Sigma \text{ш}} \left(1 - \frac{1}{G_{\Sigma \text{ш}}^{\text{н.г.}} R_{\text{ш}}} \right)^{(n-1)/n}, \quad (\text{П-6})$$

где $G_{\Sigma \text{ш}}^{\text{н.г.}} = (I_{\text{м}} \omega)^{2n/(n+1)} [\Theta_{\Sigma \text{ш}}^2 / b_{\Sigma \text{ш}} (Z_{01}^2 - 2Z_{01} + 2)]^{n/(n+1)}$.

Необходимо сделать обратный переход от Θ_{Σ} и b_{Σ} к $\Theta_{\Sigma \text{ш}}$ и $b_{\Sigma \text{ш}}$. Решить аналитически систему (П-5), (П-6) относительно $\Theta_{\Sigma \text{ш}}$ и $b_{\Sigma \text{ш}}$ не представляется возможным, хотя можно определить величину

$$(\Theta_{\Sigma \text{ш}}^2 / b_{\Sigma \text{ш}})^{n/(n+1)} = (\Theta_{\Sigma}^2 / b_{\Sigma}) + \frac{1}{(I_{\text{м}} \omega)^{2n/(n+1)} (Z_{01}^2 - 2Z_{01} + 2)^{n/(n+1)} R_{\text{ш}}}. \quad (\text{П-7})$$

С учетом (П-7) выражение (П-4) приводим к виду

$$S_0^{\text{kp}} = \frac{1}{(\Theta_{\Sigma}^2 / b_{\Sigma})^{n/(n+1)} (I_{\text{м}} \omega)^{(n-1)/(n+1)} \rightarrow \frac{1}{R_{\text{ш}} I_{\text{м}} \omega} \left[1 - \frac{1}{(Z_{01}^2 - 2Z_{01} + 2)^{n/(n+1)}} \right]}. \quad (\text{П-8})$$

$$2. R_{\text{ш}} = \infty, C_{\text{ш}} \neq 0.$$

В этом случае ток дуги с учетом (1) определяется выражением вида

$$i_{\text{д}} = I_{\text{м}} \omega t - u_{\text{д}} / Z_{\text{ш}} - C \frac{du_{\text{д}}}{dt}, \quad (\text{П-9})$$

а проводимость дуги

$$G_{\text{д}} = G_{\Sigma} = 1/Z_{\text{ш}} - \frac{C}{u_{\text{д}}} \frac{du_{\text{д}}}{dt}. \quad (\text{П-10})$$

Подставляя (П-10) в (4) и с учетом вышеприведенных соотношений получаем уравнение, описывающее изменение G_Σ во времени:

$$\Theta_\Sigma b_\Sigma \frac{dG_\Sigma^{(n+1)/n}}{dt} + \left(\frac{n+1}{n}\right) \Theta_\Sigma b_\Sigma C G_\Sigma^{1/n} \frac{d^2u_d}{dt^2} + b_\Sigma G_\Sigma^{(n+1)/n} = (I_m \omega t)^2. \quad (\text{П-11})$$

Соотношение между параметрами (4) и (П-11) те же, что и ранее. Параметры Θ_Σ и b_Σ , входящие в (П-11), определяются по выражениям (15), (16) уже приближенно, так как (П-11) имеет аналитическое решение только при условии $\frac{d^2u_d}{dt^2} = 0$. Полагая, что процесс восстановления напряжения на дуге линейный, т. е. $u_d = S_d t$ (в этом случае $\frac{d^2u_d}{dt^2} = 0$), по условию (18) выражение (П-10) записываем в виде

$$G_\Sigma = I_m \omega / S_0 - C/t, \quad (\text{П-12})$$

откуда для $t = \Theta_\Sigma$

$$S_0^{\text{kp}} = \frac{1}{(\Theta_\Sigma^2 / b_\Sigma)^{n/(n+1)} (I_m \omega)^{(n-1)/(n+1)} - \frac{C}{\Theta_\Sigma I_m \omega}}. \quad (\text{П-13})$$

3. При неудаленных к. з. к дугогасителю в течение времени пробега по линии волны прикладываются со стороны линии напряжение со скоростью нарастания

$$S_d = Z_d I_m \omega,$$

где Z_d — волновое сопротивление линии.

Для успешной работы в условиях неудаленного к. з. дугогаситель должен иметь запас допустимой скорости на величину S_d . Тогда критическая скорость, при которой он отключит ток I_m , определяется выражением

$$S_0^{\text{kp}} = S_0 - S_d. \quad (\text{П-15})$$

Комбинация (П-8), (П-13) и (П-15) дает возможность получить критерий отключения в виде (21).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Cassie A. M. A new theory of arc perte and circuit severity.— CIGRE, 1939, N 102.
2. Mayr O. Über die Theorie des Lichtbogens und seiner Lösung.— ETZ, 1943, 645.
3. Отключение токов в сетях высокого напряжения / Под ред. К. Рагаллера.— М.: Энергоатомиздат, 1984.
4. Граф Р. Измерение начального переходного восстанавливающегося напряжения при взаимодействии между элегазовым выключателем и испытательной цепью.— В кн.:

Выключатели высокого напряжения. Международная конференция по большим электрическим системам (СИГРЭ) / Под ред. Н. В. Шилина. М., 1976.

5. Peitsch G., Rijanto H., Thiel H. G. Sehaltlichtbögen in elektrischen Netzen.— ETZ—A, 1975, 96, N 5.

6. Авдонин А. В., Серяков К. И., Егоров В. Г. Математическое моделирование электрической дуги отключения.— Электричество, 1975, № 6.

7. Butler T. F., Whither D. Distributed moving-boundary circuitbreaker model.— Proceedings Inst. Elec. Eng., 1972, N 119.

8. Swanson B. W. Nozzle arc interruption in supersonic flow.— IEEE Trans., 1977, N 5.

9. Hurrmann U., Reiss W. Messeinrichtung zur Untersuchung des Stromnulldurchgangs in Schaltgeräten.— Technische Hochschule Ilmenau, 1977, 22 Tes, N 7.

10. Mesure du courant post-arc à la coupure des courants de court-circuit par les desjoneteurs hauts tension.— PGE, 1977, 86, N 11.

11. Current zero measurement for circuit breaking phenomena / M. Murano, H. Nishikawa, A. Kobayashi et. al.— IEEE Trans. PAS, 1975, vol. 94, N 5.

12. Voshall Poy E. Determination of postzero current from restored voltage transient.— IEEE Trans. PAS, 1969, vol. 88, N 2.

13. Определение параметров электрической дуги отключения в период, предшествующий переходу тока через нуль / И. Л. Шлейфман, М. Л. Коврижных, А. А. Попов, В. М. Солдатов.— Электромеханика, 1980, № 3.

14. Коврижных М. Л. Использование математической модели электрической дуги отключения для определения отключающей способности воздушного выключателя / НИЦ ВВА: Деп. рукопись.— М.: Информэлектро, 1985, № 55 эт-85.

15. Каплан В. В., Нашатырь В. М. Синтетические испытания высоковольтных выключателей.— Л.: Энергия, 1980.

16. Попов А. А., Шлейфман И. Л. Влияние начальной части восстанавливающегося напряжения на отключающую способность воздушных выключателей.— Электричество, 1980, № 3.

17. Бродянский Б. Я., Крижанский С. М. Простая модель дугового разряда в продольном потоке газа.— Электротехническая промышленность. Сер. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы, 1976, вып. 4(60).

18. Крижанский С. М., Янова Т. В. Простая модель дугового разряда для камер двустороннего дутья.— Электротехническая промышленность. Сер. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы, 1978, вып. 12(92).

19. Заруди И. Е. О влиянии нелинейных свойств плазмы на характер нестационарных процессов в стволе канальной дуги (вопросы теории и расчета).— ЖТФ, 1970, Т. XLI, В. 4.

20. Варгафтик Н. Б. Справочник по теплофизическим свойствам газов и жидкостей. М.: Гос. издательство физ.-мат. литературы, 1963.

21. Основы технической магнитной газодинамики / Под ред. В. К. Янтовского.— М.: Мир, 1962.

22. Смирнов Н. В., Дунин-Барковский И. В. Курс теории вероятности и математической статистики.— М.: Наука, 1969.

[29.08.88]

Метод построения границы области работоспособности электротехнических объектов

САУШЕВ А. В.

Требования к выходным параметрам электрических объектов, устанавливаемые на стадии проектирования, могут быть представлены в общем виде следующими неравенствами:

$$Y_{j \min} \leq Y_j = \varphi_j(\bar{X}) \leq Y_{j \max}, \quad j = \overline{1, m}, \quad (1)$$

где $Y_{j \min}$, Y_j , $Y_{j \max}$ — минимальное, текущее и максимальное значения j -го выходного параметра соответственно; m — общее число выходных параметров объекта.

Уравнение $Y_j = \varphi_j(\bar{X})$ устанавливает связь между выходным параметром Y_j и входными параметрами \bar{X} , под которыми понимаются параметры комплектующих элементов объекта, параметры отдельных его блоков или узлов или определенное режимное воздействие на объект. Каждой допустимой области D_j значений выходных параметров, определяемой неравенствами (1), соответствует допустимая область M значений входных параметров. Это соответствие может быть записано в виде отображения $\Phi: D \rightarrow M$ абстрактного множества $D = \prod_{j=1}^m D_j$ в абстрактное

множество $M = \prod_{j=1}^m M_j$. При этом каждое j -е неравенство $(\varphi_j(\bar{X}) - Y_{j \min})(Y_{j \max} - \varphi_j(\bar{X})) \geq 0$ в n -мерном пространстве параметров \bar{X} определяет область M_j .

Ограничения на входные параметры $(X_i - X_{i \min})(X_{i \max} - X_i) \geq 0$, $i = \overline{1, n}$ определяют область P , которая имеет форму гиперпараллелепипеда размерностью n . Пересечение областей P и M в пространстве входных параметров определяет область работоспособности $G = P \cap M$.

Информация о границе области работоспособности широко используется для решения важнейших задач электроэнергетики. К их числу можно отнести задачу оптимизации и параметрического синтеза электротехнических систем и устройств [1—4], задачи, связанные с управлением качеством и управлением режимами электроэнергетических систем [5, 6], задачу обеспечения устойчивости и определения степени работоспособности этих систем [2, 7], а также ряд других задач. Эффективность решения этих задач во многом определяется способом построения границы области работоспособности.

Предположим, что уравнение $[Y] = F[X]$, связывающее входные и выходные параметры объекта, известно. В большинстве случаев для получения этой зависимости используется теория планирования эксперимента. При этом, как показывает практика исследования разнообразных электротехнических систем и устройств, урав-

нение (1) описывается, как правило, полиномом не выше второго порядка [8]. Для рассматриваемого случая, при наличии уравнения (1), наиболее эффективным из известных является метод секущих [9]. При использовании метода секущих из начала координат в пространстве параметров \bar{X} проводятся r прямых. Границные точки X_{ir}^t области работоспособности G определяются в результате решения следующих уравнений, записанных в полярных координатах:

$$\left. \begin{aligned} Y_{j \min} &= \varphi_j(X_1 \tau, \dots, X_{ir} \tau, \dots, X_{nr} \tau); \\ Y_{j \max} &= \varphi_j(X_1 \tau, \dots, X_{ir} \tau, \dots, X_{nr} \tau); \\ X_{ir}^t &= X_i \tau; \quad j = \overline{1, m}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где X_{ir} — направляющий коэффициент r -й прямой; $\tau \in (0; \infty)$ — множитель, определяющий некоторую точку на r -й прямой.

Методу секущих присущи следующие недостатки.

1. Процесс проведения секущей является случайным. При этом возможны холостые ходы при определении координат граничных точек.

2. Полученные по уравнениям (2) граничные точки области G расположены неравномерно относительно друг друга, что затрудняет использование информации о границе области работоспособности для решения перечисленных выше задач.

3. Известные алгоритмы, реализующие метод секущих, определяют границу области работоспособности лишь при условии, что область $M \equiv G$. Отсюда следует, что рассмотрению не подлежат объекты, для которых область работоспособности целиком не принадлежит области P .

4. На процесс определения граничных точек существенное влияние оказывает вид функции $\varphi_j(\bar{X})$.

Остановимся на последнем замечании более подробно. В наиболее простом виде, в случае использования теории планирования эксперимента, уравнение $[Y] = F[X]$ может быть представлено линейной или квадратичной регрессионной зависимостью. Переходя к параметрической форме записи и решая методом секущих уравнение (2) относительно множителя τ , получим, что порядок искомого уравнения определяется числом параметров \bar{X} и в общем случае равен или близок n . Таким образом, при $n > 3$ появляются вычислительные трудности использования метода секущих, обусловленные неоднозначностью и сложностью решения алгебраических уравнений высокого порядка.

Ниже рассматривается метод целенаправленного определения граничных точек области работоспособности, свободный от перечислен-

ных недостатков, присущих методу секущих. При использовании данного метода, получившего название метода параллельных прямых, уравнение $[Y] = F[X]$ преобразуется к виду $X_2 = \psi[Y, X']$, где $[X'] = [X_1, X_3, \dots, X_i, \dots, X_n]$. Приравнивая значения Y_j вначале $Y_{j\min}$ а затем $Y_{j\max}$, получим следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{array}{l} X_2 = \psi_j(Y_{j\min}, X_1, X_3, \dots, X_n); \\ X_2 = \psi_{j+1}(Y_{j\max}, X_1, X_3, \dots, X_n); \end{array} \right\} \quad (3)$$

Метод параллельных прямых предполагает целенаправленный поиск границы области G начиная с основания гиперпараллелепипеда P на плоскости γ_1 двух параметров X_1 и X_2 при $X_i, i=3, n=\text{const}$, затем на плоскости γ_2 , параллельной плоскости γ_1 , при $X_3 = X_3 + \Delta X_3$, и т. д.

Поиск граничных точек, принадлежащих области работоспособности, осуществляется на каждом шаге изменения параметра X_1 , начиная со значения $X_1 = X_{1\max}$. При этом порядок и общее число уравнений в системе уравнений (3) определяют максимально возможное число граничных значений параметра X_2 на каждом шаге изменения параметра X_1 .

Для большинства электротехнических систем порядок уравнений $[X_2] = \psi[Y, X]$ и в случае использования теории планирования эксперимента не превышает второй степени [8]. Полученные по формуле (3) граничные значения $[X_2]$ проверяются на принадлежность области P . Если $[X_2(Y_{j\min})] \wedge [X_2(Y_{j\max})] \in [X_{2\min}, X_{2\max}]$, то происходит их фиксация, в противном случае процедура поиска граничных точек области G продолжается. Из анализа возможных вариантов расположения областей M и P относительно друг друга вытекает следующее правило их определения:

$$\begin{aligned} & |M \in P, X_2(Y_{j\min}) \wedge X_2(Y_{j\max}) \in [X_{2\min}, X_{2\max}], \Rightarrow X_2 = \emptyset; \\ & |M \cap P, X_2(Y_{j\min}) \in [X_{2\min}, X_{2\max}] \wedge X_2(Y_{j\max}) \in \\ & \quad \in [X_{2\min}, X_{2\max}] \wedge X_2(Y_{j\min}) > X_2(Y_{j\max}), \Rightarrow X_2 = \\ & \quad = \begin{bmatrix} X_2(Y_{j\min}) \\ X_{2\min} \end{bmatrix}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & |M \cap P, X_2(Y_{j\min}) \in [X_{2\min}, X_{2\max}] \wedge X_2(Y_{j\max}) \in \\ & \quad \in [X_{2\min}, X_{2\max}] \wedge X_2(Y_{j\min}) < X_2(Y_{j\max}), \Rightarrow \\ & \quad \Rightarrow X_2 \begin{bmatrix} X_2(Y_{j\min}) \\ X_{2\max} \end{bmatrix}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & |M \cap P, X_2(Y_{j\min}) \in [X_{2\min}, X_{2\max}] \wedge X_2(Y_{j\max}) \in \\ & \quad \in [X_{2\min}, X_{2\max}] \wedge X_2(Y_{j\min}) > X_2(Y_{j\max}), \Rightarrow X_2 = \\ & \quad = \begin{bmatrix} X_2(Y_{j\max}) \\ X_{2\max} \end{bmatrix}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & |M \cap P, X_2(Y_{j\min}) \in [X_{2\min}, X_{2\max}] \wedge X_2(Y_{j\max}) \in \\ & \quad \in [X_{2\min}, X_{2\max}] \wedge X_2(Y_{j\min}) < X_2(Y_{j\max}), \Rightarrow X_2 = \\ & \quad = \begin{bmatrix} X_2(Y_{j\max}) \\ X_{2\min} \end{bmatrix}; \\ & |P \in M, X_2(Y_{j\min}) \wedge X_2(Y_{j\max}) \in [X_{2\min}, X_{2\max}], \Rightarrow X_2 = \\ & \quad = \begin{bmatrix} X_{2\min} \\ X_{2\max} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

При $m > 1$ анализ координат граничных точек на их принадлежность области работоспособности существенно усложняется. Это объясняется необходимостью выполнения большого числа логических операций, снижающих эффективность решения задачи. Область работоспособности при этом определяется пресечением областей, полученных для каждого выходного параметра:

$$G = \bigcap_{j=1}^{2m} G_j. \quad (4)$$

Для упрощения алгоритма поиска граничных точек, принадлежащих области работоспособности, преобразуем уравнение (4) к аналитической форме записи. Воспользуемся для этой цели R -функциями, впервые введенными в рассмотрение в [10]. В результате использования R -функций граница области работоспособности может быть задана следующим уравнением:

$$\begin{aligned} G \equiv & (((f_1 \wedge^k g_1 f_2) \wedge^k g_2 f_3) \wedge^k g_3 \dots) \wedge^k g_{2m-1} f_{2m} = \\ & = \bigwedge_{j=1}^{2m} g_j f_j = 0, \end{aligned} \quad (5)$$

где $f_j = (Y_{j\max} - \varphi_j) \vee (\varphi_j - Y_{j\min})$ — произвольные величины, заключенные в пределах $-1 < g_j < 1$; \wedge^k — знак некоторой R -конъюнкций двух непрерывных R -функций; $f_j \wedge^k g_j f_{j+1} = 0,5(f_j + f_{j+1} - (f_j^2 + f_{j+1}^2 - 2g_j f_j f_{j+1})^{1/2})p(f_j, f_{j+1})$; $p(f_j, f_{j+1})$ — функция, обеспечивающая наличие « \wedge^k » производных R -конъюнкций.

Необходимым и достаточным условием от уравнения (4) к уравнению (5) является принадлежность функции φ_j к классу R -функций. По определению функция φ_j является R -функцией, если в каждой из областей $H_j (j=1, 2, \dots, 2^n)$ пространства R^n она сохраняет постоянный знак. При этом область H_j представляет собой совокупность всех точек пространства R^n , для которых хотя бы одна координата X_j равняется нулю. Такому условию отвечает, например, представление функции φ_j в виде алгебраического полинома любой степени и формы.

Применительно к решаемой задаче, полагая $g_j = 1$, уравнение (5) можно записать в виде

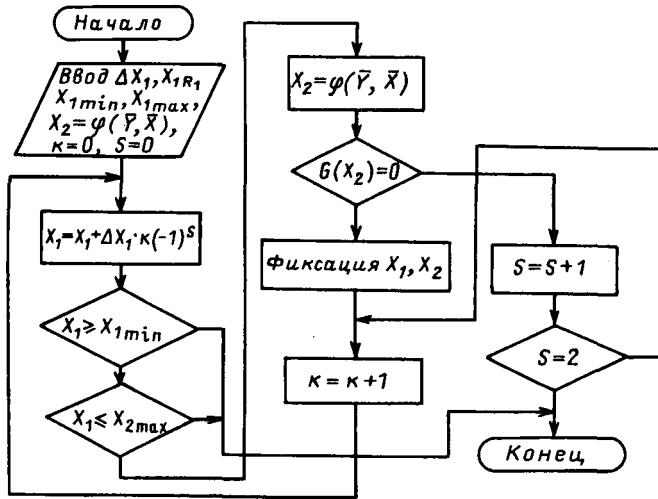


Рис. 1. Алгоритм реализации метода параллельных прямых следующего рекуррентного соотношения:

$$\left. \begin{aligned}
 G &\equiv G_{2(m+n)} = 0,5(G_{2(m+n)-1} + f_{2(m+n)} - \\
 &- |G_{2(m+n)-1} - f_{2(m+n)}|); \\
 g_{2(m+n)-1} &= 0,5(G_{2(m+n)-2} + f_{2(m+n)-1} - \\
 &- |G_{2(m+n)-2} - f_{2(m+n)-1}|); \\
 G_j &= 0,5(G_{j-1} + f_j - |G_{j-1} - f_j|); \\
 G_2 &= 0,5(G_1 + f_2 - |G_1 - f_2|); \\
 G_1 &= f_1.
 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Учитывая, что $G = P \cap M$, а $P = f_1 \wedge f_2 \wedge f_3 \wedge f_4$, где (в относительных единицах) $f_1 = (x_1 - 1)$; $f_2 = (x_2 - 1)$; $f_3 = (1 - X_1)$; $f_4 = (1 - X_2)$, на основании (6) получим, что

$$\begin{aligned}
 G_4 &\equiv P = -0,25(|X_1 - X_2| + |X_2 - X_1| + \\
 &+ |2(X_1 + X_2) - 4 - |X_1 - X_2| + |X_2 - X_1||).
 \end{aligned}$$

Границные точки области G определяются в результате последовательной подстановки точек из множества $\{X_2^*\}$ в уравнение (6). Те из них, которые обращают уравнение (5) в ноль, определяют границу области работоспособности.

Предположим, что область G является односвязной. В этом случае для определения первой точки, принадлежащей области работоспособности, следует использовать один из методов поисковой оптимизации. Анализ принадлежности точки области работоспособности производится по уравнению (6) при условии $G \geq 0$. В этом случае, если для цели поиска используются градиентные методы, требующие вычисления производных, анализ принадлежности точки области G необходимо осуществлять по уравнению (5). При этом выбор значения коэффициента g_j основывается на результатах [11]. Следует отметить, что использование градиентных методов оптимизации усложняет вычислительные операции и оправдано лишь при малом объеме области G относительно области P .

При отсутствии априорной информации о конфигурации области G для цепей поиска следует использовать метод деформированного многогранника [12], основанный на процедуре симплексного поиска. При этом поиск первой точки $R \in G$ осуществляется в пространстве R^n при одновременной вариации всех входных параметров объекта.

После определения точки $R[X_{1R}, X_{2R}]$ переходят к последовательному поиску координат граничных точек области работоспособности по уравнениям (3). На рис. 1 представлена логическая структурная схема рассмотренного алгоритма на примере двух параметров X_1 и X_2 .

Использование метода параллельных прямых на практике позволяет построить границу области работоспособности для любого электротехнического объекта, у которого определены условия (1). При этом устраняются отмеченные выше недостатки, присущие методу секущих и снижаются затраты времени на определение координат граничных точек по сравнению с методом секущих. Это обусловлено тем обстоятельством, что после определения первой точки, принадлежащей области работоспособности, каждый последующий шаг рассмотренного алгоритма, в отличие от известного, является рабочим, т. е. ведет к определению граничных точек области G .

Пример. Рассмотрим практическую реализацию метода параллельных прямых на примере параметрической оптимизации системы стабилизации с тиристорным регулятором напряжения ТРН-230 и синхронным генератором МС-82-4, входящих в состав судовой электроэнергетической системы (рис. 2). Принцип действия регулятора и особенности его построения изложены в [13].

Входными (варируемыми) параметрами при оптимизации являются сопротивления резисторов R_1 , R_2 и R_6 (рис. 2). Совокупность выходных параметров (показателей качества) системы стабилизации напряжения, исходя из требований Речного Регистра, можно представить в виде следующих неравенств:

$U_{\text{пр}}(Y_1) \geq 85\%$ — минимальная величина напряжения при набросе нагрузки; $\sigma(Y_2) \leq 120\%$ — максимальная величина напряжения при сбросе нагрузки; $t_b(Y_3) \leq 0,125$ с — время восстановления напряжения до допустимого уровня. Данное требование является дополнительным и более жестким, чем предписываемое правилами Речного Регистра; $\Delta U_{x,x}(Y_4) \leq \pm 2,5\%$ — точность поддержания напряжения на шинах генератора в режиме холостого хода; $\Delta U_{\text{н}}(Y_4) \leq \pm 2,5\%$ — точность поддержания напряжения при nominalной нагрузке.

Получим математическую зависимость (функцию отклика), связывающую входные параметры (факторы) $R_1(X_1)$, $R_2(X_2)$, $R_6(X_3)$ регулятора с показателями качества. Для построения функ-

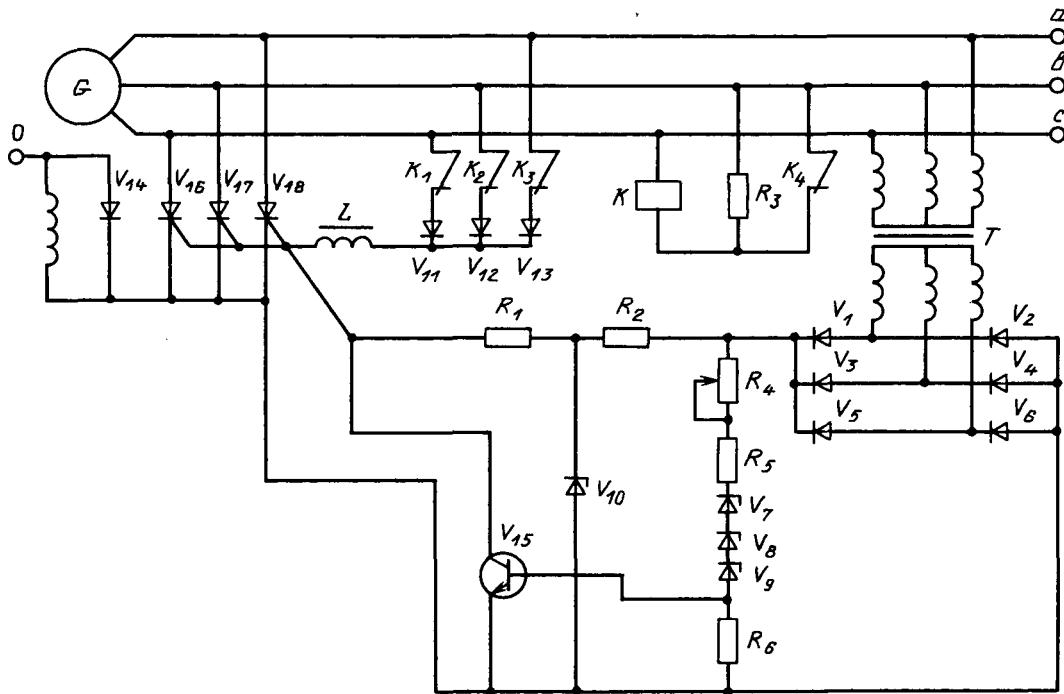


Рис. 2. Принципиальная схема системы стабилизации напряжения с тиристорным регулятором напряжения ТРН-230

ции отклика воспользуемся методами теории планирования эксперимента. Учитывая априорные данные о нелинейности этой зависимости, в качестве функции отклика выберем полином второго порядка, имеющий вид:

$$Y = b_0 + b_1 X_1 + b_2 X_2 + b_3 X_3 + b_{11} X_1^2 + b_{22} X_2^2 + b_{33} X_3^2 + b_{12} X_1 X_2 + b_{13} X_1 X_3 + b_{23} X_2 X_3. \quad (7)$$

Для определения коэффициентов полинома (7) при проведении активного эксперимента факторы необходимо варьировать на трех уровнях. В таблице приведены условные обозначения факторов, и каждому уровню дана количественная оценка исходя из выбранного интервала варьирования. Нижний и верхний уровни факторов соответствуют предельному режиму работы системы, при котором происходит срыв возбуждения генератора, и тем самым определяют область допуска P .

Поскольку требуемые ограничения на значения показателей качества должны быть выполнены для любого режима работы системы стабилизации, выбирается наиболее тяжелый ре-

жим — наброс и сброс номинальной индуктивной нагрузки ($I_n = 60 \text{ A}$, $\cos \varphi < 0,3$).

В основу расчетов была положена матрица планирования эксперимента, реализующая B -план [8]. Значения коэффициентов регрессии (7) для каждого из наблюдаемых показателей качества (сама матрица здесь не приводится) в соответствии с выбранным планом эксперимента рассчитывались по следующим формулам [8]:

$$b_0 = T_1(0Y) - T_2 \sum_{i=1}^n (iiY); \quad b_i = T_3(iY);$$

$$b_{ii} = T_4(iiY) + T_5 \sum_{i=1}^n (iiY - T_2(0Y)); \quad b_{ij} = T_6(ijY),$$

$$\text{где } (0Y) = \sum_{n=1}^N Y_n; \quad (iY) = \sum_{n=1}^N X_{in} Y_n; \quad (iiY) = \sum_{n=1}^N X_{in}^2 Y_n; \\ (ijY) = \sum_{n=1}^N X_{in} X_{jn} Y_n; \quad T_1 = 0,40625; \quad T_2 = 0,15625; \\ T_3 = 0,10000; \quad T_4 = 0,50000; \quad T_5 = 0,09375; \quad T_6 = 0,12500.$$

Уравнения, определяющие область G при фиксированном значении параметра $X_3 = 0$, имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= 86,14 - 0,347X_1 - 2,381X_2 + 2,665X_1^2 - \\ &\quad - 0,575X_2^2 + 0,275X_1 X_2 \in [85; 100]; \\ Y_2 &= 114,33 - 2,114X_1 - 2,067X_2 + 3,024X_1^2 - \\ &\quad - 2,895X_2^2 - 0,513X_1 X_2 \in [100; 120]; \end{aligned} \right\}$$

Факторы	Количественная оценка коэффициентов при уровнях факторов, равных			Интервал варьирования
	-1	0	+1	
$R_1 (X_1)$, Ом	220	240	260	20
$R_2 (X_2)$, Ом	230	290	350	60
$R_6 (X_3)$, кОм	2	2,4	2,8	0,4

$$\begin{aligned}
 Y_3 &= 0,123 + 0,008X_1 + 0,006X_2 + 0,012X_1^2 - \\
 &\quad - 0,028X_2^2 + 0,023X_1X_2 \in [0,125; 0]; \\
 Y_4 &= 1,238 - 3,913X_1 - 3,446X_2 - 0,398X_1^2 + \\
 &\quad + 0,487X_2^2 + 0,32X_1X_2 \in [-2,5; 2,5]; \\
 Y'_4 &= -0,683 - 3,736X_1 - 3,686X_2 - 0,068X_1^2 + \\
 &\quad + 0,503X_2^2 + 0,365X_1X_2 \in [-2,5; 25];
 \end{aligned} \quad (8)$$

где $X_i = (R_i - R_{ih})/\Delta$; $i = 1, 2, 3$.

На основании соотношения (6) получим одно уравнение, определяющее границу области работоспособности системы стабилизации напряжения:

$$G = P \cap M,$$

где $P \equiv G_4 = -0,25(|X_1 - X_2| + |X_2 - X_1| + |2(X_1 + X_2) - 4 - |X_1 - X_2| + |X_2 - X_1||); M = f_5 \wedge f_6 \wedge f_7 \wedge f_8 \wedge f_9 \wedge f_{10} \wedge f_{11} \wedge f_{12} \wedge f_{13} \wedge f_{14}; f_5 = Y_1 - 85 = 0; f_6 = 100 - Y_1 = 0; f_7 = Y_2 - 100 = 0; f_8 = 120 - Y_2 = 0; f_9 = Y_3 = 0; f_{10} = 0,125 - Y_3 = 0; f_{11} = Y_4 + 2,5 = 0; f_{12} = 2,5 - Y_4 = 0; f_{13} = Y'_4 + 2,5 = 0; f_{14} = 2,5 - Y'_4 = 0$.

Окончательно получим следующее уравнение:

$$G = (P + M - |P - M|) = 0, \quad (9)$$

где $M = 0,125(40,125 - |2Y_2 - 220| - |2Y_3 - 0,125| - |19,875 - |2Y_2 - 220| + |2Y_3 - 0,125|| - |2Y_1 - 185| - |Y_4| - |Y'_4| - ||Y_4| - |Y'_4|| - |10 - |2Y_1 - 185| + |Y_4| + |Y'_4| + ||Y_4| + ||Y'_4|| - |Y_4||| - |0,125 - |2Y_2 - 220| - |2Y_3 - 0,125| + |19,875 - |2Y_2 - 220| + |2Y_3 - 0,125|| + + |2Y_1 - 185| + |Y_4| + |Y'_4| + ||Y_4| - |Y'_4|| + + |10 - |2Y_1 - 185| + |Y_4| + |Y'_4| + ||Y_4| - |Y'_4||| - |Y_4||||)$.

Для определения множества граничных точек $\{X_2^r\} = \{X_{2,1}, X_{2,2}, \dots, X_{2,20}\}$ области M преобразуем уравнения (8) к виду системы уравнений (3).

Приведем в качестве примера уравнения для определения первых четырех точек из множества $\{X_2^r\}$:

$$\left. \begin{aligned}
 X_{2,1}, X_{2,2} &= (0,478X_1 - 4,141) \pm \\
 &\quad \pm ((0,478X_1 - 4,141)^2 - 4,635X_1^2 + \\
 &\quad + 0,603X_1 - 1,983)^{1/2}; \\
 X_{2,3}, X_{2,4} &= (0,478X_1 - 4,141) \pm \\
 &\quad \pm ((0,478X_1 - 4,141)^2 - 4,635X_1^2 + \\
 &\quad + 0,603X_1 + 24,104)^{1/2}.
 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Последовательность поиска граничных точек области G сводится к определению для каждого фиксированного значения параметра X_1 по формулам (10) совокупности точек $\{X_2^r\}$ и к последующей оценке полученных значений на их принадлежность границе этой области. Такая оценка осуществляется путем подстановки значений X_2^r , $k = 1,20$ из совокупности точек $\{X_2^r\}$ в уравнение (9). Те значения X_2^r , которые удовлетворяют уравнению (9), являются граничными точками, определяющими область работоспособности системы стабилизации напряжения.

Сечение границы области G , соответствующее уравнению (9), представлено на рис. 3. Матрица граничных точек этого сечения для выбранного шага дискретизации $\Delta X_1 = 0,25$ имеет следующий вид:

$$A_0 = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \\ a_{31} & a_{32} \\ a_{41} & a_{42} \\ a_{51} & a_{52} \\ a_{61} & a_{62} \\ a_{71} & a_{72} \\ a_{81} & a_{82} \\ a_{91} & a_{92} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} (-1 & 0,65 & 0) & (-1 & 1 & 0) \\ (-0,75 & 0,416 & 0) & (-0,75 & 0,929 & 0) \\ (-0,5 & 0,169 & 0) & (-0,5 & 0,680 & 0) \\ (-0,25 & -0,086 & 0) & (-0,25 & 0,508 & 0) \\ (0 & -0,349 & 0) & (0 & 0,433 & 0) \\ (0,25 & -0,618 & 0) & (0,25 & -0,047 & 0) \\ (0,5 & -0,892 & 0) & (0,5 & -0,204 & 0) \\ (0,75 & -1 & 0) & (0,75 & -0,318 & 0) \\ (1 & -1 & 0) & (1 & -0,552 & 0) \end{vmatrix}$$

Аналогично определяются граничные точки области работоспособности G при других фиксированных значениях параметра X_3 .

Выводы. 1. Метод параллельных прямых может быть использован для построения границы области работоспособности любого электротехнического объекта, у которого заданы условия работоспособности и установлена связь между его входными и выходными параметрами. При этом точность построения границы обусловлена лишь степенью дискретизации варьируемого входного параметра и может быть сколь угодно высокой. Анализ данных построения областей работоспособности личных электротехнических объектов подтверждает высокую эффективность и конкурентоспособность метода по сравнению с известными.

2. Натурные испытания и опытная эксплуатация рассмотренной в примере системы стабилизации напряжения с тиристорным регулятором напряжения ТРН-230 подтвердили правиль-

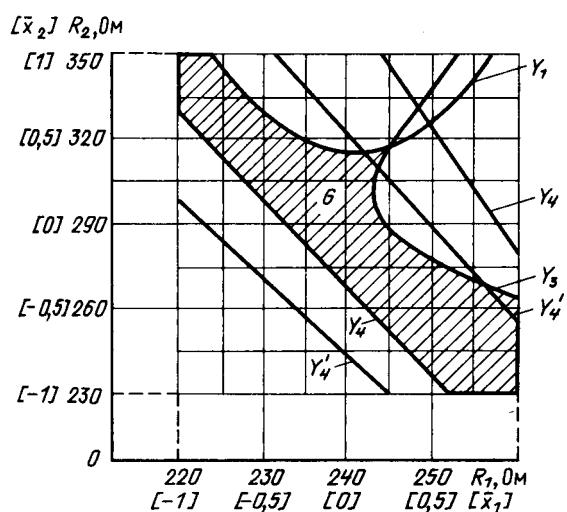


Рис. 3. Граница области работоспособности системы стабилизации напряжения с регулятором ТРН-230 при $X_3 = 0$

ность определения области работоспособности, в пределах которой полностью удовлетворяются заданные эксплуатационные требования, предъявляемые к системе стабилизации напряжения правилами Речного Регистра.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Абрамов О. В., Инберг С. П. Параметрический синтез настраиваемых технических систем.— М.: Наука, 1986.
2. Авхач М. Я., Краснов И. А., Саушенев А. В. Оптимизация технических объектов на максимум запаса работоспособности.— Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1985, т. 28, № 11.
3. Норенков И. П. Введение в автоматизированное проектирование технических устройств и систем.— М.: Высшая школа, 1980.
4. Оптимизация радиоэлектронной аппаратуры / А. Я. Маслов, А. А. Чернышев, В. В. Веденников и др.— М.: Радио и связь, 1982.

5. Муравлев О. П. Разработка теории и практических методов управления качеством электрических машин.— Электричество, 1986, № 4.

6. Васин В. П., Федорова Т. Д. Метод L -функций построения областей существования режимов электроэнергетической системы.— Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1987, № 1.

7. Рудников И. М., Красникова Т. Я. Аппроксимация областей статистической устойчивости и вопросы управления режимами электроэнергетических систем.— В кн.: Управление режимами и развитием электроэнергетических систем в условиях АСУ.— Новосибирск: НЭТИ, 1980.

8. Красовский Г. И., Филаретов Г. С. Планирование эксперимента.— Минск: Изд-во БГУ им. В. И. Ленина, 1982.

9. Анализ и оптимальный синтез на ЭВМ систем управления / Под ред. А. А. Воронова и И. А. Орурка.— М.: Наука, 1984.

10. Рвачев В. Я. Геометрические приложения алгебры логики.— Киев.: Техника, 1967.

[07.07.88]

УДК 621.314.26.045.001.24

Взаимоиндуктивные связи многофазных разнополюсных обмоток совмещенного магнитопровода

ПОПОВ В. И., доктор техн. наук
Горький

Электрические совмещенные машины переменного тока с двумя разнополюсными магнитными полями в общем магнитопроводе находят все более широкое и разнообразное применение [1—6]. Они выполняются обычно в конструкции серийных асинхронных машин с фазным ротором, поэтому освоение и рост объема их производства существенно зависят от таких факторов как унификация с базовой машиной по магнитопроводу, повышение технологичности, снижение расхода меди и улучшение энергетических показателей, что в значительной мере повышает роль схемных решений при разработке совмещенных электрических машин.

Для совмещенного магнитопровода должны выполняться условия электромагнитной совместимости [4], вследствие чего важное значение имеют взаимоиндуктивные связи между его разнополюсными многофазными обмотками, которые ухудшают электромагнитные параметры машины и зависят от числа пазов (z) на полюс и фазу $q=z/2pt$, шагов катушек по пазам, числа параллельных ветвей и способа соединения фаз. Такие электромагнитные связи достаточно просто устраиваются для целых (q — целое число) и дробных ($q=b+c/d$) обмоток при знаменателе дробности $d=2$ и 4 [3—6, 8—9], а для многофазных обмоток при $d \geq 5$ требуются дополнительные меры для их ослабления или же полного устранения.

Из числа совмещенных электрических машин наибольшее применение нашли асинхронные одно-

машинные преобразователи частоты с совмещенной обмоткой на роторе типа ОПЧС [5—6], числа пар полюсов полей которых равны: $p_1=1$ для двигательной части и $p_2=3, 5, 7$ для генераторной части соответственно в ОПЧС на 200, 300 и 400 Гц. Разрабатываемые в настоящее время трехфазные асинхронные ОПЧС проектируются для серийного выпуска на базе $2p=4$ -полюсных асинхронных машин серий 4А [10] и АИ с высотами оси вращения $H=132 \div 250$ мм, для которых число пазов сердечника статора $z_1=36, 48, 60$ и его геометрия сохраняется неизменной для совмещенного магнитопровода (сталь марки 2214 толщиной 0,5 мм); для ротора ОПЧС принята сталь марки 2412 толщиной 0,35 мм, его геометрия для отдельных схем ОПЧС отличается от стандартной и число пазов z_2 выбирается из условия выполнения многофазной симметричной обмотки совмещенного типа при электромагнитно независимых разнополюсных частях [5, 6] с выводами ее трехфазных генераторных зажимов на контактные кольца для подключения нагрузки повышенной частоты.

В таких совмещенных машинах при заданных числах пазов z_1 между двигательной и генераторной обмотками статора возникают электромагнитные связи из-за дробности q_2 (при $d=3, 5, 7$) для $2p_2$ — полюсной генераторной обмотки (табл. 1), причем э. д. с. взаимоиндукции в фазе двигательной обмотки (ΔE_{12}) не превышает 1—2 В и ею можно пренебречь, а э. д. с. взаимо-

Таблица 1

Номер п/п	Ротор типа ОПЧС (при $p_1=1$) при частоте	z_1	p_2	q_2	y_{n2}	Группировка катушек [7]	$K_{ob\ p_2}$	ΔE_{21} (от $p_1=1$)	$\sigma_d, \%$
1	200 Гц	36	3	2,0	5	—	0,9330	0	2,36
2		48		8/3	7	323233332 (два раза)	0,9320	1,167 ω_k	3,19
3		60		10/3	8	433334343 (два раза)	0,9053	0,483 ω_k	2,06
4		72	5	4,0	10	—	0,9250	0	0,63
5		36		6/5	3	21111 (шесть раз)	0,9236	0,451 ω_k	11,59
6		48		8/5	4	22121 (шесть раз)	0,9231	0,273 ω_k	5,27
7	300 Гц	60		2,0	5	—	0,9330	0	2,36
8		72		12/5	6	32322 (шесть раз)	0,9227	0,271 ω_k	2,49
9		48		8/7	4	2111111 (шесть раз)	0,9231	0,585 ω_k	17,02
10		60		10/7	5	2121211 (шесть раз)	0,9228	0,333 ω_k	7,27
11	400 Гц	63	7	1,5	5	21 21 21...	0,9452	0	4,56
12		72		12/7	6	2221221 (шесть раз)	0,9227	0,265 ω_k	5,92

Приложение. 1. Трехфазная генераторная обмотка с полюсностью p_2 — двухслойная (без параллельных ветвей) с числом витков в катушках ω_k . 2. Для несимметричных обмоток (пп. 2 и 3 при $p_2=3$) приведены наибольшие значения э. д. с. взаимоиндукции ΔE_{21} фазы. 3. Коэффициент дифференциального рассеяния $\sigma_d, \%$ вычислен для полюсности p_2 по многоугольнику м. д. с. (без учета раскрытия и скоса пазов сердечника).

индукции в фазе генераторной обмотки (ΔE_{21}) может достигать значения в несколько десятков вольт, что ставит задачу по ее ограничению.

Несимметричные трехфазные обмотки (пп. 2 и 3 в табл. 1) совмещенного магнитопровода исследованы в [15]. Ниже исследуются электромагнитные связи для симметричных дробных двухслойных обмоток при знаменателе дробности $d=5$ и 7 (см. табл. 1).

Сначала рассмотрим взаимоиндуктивные связи m -фазных целых двухслойных обмоток и ограничимся числами пар полюсов $p_1=1$ (обмотка 1) и $p_2 \geq 2$ (обмотка 2). Фаза каждой обмотки содержит $2p_{1(2)}$ одинаковых катушечных групп с номерами $1+mc'$, где $c'=0, 1, 2, \dots, (2p_{1(2)}-1)$, а вектора их э. д. с. смешены один относительно другого на углы (в электрических градусах):

$$\left. \begin{aligned} a_{11} = a_{22} &= 360^\circ p_{1(2)} / 2p_{1(2)} = 180^\circ; \\ a_{12} &= 360^\circ p_2 / 2p_1 = 180^\circ p_2 / p_1; \\ a_{21} &= 360^\circ p_1 / 2p_2 = 180^\circ p_1 / p_2, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где a_{11} и a_{22} — для обмотки 1 или 2 в собственном поле; a_{12} — для обмотки 1 в поле обмотки 2; a_{21} — для обмотки 2 в поле обмотки 1.

Если фазу каждой обмотки выполнять без параллельных ветвей, то при последовательном соединении ее катушечных групп четные группы включаются встречно относительно нечетных и тогда, согласно (1): вектора э. д. с. взаимоиндукции \dot{E}_{r21} катушечных групп фазы обмотки 2 образуют (при $p_1=1$) симметричную $2p_2$ — фазную систему

му ($a_{21}=360^\circ / 2p_2$) и их сумма $\Delta E_{21} = \sum_{1}^{2p_2} \dot{E}_{r21} = 0$, т. е. фаза обмотки 2 не имеет взаимоиндуктивной связи с полем обмотки 1; вектора э. д. с. взаимоиндукции \dot{E}_{r12} катушечных групп обмотки 1 образуют однофазную систему ($\alpha_{12} = 180^\circ / p_2$) и при четном числе p_2/p_1 их сумма

$\Delta E_{12} = \sum_{1}^{2p_1} \dot{E}_{r12} = 0$, а при нечетном числе p_2/p_1 $\Delta E_{12} \neq 0$ и в этом случае фаза обмотки 1 имеет взаимоиндуктивную связь с полем обмотки 2.

Так как э. д. с. $E_{r12} = \sin \{(\pi y_{n1}/2t_1)(p_2/p_1)\}$, где y_{n1} и t_1 — шаг катушек по пазам и полюсное деление обмотки 1, то при $y_{n1} = t_1(1-p_1/p_2)$ получаем $E_{r12} = 0$, т. е. и при нечетном числе p_2/p_1 устраняется взаимоиндуктивная связь обмотки 1 с полем обмотки 2.

В случае дробной обмотки при знаменателе дробности $d=2$ в фазе чередуются большие и малые катушечные группы, числа катушек которых отличаются на единицу. В соответствии с этим вектора э. д. с. взаимоиндукции групп фазы образуют систему чередующихся больших и малых векторов, которые при их последовательном суммировании дают нулевую сумму в обмотке 2 независимо от шага ее катушек, а в обмотке 1 — при диаметральном шаге ее катушек для четных значений p_2/p_1 и при шаге $y_{n1} = t_1(1-p_1/p_2)$ для нечетных значений p_2/p_1 .

Для дробной обмотки ($q=b+c/d$) со знаменателем дробности $d=4$ (при $c=1$ или 3) в системе векторов э. д. с. взаимоиндукции групп фазы обмотки 2 каждый большой (или малый) вектор че-

редуируются с тремя малыми (или большими) векторами и число таких повторений равно $2p_2/d = p_2/2$, где p_2 — четное число. Тогда после геометрического вычитания векторов четных групп из нечетных, образуется p_2 — фазная система чередующихся больших и малых векторов, которые при их последовательном суммировании дают нулевую сумму, т. е. фаза обмотки 2 не связана взаимоиндуктивно с полем обмотки 1. Для устранения взаимоиндуктивной связи фазы обмотки 1 с полем обмотки 2 в этом случае шаг катушек y_{n1} обмотки 1 следует брать диаметральным (при четном числе $p_2/2p_1$), или укороченным на двойное полюсное деление обмотки 2 (при нечетном числе $p_2/2p_1$).

Таким образом, в совмещенном магнитопроводе для разнополюсных целых или дробных обмоток, при знаменателе дробности $d=2$ и 4, взаимоиндуктивные связи между обмотками полностью устранимы, если выполнены указанные выше условия.

Исследования взаимоиндуктивных связей для трехфазных дробных обмоток совмещенного магнитопровода при знаменателе дробности $d=5$ и 7 поясняются рис. 1—6; рис. 1 соответствует обмот-

ке 2 с полюсностью $p_2=5$ при $z=36$ пазах ($q_2=z/6p_2=6/5$) и шагом катушек по пазам $y_{n2}=3$ (см. табл. 1 и рис. 1, a), выполненной с группировкой катушек по ряду 21111, повторяющему 6 раз [7]; фазные зоны (рис. 1, б) обозначены как $A—X, B—Y, C—Z$ и зоны A, B, C соответствуют сторонам катушечных групп, включенными в фазах согласно, а зоны X, Y, Z — включенными встречно. На рис. 1, a цифрами со штрихом пронумерованы катушечные группы первой фазы ($2p_2=10$ последовательно включенных групп), а на рис. 1, б пронумерованы пазы обмотки. На диаграммах рис. 1, в, г векторам э. д. с. катушек первой фазы (зоны A и X) приписаны номера пазов верхнего слоя катушек, окружность разбита на $z=36$ частей ($\alpha=360^\circ/36=10^\circ$) и вектора э. д. с. соседних пазов смещены на углы $\alpha p_2=50^\circ$ для полюсности $p_2=5$ (рис. 1, в) и $\alpha p_1=10^\circ$ для полюсности $p_1=1$ (рис. 1, г). Из рис. 1, г определяется э. д. с. взаимоиндукции фазы обмотки 2 от поля с полюсностью $p_1=1$ (проекции векторов \vec{E}_{k21} на ось их симметрии), которая при равновитковых катушках (w_k витков в катушке и $w_{\phi 2}=12w_k$ витков в фазе) равна

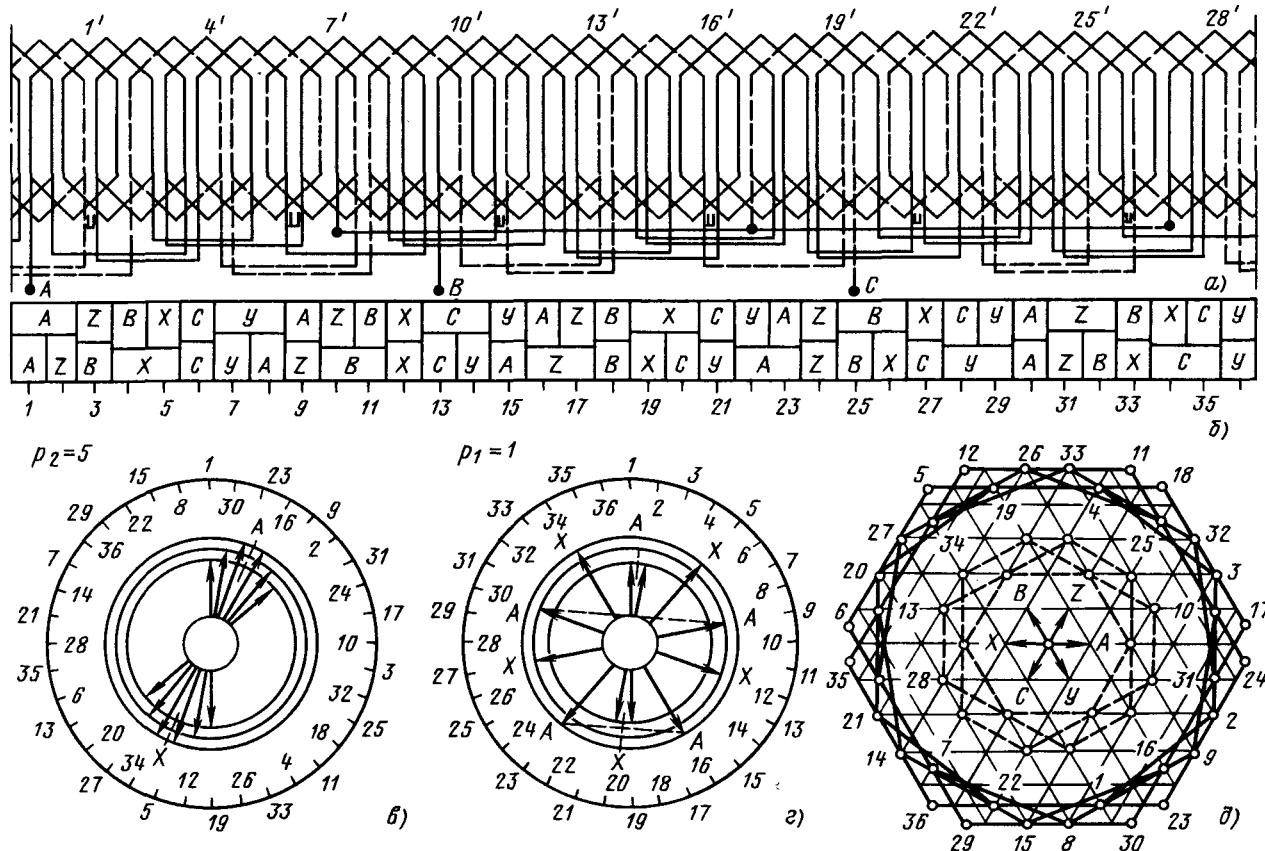
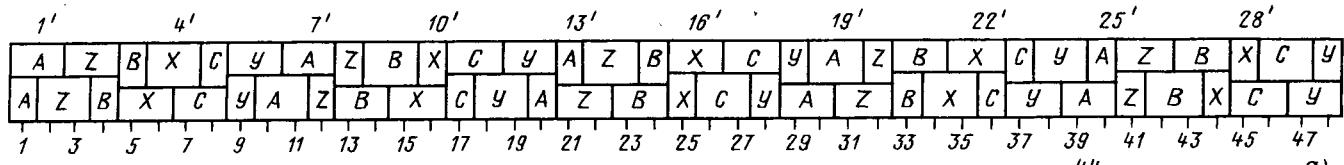
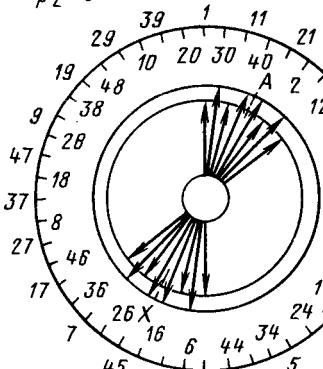


Рис. 1. Трехфазная дробная обмотка совмещенного магнитопровода при $p_2=5$ и $z=36$ пазах (a); чередование фазных зон (б); диаграммы э. д. с. катушек фазы для полюсности $p_2=5$ (в) и $p_1=1$ (г); многоугольники м. д. с. для полюсности $p_2=5$ (д) при равновитковых (внутренний) и разновитковых (наружный) катушках

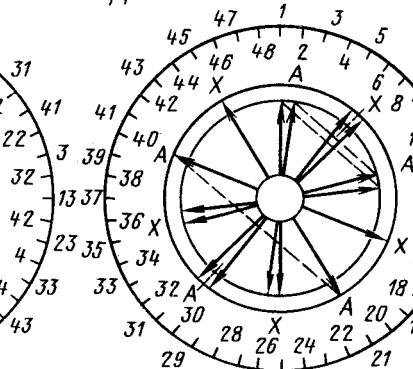


$p_2 = 5$

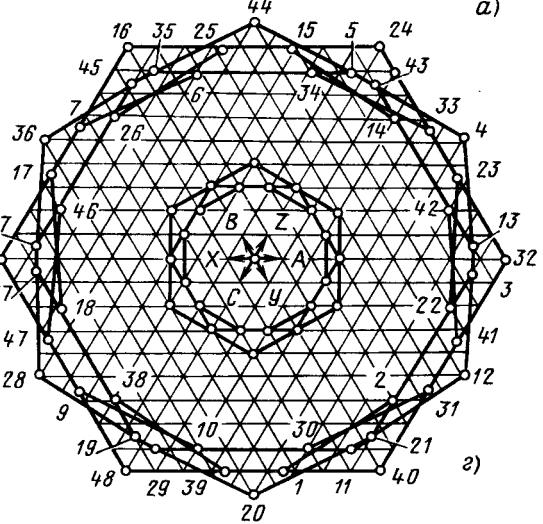


б)

$p_1 = 1$

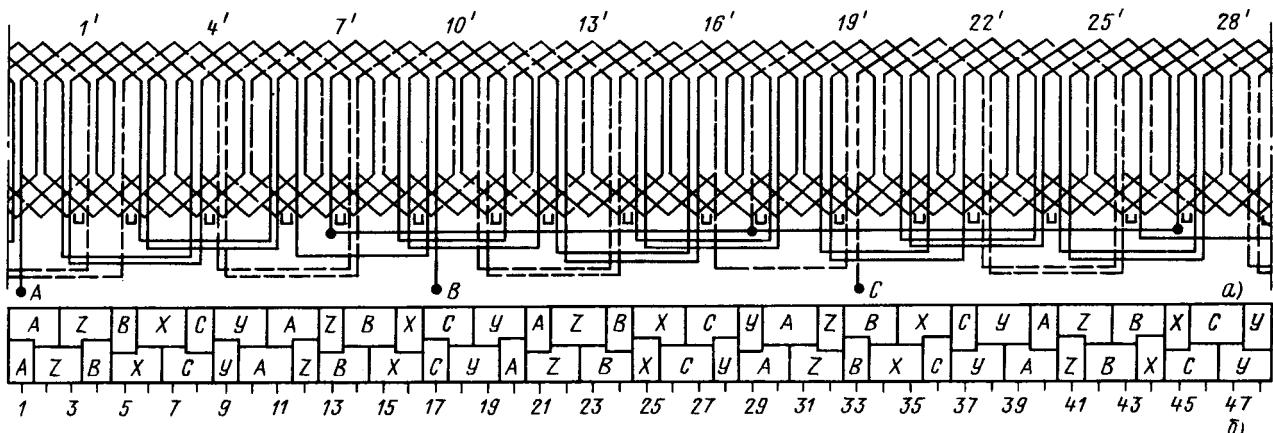


в)



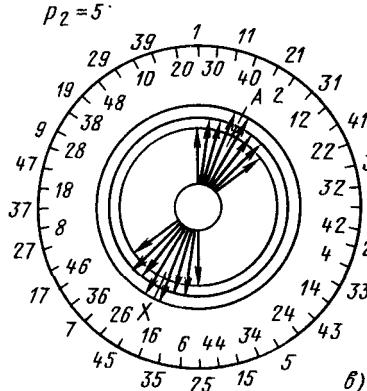
20

Рис. 2. То же, что и на рис. 1, б—д, но при $z=48$ пазах для обмотки по первому варианту



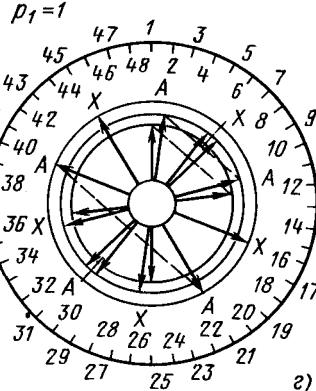
д)

$p_2 = 5$

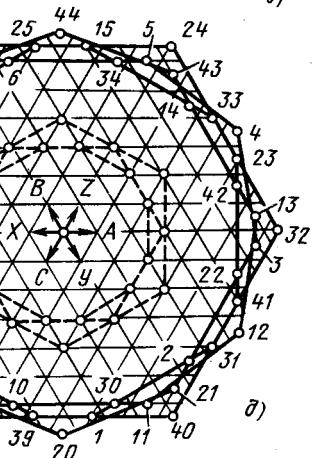


б)

$p_1 = 1$



в)



20

Рис. 3. То же, что и на рис. 1, а—д, но при $z=48$ пазах для обмотки по второму варианту

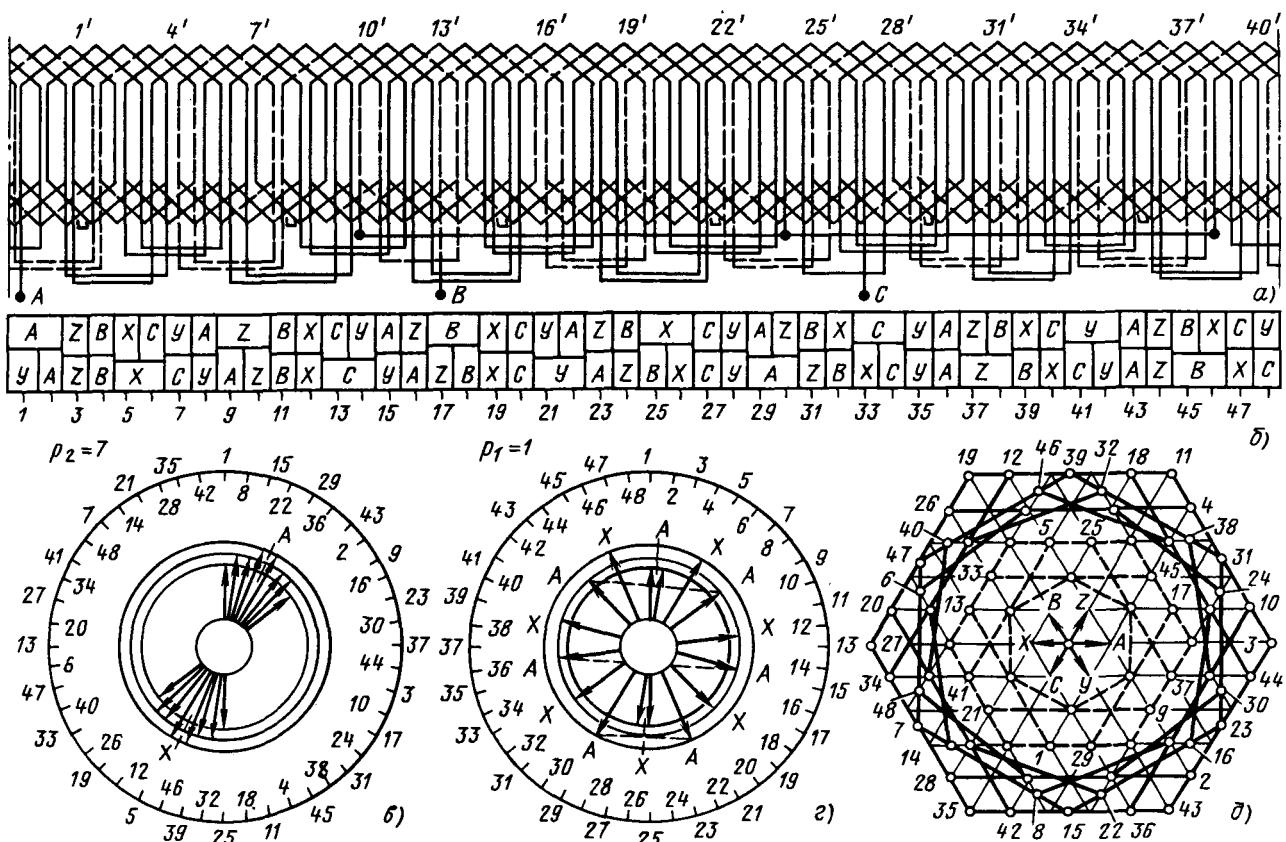


Рис. 4. Трехфазная дробная обмотка совмещенного магнитопровода при $p_2=7$ и $z=48$ пазах (a); чередования фазных зон (b); диаграммы э. д. с. катушек фазы для полюсности $p_2=7$ (в) и $p_1=1$ (г); многоугольники м. д. с. для полюсности $p_2=7$ (д) при катушках разновитковых (наружный) и равновитковых (внутренний)

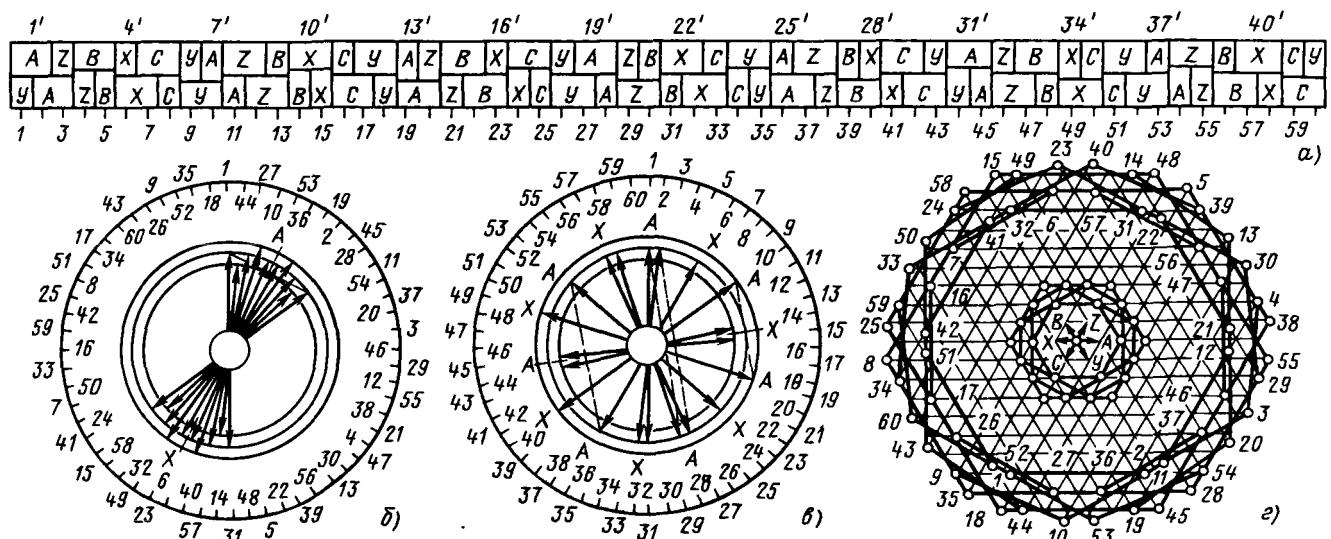


Рис. 5. То же, что и на рис. 4, б—д, но при $z=60$ в пазах для обмотки по первому варианту

Вологодская областная универсальная научная библиотека

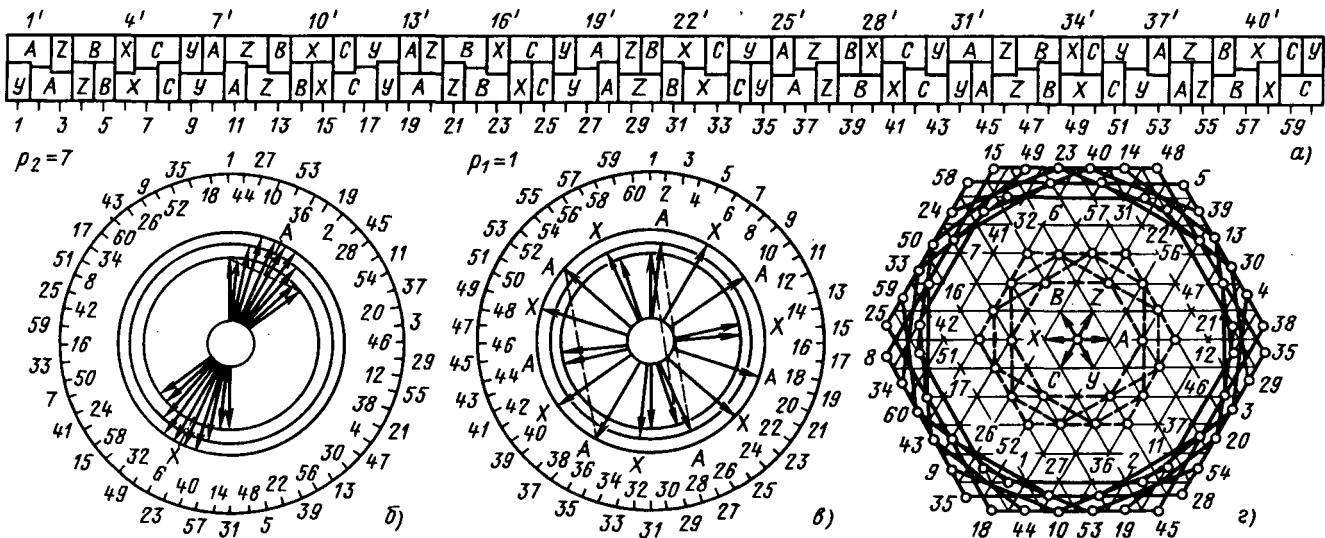


Рис. 6. То же, что и на рис. 4, б—д, но при $z=60$ паза для обмотки по второму варианту

$$\Delta E_{21} = \sum_1^{z/3} \dot{E}_{k21} = 4w_k (\cos 0,5\alpha + \cos 7,5\alpha - \cos 3,5\alpha) K_{y21}. \quad (2)$$

Из (2) при $\alpha=10^\circ$, полюсном делении $\tau_1=36/2=18$ и коэффициенте укорочения $K_{y21}=\sin(\pi y_{n2}/2\tau_1)=\sin 15^\circ$ определяем

$$\Delta E_{21}=4w_k(\cos 5^\circ + \cos 75^\circ - \cos 35^\circ) \sin 15^\circ = 0,451w_k=0,0376w_{\phi 2}, \quad (3)$$

т. е. фаза обмотки 2 с равновитковыми катушками имеет взаимоиндуктивную связь с полем обмотки 1. По значению ΔE_{21} величина фазной э. д. с. взаимоиндукции определяется как

$$E_{21}=\Delta E_{21}E_{\phi 1}/w_{\phi 1}K_{ob p1}, \quad (4)$$

где $E_{\phi 1}$, $w_{\phi 1}$ и $K_{ob p1}$ — э. д. с., число витков и обмоточный коэффициент фазы обмотки 1 для полюсности $p_1=5$.

Для оценки величины E_{21} (4) примем, что обмотка 1 ($p_1=1$, $z=36$) имеет $y_{n1} \approx \tau_1 - \tau_2 = 14$, $K_{ob p1} = 0,8985$ и $E_{\phi 1} \approx 220$ В, а $w_{\phi 1} \approx w_{\phi 2}/5$, что соответствует примерно одинаковым индукциям в воздушном зазоре полей обмоток 1 и 2, и тогда по (3) — (4): $E_{21} \approx 0,0376 \cdot 220w_{\phi 2}/w_{\phi 1} \times 0,8985 \approx 46,0$ В, т. е. фазная э. д. с. взаимоиндукции в обмотке 2 достигает большого значения, что существенно ухудшает показатели совмещенной машины из-за увеличения потерь в меди обмотки 2 от уравнительных токов, обусловленных э. д. с.

Задача по устранению э. д. с. взаимоиндукции ΔE_{21} решается путем выполнения катушек обмотки 2 разновитковыми. Принимая для катушек первой фазы (зоны A—X) числа витков (см. рис. 1, б): xw_k — для групп 1', 16' (пазы 1, 2, 19, 20); w_k — для групп 7', 10', 22', 25' (пазы 9, 12, 27, 30);

$(2-x)w_k$ — для групп 4', 13', 19', 28' (пазы 5, 16, 23, 34), из (2) и рис. 1, г получаем

$$\Delta E_{21}=4w_k[x \cos 5^\circ + \cos 75^\circ - (2-x) \cos 35^\circ] \times \sin 15^\circ = (1,8794 \cdot x - 1,4281)w_k$$

откуда из условия $\Delta E_{21}=0$ определяем $x=0,75$.

Соотношение чисел витков $0,75w_k:w_k:1,25w_k$ принимается для всех фаз обмотки (рис. 1, б), обеспечивает одинаковое число витков $2w_k$ во всех пазах и при этом устраняется ее взаимоиндуктивная связь с полем обмотки 1 ($p_1=1$).

Электродвижущая сила самоиндукции фазы обмотки 2 (для полюсности $p_2=5$) при равновитковых катушках равна (проекции векторов \dot{E}_{k22} на ось их симметрии по рис. 1, в)

$$E_{p2}=\sum_1^{z/3} \dot{E}_{k22}=4w_k(\cos 0,5\alpha + \cos 1,5\alpha + \cos 2,5\alpha) K_{y22}. \quad (5)$$

Из (5) при $\alpha=10^\circ$, полюсном делении $\tau_2=36/10=3,6$ и коэффициенте укорочения $K_{y22}=\sin(\pi y_{n2}/2\tau_2)=\sin 75^\circ$ э. д. с. фазы и обмоточный коэффициент равны: при разновитковых катушках ($x=0,75$)

$$E_5=4w_k[(2-x)\cos 5^\circ + \cos 15^\circ + x \cos 25^\circ] \times \sin 75^\circ = 11,1696w_k \quad (6)$$

и $K_{ob 5}=E_5/w_{\phi 2}=11,1696/12=0,9308$; при равновитковых катушках ($x=1,0$) $E_5=11,0828w_k$ и $K_{ob 5}=0,9236$.

Номера катушечных групп с разновитковыми катушками для обмотки рис. 1, б определяются рядами: $0,75w_k$ витков — для групп с номерами $1+5k$; w_k витков — для групп с номерами $2+5k$ и $5+5k$; $1,25w_k$ витков — для групп с номерами $3+5k$ и $4+5k$, где $k=0 \div 5$.

Если рассматривать трехфазную двухслойную обмотку 1 ($p_1=1$, $z=36$) в поле обмотки 2 ($p_2=5$)

по рис. 1, б, то ее фаза содержит $2p_1=2$ последовательно-встречно включенные группы с $q_1=z/6p_1=6$ катушками в каждой и тогда при $y_{n1}=14$ и $K_{ob\ p1}=0,8985$ э. д. с. взаимоиндукции фазы обмотки 1 от поля обмотки 2 будет равна

$$\Delta E_{12} = \sum_1^{2p_1} \dot{E}_{12} = w_{\phi 1} K_{y12} K_{p12}, \quad (7)$$

где коэффициенты K_{y12} и K_{p12} обмотки 1 для полюсности p_2 равны

$$K_{y12} = \sin(\pi y_{n1}/2\tau_2) \text{ и } K_{p12} = \sin(q_1 \alpha p_2 / 2p_1) / q_1 \times \sin(\alpha p_2 / 2p_1). \quad (8)$$

По (7) и (8): $K_{y12} = \sin(\pi 14 / 2 \cdot 3,6) = -0,1736$; $K_{p12} = \sin(6 \cdot 5^\circ \cdot 5) / 6 \sin(5^\circ \cdot 5) = 0,1972$ и $|\Delta E_{12}| = w_{\phi 1} \cdot 0,1736 \cdot 0,1972 = 0,034 w_{\phi 1}$. По значению ΔE_{12} значение фазной э. д. с. взаимоиндукции определяется, подобно (4):

$$E_{12} = |\Delta E_{12}| E_{\phi 2} / w_{\phi 2} K_{ob\ p2} \quad (9)$$

и тогда, принимая э. д. с. фазы обмотки 2 для $p_2=5$ $E_{\phi 2} \approx 220$ В, с учетом приведенных выше величин, по (9): $E_{12} \approx 0,034 \cdot 220 w_{\phi 1} / w_{\phi 2} \cdot 0,9308 = 8,1 w_{\phi 1} / w_{\phi 2} \approx 1,6$ В, т. е. этой э. д. с. взаимоиндукции можно пренебречь.

Для обмоток по рис. 2—6 приняты те же обозначения, что и на рис. 1. На рис. 2 и 3 показаны два варианта выполнения трехфазной разновитковой дробной обмотки при $p_2=5$, $z=48$ пазах ($q_2=8/5$), $y_{n2}=4$ (см. табл. 1) и с группировкой катушек по ряду 22121 [7], где по диаграммам э. д. с. угол $\alpha=360^\circ/48=7,5^\circ$. По рис. 2, в подобно (2) — (4), для равновитковых катушек определяем

$$\Delta E_{21} = 4w_k (\cos 5,5\alpha + \cos 4,5\alpha - \cos 9,5\alpha - \cos 0,5\alpha) \sin(\pi 4/48) = 0,273w_k, \quad (10)$$

а по (4) при $K_{ob\ p1}=0,9049$ ($y_{n1} \approx \tau_1 - \tau_2 = 19$) и $w_{\phi 2}=16w_k \approx 5w_{\phi 1}$; $E_{21}=0,273 \cdot 220 w_{\phi 2} / w_{\phi 1} \times 0,9049 \cdot 16 = 4,15 w_{\phi 2} / w_{\phi 1} \approx 20,7$ В.

Номера катушечных групп с разновитковыми катушками для обмотки по первому варианту (рис. 2, а) определяются рядами: xw_k витков — для групп с номерами $1+5k$ и $2+5k$; $(2-x)w_k$ витков — для групп с номерами $3+5k$, $4+5k$, $5+5k$, где $k=0 \div 5$, и тогда из (10) получаем $\Delta E_{21} = (3,005 \cdot x - 2,7317) w_k$, откуда из условия $\Delta E_{21}=0$ определяем $x=0,90$ и все пазы имеют одинаковое число витков $2w_k$. По рис. 2, б, подобно (5) и (6), определяются: при разновитковых катушках ($x=0,9$)

$$E_5 = 4w_k [1,1(\cos 3,75^\circ + \cos 18,75^\circ) + 0,9(\cos 11,25^\circ + \cos 26,25^\circ)] \sin(\pi 4/2 \cdot 4,8) = 14,7947 w_k \quad (11)$$

и обмоточный коэффициент $K_{ob67} = E_5 / 16w_k = 14,7947 / 16 = 0,9247$; при равновитковых катушках ($x=1,0$) — $E_5 = 14,7688 w_k$ и $K_{ob65} = 0,9231$.

По (7) — (9) при обмотке рис. 2, а для обмотки 1 ($p_1=1$, $z=48$, $y_{n1}=19$ и $K_{ob\ p1}=0,9049$) определяем: $K_{y12} = \sin(\pi 19 / 2 \cdot 4,8) = -0,0654$; $K_{p12} = \sin(8 \cdot 3,75^\circ \cdot 5) / 8 \sin(3,75^\circ \cdot 5) = 0,1944$; $|\Delta E_{12}| = w_{\phi 1} \cdot 0,0654 \cdot 0,1944 = 0,0127 w_{\phi 1}$ и $E_{12} = 0,0127 \cdot 220 w_{\phi 1} / w_{\phi 2} \cdot 0,9247 = 3,0 w_{\phi 1} / w_{\phi 2} \approx 0,6$ В, т. е. этой э. д. с. взаимоиндукции можно пренебречь.

Для обмотки с $p_2=5$ и $z=48$ по второму варианту (рис. 3) числа витков катушек определяются (по рис. 3, г) соотношением $0,75w_k : w_k : 1,25w_k$ и катушечные группы с разновитковыми катушками (рис. 3, б) имеют номера: $0,75w_k$ и w_k витков в первой и второй катушках — для групп с номерами $1+5k$; w_k и $0,75w_k$ витков в первой и второй катушках — для групп с номерами $2+5k$; w_k витков — для групп с номерами $4+5k$; $1,25w_k$ витков — для групп с номерами $3+5k$ и $5+5k$, где $k=0 \div 5$. Для такой обмотки (по рис. 3, в) $K_{ob65}=0,9292$.

Исследование взаимоиндуктивных связей для трехфазных дробных обмоток при $d=7$ показано на рис. 4—6 и выполнено подобно рассмотренному выше. Обмотка рис. 4, а имеет $p_2=7$, $z=48$ ($q_2=8/7$), $y_{n2}=4$ (см. табл. 1), группировку катушек по ряду 2111111 [7] и для нее э. д. с. ΔE_{21} при равновитковых катушках (по рис. 4, г, где $\alpha=7,5^\circ$) равна

$$\Delta E_{21} = 4w_k (\cos 0,5\alpha + \cos 6,5\alpha - \cos 10,5\alpha - \cos 3,5\alpha) \sin(\pi 4/48) = 0,585w_k, \quad (12)$$

а по (4) при $K_{ob\ p1}=0,9231$ ($y_{n1} \approx \tau_1 - \tau_2 = 20$), $E_{\phi 1} \approx 220$ В и $w_{\phi 2}=16w_k \approx 7w_{\phi 1}$ (для примерно одинаковых индукций в зазоре полей обмоток 1 и 2)

$$E_{21} = 0,585 \cdot 220 w_{\phi 2} / w_{\phi 1} \cdot 0,9231 \cdot 16 = 8,7 w_{\phi 2} / w_{\phi 1} \approx 61,0 \text{ В}, \quad (13)$$

т. е. э. д. с. взаимоиндукции такой обмотки недопустимо велика.

Номера групп с разновитковыми катушками для обмотки рис. 4, а, б определяются рядами: xw_k витков — для групп с номерами $1+7k$; w_k витков — для групп с номерами $2+7k$, $3+7k$, $6+7k$, $7+7k$; $(2-x)w_k$ витков — для групп с номерами $4+7k$ и $5+7k$, где $k=0 \div 5$, и тогда из (12) $\Delta E_{21} = (1,9616 \cdot x - 1,3764) w_k = 0$, откуда определяем $x=0,70$. По рис. 4, в, подобно (5) — (6), при $x=0,70$ э. д. с. самоиндукции равна

$$E_7 = 4w_k (1,3 \cos 3,75^\circ + \cos 11,25^\circ + \cos 18,75^\circ + 0,7 \cos 26,25^\circ) \sin(\pi 4 \cdot 7 / 2 \cdot 24) = 14,8859 w_k, \quad (14)$$

и обмоточный коэффициент равен $K_{ob67} = 14,8859 / 16 = 0,9304$; при равновитковых катушках — $E_7 = 14,7688 w_k$ и $K_{ob67} = 0,9231$.

По (7) — (9) при обмотке рис. 4, б для обмотки 1 ($p_1=1$, $z=48$, $y_{n1}=20$ и $K_{ob\ p1}=0,9231$): $K_{y12} = \sin(\pi 20 / 2 \cdot 4,8) = 0,2588$; $K_{p12} = \sin(8 \cdot 3,75^\circ \cdot 5) / 8 \sin(3,75^\circ \cdot 5) = 0,1944$.

$\times 3,75 \cdot 7) / 8 \sin(3,75 \cdot 7) = -0,1413$; $|\Delta E_{12}| = w_{\phi 1} \cdot 0,2588 \cdot 0,1413 = 0,0366 w_{\phi 1}$ и $E_{12} = 0,0366 \times 220 w_{\phi 1} / w_{\phi 2} = 0,9231 = 8,65 w_{\phi 1} / w_{\phi 2} \approx 1,24$ В, т. е. этой э. д. с. взаимоиндукции можно пренебречать.

На рис. 5 и 6 показаны два варианта выполнения разновитковой дробной обмотки при $p_2 = 7$, $z = 60$ ($q_2 = 10/7$), $y_{n2} = 5$ (см. табл. 1), с группировкой катушек по ряду 2121211 [7] и на диаграммах э. д. с. угол $\alpha = 360^\circ / 36 = 6^\circ$. По рис. 5, в при равновитковых катушках получаем

$$\Delta E_{21} = 4w_k (\cos 0,5\alpha + \cos 8,5\alpha - \cos 13,5\alpha - \cos 12,5\alpha - \cos 4,5\alpha) \sin(\pi 5/2 \cdot 30) = 0,333 w_k \quad (15)$$

а по (4) при $K_{ob, p1} = 0,9228$ ($y_{n1} \approx \tau_1 - \tau_2 = 25$), $E_{\phi 1} \approx 220$ В и $w_{\phi 2} = 20w_k \approx 7w_{\phi 1}$: $E_{21} = 0,333 \cdot 220 \times w_{\phi 2} / w_{\phi 1} \cdot 0,9228 \cdot 20 = 4,0w_{\phi 2} / w_{\phi 1} \approx 27,8$ В.

Номера групп с разновитковыми катушками для обмотки рис. 5, а определяются рядами: xw_k витков — для групп с номерами $3+7k$; w_k витков — для групп с номерами $1+7k, 2+7k, 4+7k, 5+7k$; $(2-x)w_k$ витков — для групп с номерами $6+7k$ и $7+7k$, где $k = 0 \div 5$, и тогда из (15) получаем $\Delta E_{21} (1,9563 \cdot x - 1,6233) w_k = 0$, откуда $x = 0,85$ и по рис. 5, б определяем

$$E_7 = 4w_k (1,15 \cos 9^\circ + \cos 3^\circ + \cos 15^\circ + \cos 27^\circ + 0,85 \cos 21^\circ) \cdot \sin(\pi 5 \cdot 7/2 \cdot 30) = 18,4876 w_k \quad (16)$$

и обмоточный коэффициент равен $K_{ob7} = 18,4876 / 20 = 0,9244$;

при равновитковых катушках ($x = 1,0$) — $K_{ob7} = 0,9228$.

По (7) — (9) при обмотке рис. 5, а для обмотки 1 ($p_1 = 1$, $z = 60$, $y_{n1} = 25$ и $K_{ob, p1} = 0,9228$): $K_{y12} = 0,2588$; $K_{p12} = -0,1395$; $|\Delta E_{12}| = 0,0361 w_{\phi 1}$ и $E_{12} = 0,0361 \cdot 220 w_{\phi 1} / w_{\phi 2} = 0,9228 = 8,6 w_{\phi 1} / w_{\phi 2} \approx 1,23$ В, т. е. этой э. д. с. взаимоиндукции можно пренебречать.

Для обмотки с $p_2 = 7$ и $z = 60$ по второму варианту (рис. 6) числа витков катушек (по рис. 6, в) определяются соотношением $0,7w_k: w_k: 1,3w_k$ и катушечные группы с разновитковыми катушками (рис. 6, а) имеют номера; $0,7w_k$ и w_k витков в первой и второй катушках — для групп с номерами $1+7k$; w_k и $0,7w_k$ витков для первой и второй катушек — для групп с номерами $5+7k$; $0,7w_k$ витков — для групп с номерами $3+7k$; $1,3w_k$ витков — для групп с номерами $2+7k, 4+7k, 6+7k, 7+7k$, где $k = 0 \div 5$. Обмоточный коэффициент такой обмотки (по рис. 6, б) равен $K_{ob7} = 0,9322$.

Значения ΔE_{21} , вычисленные по диаграммам э. д. с. для обмоток рис. 1—6 с равновитковыми катушками, сведены в табл. 1, а параметры этих обмоток при разновитковых катушках, для которых устранена взаимоиндуктивная связь с полем $2p_1 = 2$ — полюсной обмотки ($\Delta E_{21} = 0$), сведены в табл. 2, откуда видно некоторое возрастание

Таблица 2

Схема обмотки	z_1	p_2	y_{n2}	Число витков катушек в катушечных группах	$K_{ob, p2}$	$\sigma_{\Delta E_{21}} \%$
Рис. 1	36	5	3	$0,75w_k$ — для групп с номерами $1+5k$ w_k — для групп с номерами $2+5k, 5+5k$;	$0,9308$ $0,9236$	$7,13$ $11,59$
Рис. 2	48	5	4	$1,25w_k$ — для групп с номерами $3+5k, 4+5k$ $0,9w_k$ — для групп с номерами $1+5k, 2+5k$ $1,1w_k$ — для групп с номерами $3+5k, 4+5k, 5+5k$ $0,75w_k$ и w_k в I и II катушках — для групп с номерами $1+5k$;	$0,9247$ $0,9231$	$4,34$ $5,27$
Рис. 3	48	5	4	w_k и $0,75w_k$ в I и II катушках — для групп с номерами $2+5k$; w_k — для групп с номерами $4+5k$ $1,25w_k$ — для групп с номерами $3+5k, 5+5k$ $0,7w_k$ — для групп с номерами $1+7k$;	$0,9292$ $0,9231$	$4,08$ $5,27$
Рис. 4	48	7	4	w_k — для групп с номерами $2+7k, 3+7k, 6+7k, 7+7k$; $1,3w_k$ — для групп с номерами $4+7k, 5+7k$ $0,85w_k$ — для групп с номерами $3+7k$	$0,9304$ $0,9231$	$8,54$ $17,02$
Рис. 5	60	7	5	w_k — для групп с номерами $1+7k, 2+7k, 4+7k, 5+7k$ $1,15w_k$ — для групп с номерами $6+7k, 7+7k$ $0,7w_k$ и w_k в I и II катушках для групп с номерами $1+7k$;	$0,9244$ $0,9228$	$5,85$ $7,27$
Рис. 6	60	7	5	w_k и $0,7w_k$ в I и II катушках для групп с номерами $5+7k$; $0,7w_k$ — для групп $3+7k$; $1,3w_k$ — для групп с номерами $2+7k, 4+7k, 6+7k, 7+7k$	$0,9322$ $0,9228$	$5,21$ $7,27$

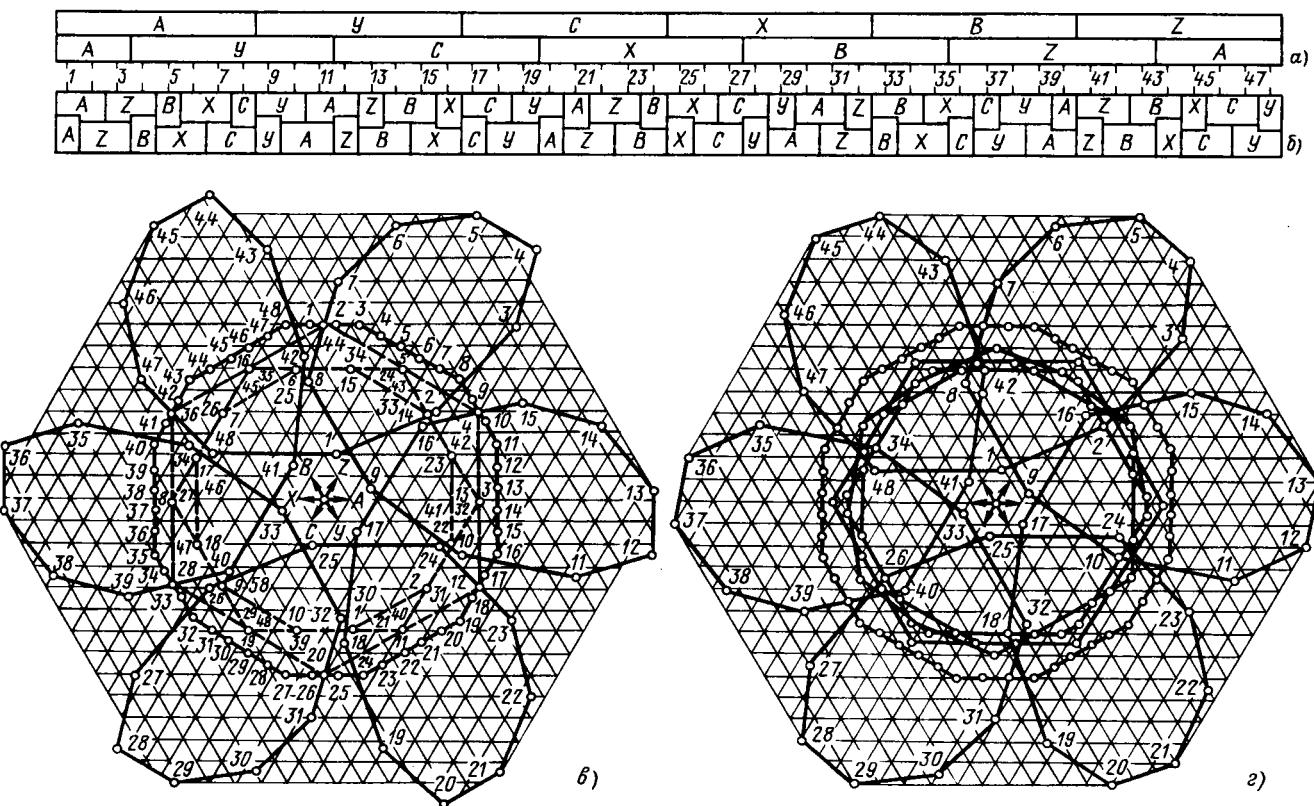


Рис. 7. Чередования фазных зон трехфазных обмоток с полюсностью $p_1=1$ (а) и $p_2=5$ (б) совмещенного магнитопровода при $z=48$ пазах; многоугольники м. д. с. обмоток и результирующий при катушках обмотки с $p_2=5$ равновитковых (в) и разновитковых (г) для встречного вращения м. д. с. обмоток

$K_{ob} p_2$ для обмоток с разновитковыми катушками при неизменной группировке их катушек в катушечных группах; значения $K_{ob} p_2$ (табл. 2) в числителе соответствуют разновитковым катушкам, а в знаменателе — равновитковым катушкам (см. табл. 1).

Оценка электромагнитных свойств разработанных схем трехфазных дробных обмоток для совмещенного магнитопровода проведена по многоугольным м. д. с. [8, 9, 13, 14], из которых определяется коэффициент дифференциального рассеяния σ_d , характеризующий качество обмотки по уровню содержания в кривой ее м. д. с. высших гармонических и субгармонических:

$$\sigma_d\% = (R_d^2/R^2 - 1) 100 \%$$

$$R_d^2 = \frac{1}{z} \sum_i^z R_i^2; R^2 = (z K_{ob} / p\pi)^2, \quad (17)$$

где R^2 — квадрат радиуса окружности для основной гармонической м. д. с. с обмоточным коэффициентом K_{ob} , R_d^2 — квадрат среднего радиуса пазовых точек многоугольника.

Многоугольники м. д. с. на рис. 1—6 построены по вспомогательной треугольной сетке [8, 13, 14], стороной которой изображает вектор тока

фазной зоны (вектора $A-Z-B-X-C-Y$ в центре многоугольников) и равна полному току одного слоя паза. Внутренние многоугольники на рис. 1—6 построены для обмоток с равновитковыми катушками и для них одному слою паза соответствует одна сторона треугольной сетки.

По наружному многоугольнику м. д. с. рис. 1, д (слоям пазов с числами витков $0,75\omega_k$; ω_k ; $1,25\omega_k$ соответствуют 1,5; 2,0; 2,5 сторон сетки) по (17) определяются: $R_d^2 = 4,875$; $R^2 = (36 \cdot 0,9308 / 5\pi)^2 = 4,55070$ и $\sigma_d\% = 7,13 \%$; по внутреннему многоугольнику рис. 1, д: $R_d^2 = 5,0$; $R^2 = (36 \cdot 0,9236 / 5\pi)^2 = 4,48057$ и $\sigma_d\% = 11,59 \%$.

Подобным образом определяются коэффициенты σ_d по многоугольникам м. д. с. рис. 2—6 и результаты расчетов сведены в табл. 1 и 2, где значения σ_d в числителе соответствуют разновитковым катушкам, а в знаменателе — равновитковым катушкам. Из табл. 2 видно снижение дифференциального рассеяния для разновитковых обмоток, что иллюстрирует их эффективность.

Исследование взаимоиндуктивных связей по результирующим многоугольникам м. д. с. [14] показано (рис. 7) на примере трехфазных обмоток с $p_1=1$ и $p_2=5$ совмещенного магнитопровода при $z=48$ пазах. Дробной обмотке с полюсностью $p_1=1$ при катушках равновитковых со-

отвечает рис. 7, в, а при разновитковых катушках (по рис. 3, б) — рис. 7, г, где результирующие многоугольники построены по чередованию фазных зон (рис. 7, а, б) наложением многоугольников м. д. с. обмоток при встречном вращении их м. д. с. По рис. 7 определяются квадраты среднего радиуса R_{d1}^2 , R_{d5}^2 и R_{d2}^2 пазовых точек отдельных многоугольников и результирующего: $R_{d1}^2 = 47,875$; $R_{d5}^2 = 33,5$ и $R_{d2}^2 = 86,625$ — по рис. 7, в; $R_{d1}^2 = 47,875$; $R_{d5}^2 = 33,5625$ и $R_{d2}^2 = 81,15625$ — по рис. 7, г. Проверка условия отсутствия взаимоиндуктивных связей [14]

$$R_{d1}^2 + R_{d5}^2 - R_{d2}^2 = 0 \quad (18)$$

показывает, что при рис. 7, в — $47,875 + 33,5 - 86,625 = -5,25 \neq 0$, а по рис. 7, г — $47,875 + 33,5625 - 81,15625 = 0,28125 \neq 0$, т. е. при разновитковых катушках взаимоиндуктивные связи значительно ослабляются. Полного устранения взаимоиндуктивных связей по условию (18) при разновитковой обмотке с $p_2 = 5$ не происходит по причине наличия э. д. с. взаимоиндукции ($\Delta E_{12} \approx 0,6$ В) в фазе обмотки 1 ($p_1 = 1$) от поля обмотки 2 ($p_2 = 5$).

Схемы обмоток по рис. 1—6 выполняются без параллельных ветвей. При необходимости их можно соединять и с двумя параллельными ветвями, включая нечетные катушечные группы в одну ветвь, а четные — в другую ветвь [11, 12]. Условия отсутствия взаимоиндуктивной связи с полем $2p_1 = 2$ — полюсной обмотки не нарушаются, что видно из диаграмм э. д. с., построенных для полюсности $p_1 = 1$.

Исследуемые схемы разновитковых дробных обмоток разработаны для трехфазных асинхронных одномашинных преобразователей частоты типа ОПЧС на 200, 300 и 400 Гц, разрабатываемых для серийного выпуска на базе асинхронных машин с фазным ротором серий 4А и АИ, а также могут использоваться и в других типах совмещенных электрических машин с двумя разнополюсными полями в магнитопроводе.

Для упрощения технологии изготовления таких обмоток целесообразно катушечные группы каждой фазы наматывать на шаблонах непрерывно с последующей раздельной укладкой фаз в пазы сердечника со сдвигом начал фаз на 1/3 окружности магнитопровода.

Выводы. 1. Трехфазные $2p_2 = 10$ и 14-полюсные дробные обмотки со знаменателем дробности $d = 5$ и 7 при разновитковых катушках имеют взаимоиндуктивные связи с полем $2p_1 = 2$ -полюсной обмотки совмещенного магнитопровода и в их фазах наводятся значительные по величине э. д. с. взаимоиндукции, уравнительные токи от которых увеличивают потери в меди обмоток и ухудшают

энергетические показатели совмещенных электрических машин с такими обмотками.

2. Выполнение таких двухслойных обмоток с разновитковыми катушками позволяет устранять в них вредные взаимоиндуктивные связи с $2p_1 = 2$ -полюсной обмоткой и применять их в совмещенных электрических машинах, магнитопровод которых унифицирован с базовыми серийными асинхронными машинами с фазным ротором.

3. Разработанные схемы трехфазных дробных обмоток с разновитковыми катушками при одинаковом с равновитковыми катушками расходе меди характеризуются улучшенными электромагнитными параметрами вследствие возрастания обмоточного коэффициента и значительного снижения дифференциального рассеяния, а их применение в совмещенных электрических машинах позволяет уменьшать потери в меди от уравнительных токов, добавочные потери в стали от высших гармонических полей и увеличивать тем самым к. п. д. совмещенных машин.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Таращанский М. М. Синхронно-реактивные преобразователи частоты. — Киев: Гостехиздат, 1962.
2. Совмещенные электрические машины для автоматики / Ю. М. Келим, И. П. Копылов, Д. В. Свечарник, Л. Х. Шидлович. — М.: Энергия, 1969.
3. Загрядцкий В. И. Совмещенные электрические машины. — Кишинев: Картия Молдовеняскэ, 1971.
4. Загрядцкий В. И. Электромагнитная совместимость в совмещенных электрических машинах и устройствах. — Электричество, 1983, № 11.
5. Попов В. И. Электромашинные совмещенные преобразователи частоты. — М.: Энергия, 1980.
6. Попов В. И., Петров Ю. Н. Электромашинные преобразователи повышенной частоты совмещенного типа на базе серийных асинхронных машин. — ЭП Электрические машины. Обзорная информация. — М.: Информэлектро, 1987, вып. 5 (19).
7. Лившиц-Гарик М. Обмотки машин переменного тока / Пер. с англ. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1959.
8. Шуйский В. П. Расчет электрических машин. — Л.: Энергия, 1968.
9. Геллер Б., Гамата В. Высшие гармоники в асинхронных машинах / Пер. с англ. — М.: Энергия, 1981.
10. Асинхронные двигатели серии 4А. Справочник / А. Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин, Е. А. Соболенская. — М.: Энергоиздат, 1982.
11. А. с. 1231561 (СССР). Трехфазная обмотка для совмещенной электрической машины / В. И. Попов — Б. И. 1986, № 18.
12. А. с. 1261050 (СССР). Якорная обмотка для совмещенной электрической машины / В. И. Попов — БИ, 1986, № 36.
13. Попов В. И. Матричный анализ схем обмоток совмещенных электрических машин — Электричество, 1984, № 11.
14. Попов В. И. Многоугольники м. д. с. многофазных разнополюсных обмоток совмещенного магнитопровода — Электричество, 1987, № 3.
15. Попов В. И. Несимметричные обмотки для совмещенных электрических машин. — Электричество, 1988, № 11.

[27.10.88]

Турбогенераторы единой унифицированной серии мощностью 160—800 МВт, 3000 об/мин

ХУТОРЕЦКИЙ, Г. М., доктор техн. наук,
ДАНИЛЕВИЧ Я. Б., чл.-корр. АН СССР

В 1988 г. были завершены испытания турбогенератора мощностью 220 МВт типа ТВБ-220-2Е на 3000 об/мин, тем самым было завершено создание единой унифицированной серии турбогенераторов 63—800 МВт [1]. Ниже описываются особенности конструкции турбогенераторов отрезка серии 160—800 МВт и результаты их испытаний и исследований. Результаты испытаний турбогенераторов 63—110 МВт единой серии были рассмотрены ранее [2].

Особенности исполнения турбогенераторов мощностью 160—320 МВт. В турбогенераторах этой серии применено водяное охлаждение обмотки статора; дистиллят циркулирует под напором насосов и охлаждается теплообменниками, расположенными вне генератора. Для охлаждения сердечника статора использована тангенциальная схема вентиляции, при которой сердечник по окружности делится на отсеки, в отсеках организовано встречное движение холодного и горячего водорода. В этой системе газ после вентилятора движется по входным отсекам в корпусе, откуда по радиальным каналам сердечника проходит в зазор, по которому в тангенциальном направлении перемещается до зоны выходных радиальных каналов в сердечнике, поступает в выходные камеры в корпусе и далее — к газоохладителям. В зазоре машин установлены специальные продольные барьеры.

Существенно улучшено охлаждение обмотки ротора за счет применения внутренних вентиляционных каналов. В роторе турбогенератора 320 МВт применены трапецидальные пазы, интенсифицирована подача водорода в лобовую зону обмотки ротора, статоры турбогенераторов, включая и турбогенератор мощностью 320 МВт, выполнены однокорпусными. Это существенно упрощает конструкцию турбогенераторов, улучшает его производство, монтаж, уменьшает расход конструктивных материалов. Подвеска статора выполнена эластичной: с помощью щелей в ребрах статора.

Для снижения потерь в крайних пакетах сердечника между нажимными плитами и пальцами установлены немагнитные шунты, число ступенчатых пакетов увеличено. Дополнительное снижение потерь достигнуто за счет выполнения распорок между пакетами сердечника статора из немагнитного материала. Повышение надежности узла достигается за счет увеличения числа защепленных крайних пакетов с двух до пяти.

Для повышения жесткости закрепления обмотки статора пазы статора заклинены встречными Вологодская областная универсальная научная библиотека

клиньями, а в лобовых частях установлены специальные внутренние кольца, для устранения зазоров широко использованы формирующиеся материалы.

В машинах усиlena демпферная обмотка за счет установки в торцевой зоне ротора медных сегментов, образующих короткозамкнутые кольца. В турбогенераторе 320 МВт выполнена также демпферная система на больших зубцах ротора. Роторные бандажи консольного типа. Во избежание фреттинг-коррозии применены дюралюминиевые клинья токоподвода и дюралюминиевые клинья в вентиляционных пазах ротора.

Применены масляные уплотнения кольцевого типа, надежно работающие при аксиальных перемещениях вала. Была обеспечена возможность раздельного маслоснабжения уплотнений и подшипников с защитой картера подшипников от попадания водорода.

Для улучшения работы щеточно-контактного аппарата контактные кольца имеют уменьшенный диаметр. Они насаживаются в горячем состоянии на изолированный конец вала ротора. Применена принудительная вентиляция контактных колец и щеточной траверсы с помощью вентиляторов, установленных между контактными кольцами. Был осуществлен тепловой контроль по перепаду температур в щеточно-контактном аппарате.

Надежность турбогенераторов с водородным охлаждением в большой мере зависит от утечек водорода в зоне уплотнений выводов и водоподводов обмотки статора, поэтому в турбогенераторах единой серии значительно усиlena конструкция уплотнений узлов.

Для снижения уровня шума применен шумозащитный кожух, который является продолжением корпуса машины и закрывает контактные кольца, узел сочленения ротора с возбудителем (при независимой системе возбуждения) и сам возбудитель. Шумозащитный кожух включает элементы звукоизоляции, звукопоглощения и демпфирования. В шумозащитном кожухе предусмотрена вентиляция и освещение, применен контроль по утечкам водорода кожуха.

Опорный подшипник — выносной стоякового типа — имеет шаровой самоустанавливающийся вкладыш. Со стороны турбины подшипник встроен в цилиндр низкого давления. С целью повышения надежности работы подшипников в аварийных условиях на подшипнике установлен бак аварийной смазки. Обеспечена возможность раздельного маслоснабжения уплотнений и подшипников с

Таблица 1

Мощность турбогенератора, МВт	Параметр									
	Полная мощность, МВ·А	Коэффициент мощности	Напряжение статора, кВ	Номинальный ток возбуждения, А	Напряжение возбуждения, В	К. п. д., %	Отношение, к. з.	Расход материалов, кг/кВ·А	Переходная реактивность, %	Давление водорода в корпусе, кПа
160	188,2	0,85	18,00	2300	360	98,50	0,480	0,88	33,0	294
220	258,8	0,85	15,75	2355	312	98,60	0,448	0,85	26,9	294
320	376,5	0,85	20,0	3492	342	98,63	0,474	0,68	29,4	392
500	588,0	0,85	20,0	3739	509	98,70	0,541	0,56	32,9	441
800	888,9	0,90	24,0	3764	611	98,90	0,476	0,55	30,7	491

защитой картера подшипников от попадания водорода.

Особенности исполнения турбогенераторов 500 и 800 МВт. В связи с транспортными ограничениями габаритов статоры турбогенераторов выполнены из трех частей: в центральной расположена сердечник с обмоткой, в концевых — газоохладители, вертикально по два в каждой концевой части. Концевые части для удобства монтажа имеют горизонтальный разъем. Наружные щиты статора непосредственно объединены с внутренними щитами, к которым присоединены щиты вентиляторов, состоящие из четырех частей. Все части щитов вентиляторов изолированы от внутренних щитов и между собой. Разъемы наружных щитов расположены в горизонтальной плоскости, разъем щитов в горизонтальной плоскости, разъем щитов и вентиляторов — в горизонтальной и вертикальной.

Для крепления лобовой части обмотки статора применены массивные стеклотекстолитовые кронштейны, кольца и планки, стянутые шпильками. Для поддержания постоянной жесткости крепления лобовых частей к нажимному кольцу между кронштейнами, поддерживающими лобовые части, примыкают клинья, расширяющее усилие которых с помощью пружин сохраняется постоянным при всех тепловых перемещениях обмотки. В зоне головок лобовых частей используется крепление с помощью составных клиньев.

Применено усиленное охлаждение нажимного кольца статора, крайних пакетов сердечника статора. Заклиновка пазов статора выполнена с помощью встречных клиньев с применением формующихся материалов для улучшения стабильности вибрационных характеристик.

Пазы ротора генераторов — трапецидальные. Клинья ротора турбогенератора 500 МВт выполнены из дюралюминия, генератора 800 МВт — из титана. В большом зубе бочки ротора дополнительно профрезерованы специальные пазы, в которые уложена демпферная обмотка, закрепленная сплошными клиньями. Для улучшения работы щеточного аппарата контактные кольца выполнены уменьшенного диаметра, а щетки объединены в объемные щеточные брекеты.

Основные данные турбогенераторов. В табл. 1 приведены основные данные турбогенераторов новой серии.

Следует отметить, что по действующему стандарту ГОСТ 533—85 турбогенераторы характеризуются следующими показателями маневренности: они допускают до 330 пусков в год; могут работать с 10 %-ми перегрузками, сохраняют номинальную мощность при одновременных отклонениях напряжения на выводах до $\pm 5\%$ и частоты до $\pm 2,5\%$, при этом в режимах работы с повышенным напряжением и пониженной частотой сумма абсолютных значений отклонений напряжения и частоты не должна превышать 6 %, работают при нормальной активной мощности в режиме потребления реактивной мощности при коэффициенте мощности, равном 0,95.

Результаты испытаний. Турбогенераторы серии прошли испытания на стендах по расширенной программе, включавшей электрические, тепловые и механические исследования. Нагревы активных и конструктивных частей определялись с помощью термометров сопротивления и термопар. Для исследования несимметричных режимов термопары были также установлены на бочке ротора. Для определения вибрационного состояния использовались вибродатчики, которые были установлены

Таблица 2

Режим работы	Мощность генератора, МВт	Превышения температуры, К		
		обмотки статора	средней части сердечника	обмотки ротора
Холостой ход при номинальном напряжении	220 320 500 800	— — — —	21 20 16 16	13 18 23 8
Короткое замыкание при номинальном токе статора	220 320 500 800	31 22 25 24	20 17 14 10	21 21 55 15
При бифилярном соединении катушек ротора (номинальный ток ротора)	220 320 500 800	— — — —	— — — —	36,5 42 44 38

Таблица 3

Мощность турбогенератора, МВт	Режим работы	Превышение максимальных температур в торцевой зоне сердечника статора			
		номер пакетов, активная сталь			
		1	2	3	середина
160	Холостой ход Короткое замыкание 170 МВт, $\cos \phi = 0,9$	16	14	16	20
		19	19	22	29
		43	41	39	36
800	Холостой ход Короткое замыкание	11	10	14	16
		8	7	8	10

на обмотке статора, на сердечнике и корпусе. На всех турбогенераторах были проведены испытания на внезапное короткое замыкание при напряжении, равном 0,7 номинального.

Турбогенераторы были испытаны в несимметричных режимах как длительных, так и кратковременных. При исследовании нагрева обмотки ротора при номинальном токе обмотки на стенде применялся бифилярный метод соединения катушек ротора.

Результаты испытаний превышений температур приведены в табл. 2.

В табл. 3 приведены данные о превышении температур в крайних пакетах сердечника статора турбогенераторов 160—800 МВт по данным показаний термопар. Полученные результаты являются типичными и для других типов машин. Из табл. 3 следует, что при использовании магнитных шунтов превышения температур крайних пакетов приближаются к таковым в середине сердечника.

В табл. 4 приведены данные о вибрациях лобовой части обмотки статора турбогенераторов различных типов.

Таблица 4

Мощность турбогенератора, МВт	Режим работы	Максимальные значения вибрации (двойная амплитуда, мкм)		
		лобовых частей	сердечника статора	корпуса статора
220	Холостой ход	—	34	29
	Короткое замыкание	74	—	—
320	Холостой ход	—	47	30
	Короткое замыкание	45	—	—
500	Холостой ход	—	39	15
	Короткое замыкание	84	—	—
800	Холостой ход	—	38	6
	Короткое замыкание	60	—	—

Турбогенераторы были испытаны в несимметричных режимах. По данным испытаний были получены значения критерия $I_2 t$: для турбогенератора 500 МВт — 11,2, для 800 МВт — 8,0 (I_2 — ток обратной последовательности, д. ед., t — время, с).

Работа над новой серией турбогенераторов 63—800 МВт показала, что возможности водородного охлаждения еще не исчерпаны, использование более совершенных конструктивных решений позволяет уменьшить размеры машин, одновременно улучшая другие эксплуатационные показатели турбогенераторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Единая унифицированная серия турбогенераторов / И. А. Глебов, Я. Б. Данилевич, Л. В. Куролович, Г. М. Хаторецкий. — Электричество, 1981, № 11.

2. Турбогенераторы единой серии мощностью 63 и 110 МВт, 3000 об/мин/ И. А. Глебов, А. В. Андреев, Ю. Е. Верхоторов и др. — Электротехника, 1984, № 10.

[30.08.89]

УДК 62-83:621.316.729

Синхронизация вращения роторов вентильных двигателей

ВОРОНИН С. Г., доктор техн. наук
Златоуст

Задача синхронизации вращения роторов двух или нескольких двигателей является одной из традиционных в электроприводе. Чаще всего она решается путем создания автоматических систем синхронного вращения с внешними обратными связями по углу рассогласования роторов. Та-

кие системы обеспечивают синхронность вращения с достаточно высокой точностью как в установившемся, так и в переходных режимах. Однако использование систем с внешними обратными связями не всегда возможно. В частности, если при питании электропривода от автоном-

ного первичного источника возможно разовое или периодическое отключение напряжения, то при таких отключениях в системе с внешними обратными связями, во-первых, невозможно формирование синхронизирующего момента, а, во-вторых, пропадает информация о взаимном положении роторов. Что ведет либо к нарушению режима синхронного вращения, либо к возникновению переходных процессов, увеличивающих ошибку синхронизации.

В связи с этим возникает задача создания систем, в которых синхронизирующие моменты и информация о взаимном положении роторов, в том или ином виде, присутствовали как при наличии, так и при отсутствии силового электропитания. Такие системы могут быть построены на основе электрических машин, обладающих свойством взаимной синхронизации даже при отсутствии напряжения от внешнего источника на их обмотках. Например, на основе синхронных двигателей с постоянными магнитами (СДПМ), работающих от общего преобразователя частоты. Поддержание заданной скорости вращения двигателей в этом случае при отключении источника питания возможно за счет накопленной кинетической энергии вращающихся частей привода, а синхронизация роторов — за счет синхронизирующих моментов двигателей, включенных на общие шины.

Того же эффекта, но с лучшими динамическими свойствами и энергетическими показателями привода, можно добиться, если построить указанные системы на основе вентильных двигателей (ВД). Действительно, если ВД выполнены на основе СДПМ, работающих от общего преобразователя частоты, то они, очевидно, также обладают свойствами взаимной синхронизации при отсутствии внешнего напряжения и ненулевой скорости вращения. Причем в системе с ВД синхронизация вращения при наличии напряжения первичного источника (в рабочем режиме) осуществляется за счет внешних обратных связей от датчика положения ротора (ДПР), а при отсутствии такого питания (на выбеге) — за счет синхронизирующих моментов (СДПМ), связанных общимишинами.

Как будет показано ниже, для рабочего режима и режима выбега существуют разные условия синхронизации. Следовательно, при одной и той же разнице статических моментов на валу двигателей и неизменных разбросах параметров двигателей, в зависимости от режима работы будут изменяться и угловые рассогласования роторов. В статье дается оценка этого изменения, т. е. оценка угловых рассогласований роторов в зависимости от разброса параметров двигателей, как в рабочем режиме, так и на выбеге, и рекомендации по их уменьшению.

Рабочий режим. В рабочем режиме привод можно рассматривать как систему из двух СДПМ,

подключенных к общему полупроводниковому коммутатору (ПК) (рис. 1). Каждый из двигателей имеет свой ДПР, сигнал с которого поступает на вход устройства выбора сигналов (УВС). Как показано в [1, 2] для обеспечения устойчивого синхронного вращения системы при пуске и в рабочем режиме необходимо и достаточно осуществить переключение коммутатора по сигналам с ДПР наименее отстающего, имеющего меньшее значение скорости (ω) или угла $\Phi = \int \omega dt$ двигателя. Это является важнейшим условием синхронизации. Назовем отстающий двигатель «лидером» или ведущим. Так как он находится в режиме самокоммутации, для него угол коммутации $\theta = \text{const}$ и определяется настройкой ДПР.

Второй двигатель при этом будет находиться в режиме синхронного вращения для него $\theta = \text{var}$ определяется нагрузкой на валу. Назовем этот двигатель ведомым. Коммутация настраивается таким образом, чтобы ведущий двигатель при одинаковой скорости и параметрах имел наибольший электромагнитный момент. При отставании ротора ведомого двигателя он становится «лидером» [2]. Выбор «лидера» путем выбора сигналов с ДПР осуществляется УВС.

Для описания электромеханических характеристик системы ВД в данном случае целесообразно рассматривать как синхронную машину, питающуюся от полупроводникового преобразователя частоты. [3]. Тогда с учетом общепринятых для двигателей с постоянными магнитами допущений [4, 5] электромагнитная мощность каждого из двигателей в относительных единицах запишется в виде [6]:

$$p_i = \frac{v_i}{1 + x_i^2} [(\cos \theta_i + x_i \sin \theta_i) - v_i], \quad (1)$$

где $i = 1, 2$ — номер двигателя; $x_i = X_i/R_i$; $v_i = -E_{0i}/U$; X_i, R_i — индуктивное и активное сопротивление фазной обмотки на рабочей частоте; U, E_{0i} — действующее значение первой гармоники фазного напряжения и э. д. с. вращения на рабочей частоте; θ — угол коммутации ВД.

В качестве базовой мощности принято

$$P_0 = \frac{nU^2}{R_i},$$

где n — число фаз.

Напомним, что для ведущего двигателя $\theta_{\text{в.д.}} = \text{const}$. Часто из условия обеспечения максимального электромагнитного момента двигателя принимают

$$\theta_{\text{в.д.}} = \theta_{\text{опт}} = \text{arctg } x. \quad (2)$$

Как отмечено выше, для ведомого двигателя $\theta_{\text{в.м.}} = \text{var}$ и в установившемся режиме всегда $\theta_{\text{в.м.}} \leq \theta_{\text{в.д.}}$. В результате в соответствии с условием синхронизации у «лидера» рабочая точка по-

стоянна и при $\theta_{в.д} = \theta_{опт}$ находится на вершине угловой моментной характеристики (точка a рис. 2), а у ведомого рабочая точка находится слева от точки a (на интервале $a-b$ рис. 2) и может перемещаться в зависимости от нагрузки. Ведущим будет двигатель, у которого при работе на естественной характеристике при заданной частоте вращения и угле коммутации $\theta = \theta_{в.д}$ будет меньшая разность мощностей

$$\Delta p_i = p_i - p_{ci}, \quad (3)$$

где p_{ci} — относительное значение статической мощности на валу двигателя.

Очевидно, что при идеальном совпадении параметров и нагрузочных моментов движение роторов будет абсолютно синфазным. При наличии разброса параметров и нагрузочных моментов синфазность вращения нарушится. Если разницу активных и индуктивных сопротивлений фазных обмоток просто можно устранить с помощью внешних добавочных сопротивлений, то разность намагнченностей роторов и нагрузочных моментов устранить достаточно сложно. Поэтому оценим влияние этих факторов на точность синхронизации роторов.

Прежде всего найдем формальные условия выбора «лидера» при имеющемся соотношении параметров двигателей. Обозначим $p_{ci} = \mu_{ci}v_i$, где μ_{ci} — относительный статический момент на валу двигателя.

Тогда, подставляя p_i из (1) в (3) и обозначив $k_1 = v_2/v_1$, $k_2 = \mu_{c2}/\mu_{c1}$, получим

$$\Delta p = \Delta p_1 - \Delta p_2 = v_1(1 - k_1)[(\cos \theta_{в.д} + x \sin \theta_{в.д}) - (4) - v_1(1 + k_1)] - \mu_{c1}v_1(1 - k_1k_2).$$

В частном случае, при $\theta_{в.д} = \theta_{опт}$, получим

$$\Delta p = v_1(1 - k_1)[\sqrt{1 + x^2} - v_1(1 + k_1)] - \mu_{c1}v_1(1 - k_1k_2). \quad (5)$$

Согласно приведенным выше условиям выбора «лидера» имеем:

при $\Delta p > 0$ — ведущим является второй двигатель;

при $\Delta p \leq 0$ — ведущим является первый двигатель.

Для определения углового рассогласования роторов в рабочем режиме — φ_1 с учетом того, что «лидер» всегда отстает, обозначим $\theta_{в.м} = \theta_{в.д} - \varphi_1$ и запишем уравнения статического равновесия системы в виде

$$\left. \begin{aligned} &[(\cos \theta_{в.д} + x \sin \theta_{в.д}) - v_1] = \mu_{c1}(1 + x^2); \\ &[(\cos(\theta_{в.д} - \varphi_1) + x \sin(\theta_{в.д} - \varphi_1)) - v_2] = \mu_{c2}(1 + x^2) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Здесь условно принято, что $\Delta p \leq 0$, т. е. ведущим является первый двигатель. Вычитая из первого уравнения второе и разрешая полученное уравнение относительно φ_1 для случая $\theta_{в.д} = \theta_{опт}$, получим

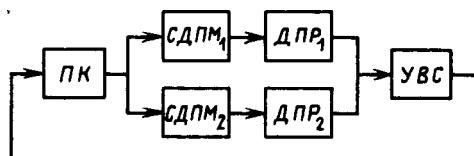


Рис. 1. Структурная схема системы синхронного вращения с ВД

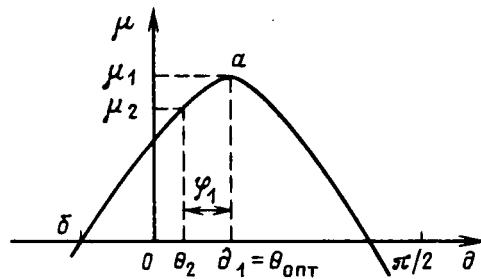


Рис. 2. Угловая — моментная характеристика ВД

$$\varphi_1 = \arccos \left(1 - \mu_{c1}(1 - k_2) \sqrt{1 + x^2} - \frac{v_1(1 - k_1)}{\sqrt{1 + x^2}} \right). \quad (7)$$

Хотя уравнение (6) справедливо только при условии, если ведущим является первый двигатель, это не ограничивает его применение. Действительно, определив по уравнению (4) ведущий двигатель, мы можем присвоить ему в дальнейшем индекс «1», что гарантирует адекватность выражения (7).

Выражение (7) показывает, что даже при незначительных рассогласованиях параметров двигателей, при $\theta_{в.д} = \theta_{опт}$ возможны существенные угловые рассогласования роторов. Для того чтобы их уменьшить, необходимо рабочую точку ведущего двигателя сместить влево от вершины угловой моментной характеристики (точка a рис. 1), т. е. установить $\theta_{в.д} < \theta_{опт}$. В этом случае зависимость $\varphi_1 = F_1(k_1, k_2)$ определяется трансцендентным уравнением. Например, при $\theta_{в.д} = 0$ получим

$$(\cos \varphi - x \sin \varphi) = 1 - v_1(1 - k_1) - \mu_1(1 + x^2)(1 - k_2). \quad (8)$$

Считая разброс параметров двигателей и соответствующие ему угловые рассогласования роторов незначительными, можно получить приближенные линеаризованные зависимости для определения φ_1 при малых отклонениях. Разлагая нелинейные функции в выражении (6) в ряд Тейлора и пренебрегая малыми второго порядка и выше, с учетом условий выбора «лидера» получим

$$\varphi_1 \approx - \frac{|\Delta v|}{\sin \theta_{в.д} - x \cos \theta_{в.д}} - \frac{(1 + x^2) \Delta \mu}{\sin \theta_{в.д} - x \cos \theta_{в.д}}. \quad (9)$$

Для того чтобы полученное выражение было справедливо при произвольной индексации двига-

телей примем:

$$\Delta v = v_1 - v_2, \Delta \mu = \mu_1 - \mu_2, \text{ если } A < 0;$$

$$\Delta v = v_2 - v_1, \Delta \mu = \mu_2 - \mu_1, \text{ если } A \geq 0,$$

где A с учетом (4) определяется по выражению:

$$A = \frac{v_1 - v_2}{v_1} (\cos \theta_{\text{в.д}} + x \sin \theta_{\text{в.д}}) - \frac{v_1^2 - v_2^2}{v_1} - (\mu_1 - \mu_2)(1 + x^2). \quad (4a)$$

Выражение (9) показывает, что для уменьшения φ_1 необходимо увеличивать по модулю знаменатели дроби. Однако, как следует из (1) при этом уменьшается электромагнитная мощность двигателей, т. е. ограничением уменьшения $\theta_{\text{в.д}}$ является условие $p_i > 0$. На практике чаще всего $\theta_{\text{в.д}} = 0$. Тогда

$$\varphi_1 \approx \frac{1}{x} [|\Delta v| + (1 + x^2) \Delta \mu]. \quad (10)$$

Для того чтобы получить количественное представление о влиянии разброса параметров двигателей на угловое рассогласование роторов, на рис. 3 показаны расчетные зависимости $\varphi_1 = F(\Delta v)$ при $k_2 = 1$, $v_1 = 0,95$, $\theta_{\text{в.д}} = 0$, где $\Delta v = (v_1 - v_2)/v_1$ — относительная разность намагнченостей роторов.

Работа привода на выбеге. При отключении первичного источника постоянного тока, т. е. на выбеге, двигатели можно рассматривать как автономную систему из двух параллельно работающих синхронных машин. При этом одна для другой является источником питания, а угловые рассогласования их роторов в электрических координатах эквивалентные углу нагрузки. Причем для опережающего двигателя $\theta = -\varphi_2$, а для отстающего $\theta = \varphi_2$. Тогда, учитывая принятые ранее допущение о равенстве активных и индуктивных сопротивлений фазных обмоток двигателей в той же системе базовых величин, уравнения статического равновесия каждого двигателя записываются в виде

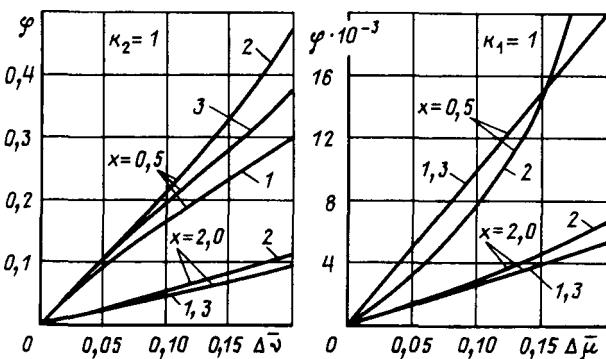


Рис. 3. Зависимости углового рассогласования роторов от разброса параметров: 1, 2 — расчет по точным соотношениям в рабочем режиме и на выбеге, соответственно; 3 — по приближенным соотношениям для рабочего режима и на выбеге

Вологодская областная универсальная научная библиотека

$$\frac{v_1}{2(1+x^2)} [v_2 (\cos \varphi_2 + x \sin \varphi_2) - v_1] = \mu_{c1} v_1,$$

$$\frac{v_2}{2(1+x^2)} [v_1 (\cos \varphi_2 - x \sin \varphi_2) - v_2] = \mu_{c2} v_2.$$

Вычитая из первого уравнения второе и разрешая относительно φ_2 , получим

$$\sin \varphi_2 = \frac{1}{2k_1 v_1 x} [v_1 (1 - k_1^2) + 2(1 + x^2) \mu_{c1} (1 - k_1 k_2)]. \quad (11)$$

Так же, как и в рабочем режиме, линеаризуем выражение (11) для случая малых отклонений параметров. В результате получим

$$\varphi_2 \approx \frac{1}{v_1 x} [\Delta v + (1 + x^2) \Delta \mu], \quad (12)$$

где Δv и $\Delta \mu$ для общности берутся теми же, что и в (9) и (10).

В данном случае индексация не имеет значения, так как при неизменных параметрах смена индексов приведет к изменению знака φ_2 при том же относительном положении роторов. Однако следует иметь в виду, что при некоторых соотношениях параметров системы двигатели на выбеге не в состоянии засинхронизироваться, т. е. значение возникающего синхронизирующего момента не в состоянии компенсировать имеющийся разброс параметров. Формально это ограничение проявляется в том, что правая часть выражения (11) оказывается по модулю больше единицы. Следовательно, условие синхронизации ротора двигателей при отключении источника питания имеет вид

$$\frac{1}{2k_1 v_1 x} [v_1 (1 - k_1^2) + 2(1 + x^2) \mu_{c1} (1 - k_1 k_2)] < 1. \quad (13)$$

По выражению (13) нетрудно определить значения относительных параметров x и v , при которых для имеющихся k_1 , k_2 и μ_{c1} синхронизация роторов на выбеге возможна. Затем, выражая относительные параметры через физические величины, можно определить граничное значение частоты вращения, при котором синхронизация роторов на выбеге сохраняется.

По выражениям (10) и (11) можно в общем виде судить о соотношении знаков φ_1 и φ_2 . В частности, принимая $k_1 = 1$ можно отметить, что разность статических моментов ведет к угловым рассогласованиям роторов в рабочем режиме и на выбеге одного знака. Причем опережающим всегда является менее нагруженный двигатель. Принимая $\Delta \mu = 0$ получим, что на выбеге опережающим всегда будет двигатель с менее намагниченным ротором.

Однако согласно (10) в рабочем режиме такого однозначного соответствия между соотношением намагнченностей роторов и знаком углового рассогласования нет. Действительно, из выражения (4) следует, что при $k_2 = 1$, $k_1 = \text{const}$ знак $\Delta \mu$

зависит от сочетания параметров двигателей и значения $\theta_{в.д}$. Отсюда следует, что менее намагниченный двигатель может быть как отстающим, так и опережающим, т. е. знак рассогласования должен быть определен по (4). Например, при $\theta_{в.д}=0$ граничное значение соотношений v_1 и v_2 , при котором происходит изменение знака углового рассогласования, определяется выражением

$$v_{1\text{гр}} = \frac{v_2^2}{(1-v_2)}, \quad (14)$$

т. е. при $v_1 > v_{1\text{гр}}$ ведущим является двигатель с менее намагниченным, а при $v_1 < v_{1\text{гр}}$ с более намагниченным ротором. При этом следует иметь в виду, что всегда $v_1; v_2 < 1$. С учетом этого при $v_2 \geq 0,5$ ведущим будет более намагниченный двигатель, т. е. так же как и на выбеге опережающим является двигатель с менее намагниченным ротором. Можно отметить, что при $\theta_{в.д} = \theta_{\text{опт}}$ это условие не всегда выполняется. На рис. 3 показаны расчетные зависимости $\varphi_2 = F_2(\Delta\mu)$ при $k_1 = 1$, $v_1 = 0,95$, $\theta_{в.д} = 0$, где $\Delta\mu = (\mu_1 - \mu_2)/\mu_1$ — относительная разность статических моментов на валу двигателей.

В результате анализа кривых рис. 3 можно отметить, что в наибольшей степени на величину ошибки синхронизации (φ), как в рабочем режиме так и на выбеге, влияет разброс относительных намагниченостей роторов. Для уменьшения влияния разброса параметров двигателей на ошибку синхронизации можно рекомендовать следующее.

1. Относительное значение индуктивности обмотки ВД необходимо выбирать по возможности большим ($x_i > 1$).

2. В рабочем режиме двигатели должны находиться по возможности ближе к точке холостого хода ($v_i > 0,8$).

3. Для ведущего двигателя в рабочем режиме целесообразно устанавливать нейтральную коммутацию ($\theta_{в.д} \approx 0$).

Выравнивание значения ошибки синхронизации в рабочем режиме и на выбеге может быть осуществлено путем настройки углов коммутации в интервале $\theta_{в.д} \in (0, \theta_{\text{опт}})$. При этом, согласно (9), регулируется φ_2 и может быть выполнено условие $\varphi_1 \approx \varphi_2$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 395956 (СССР). Многодвигательный электропривод / В. А. Лифанов, С. Г. Воронин, Б. Г. Шумихин, Е. А. Балабаев. — Опубл. в Б. И. 1973, № 35.
2. Лифанов В. А., Воронин С. Г., Шумихин Б. Г. Синхронизация бесконтактных двигателей постоянного тока. — В сб. № 196 «Исследование автоматизированных электроприводов, электрических машин и вентильных преобразователей». Челябинск, ЧПИ, 1977.
3. Микроэлектродвигатели для систем автоматики (технический справочник) / Под ред. Э. А. Лодочникова, Ю. М. Юферова. — М.: Энергия, 1969.
4. Овчинников И. Е., Лебедев Н. И. Бесконтактные двигатели постоянного тока с транзисторными коммутаторами. — Л.: Наука, 1979. — 270 с.
5. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / Под общ. ред. М. Г. Чиликина. — М.: Энергия, 1971.
6. Юферов Ф. М. Электрические машины автоматических устройств. — М.: Высшая школа, 1976.

[12.01.89]

УДК 621.039.6.001.24:621.318.3

Каскадные системы с индуктивными накопителями

АЗИЗОВ Э. А., ИВАНОВ И. А., ЛОТОЦКИЙ А. П.
Москва

Схемы с каскадным усилением мощности одиночных или периодических сигналов, широко применяемые в радиотехнических генераторных или модуляторных устройствах, оказываются эффективными и в технике мощных импульсных энергосистем с разрядом накопителей электромагнитной энергии. Известны, разрабатываются и исследуются системы с емкостными накопителями (ЕН), разряжаемыми на предельно малую, которую только допускает конструкция, индуктивность L , из которой энергия выводится электровзрывом фольгового обостриителя [1]. В генераторах Аркадьева — Маркса ЕН используются для зарядки формирующих линий [2].

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Каждая из таких систем может рассматриваться как каскадная, поскольку начальная энергия ЕН W_0 передается нагрузке только после преобразования в первом случае в магнитную (при начальных напряжениях на конденсаторах около 100 кВ разрядная мощность выходного индуктивного каскада больше мощности ЕН в 3—5 раз и достигает порядка тераватта [3]), а во втором — в магнитную и затем опять в электрическую с увеличением напряжения до 1 МВ и выше. Важно, чтобы в обоих случаях энергия передавалась из одного каскада в другой с малыми потерями. Это возможно, если время τ срабатывания включателя цепи (время изменения его со-

противления от ∞ до нуля) мало по сравнению с длительностью передачи энергии между каскадами. Другими словами, если ω — частота собственных колебаний системы после включения цепи, то должно удовлетворяться условие эффективной передачи энергии

$$\omega t \ll 1, \quad (1)$$

при котором значение максимального тока разряда ЕН $I_{\max} \simeq (W_0/L)^{1/2}$ не зависит от нелинейной характеристики включателя. Если же $\omega t \gg 1$, то ток определяется сопротивлением R_s включателя, и эффективность передачи энергии не превышает 0,25.

В индуктивных накопителях (ИН) плотность энергии по крайней мере на два порядка больше, чем в ЕН ($4 \text{ МДж} \cdot \text{м}^{-3}$ при индукции 3 Тл). Поэтому в рассмотренном выше случае с первичным накоплением энергии в конденсаторных батареях, запас энергии которых редко превышает 10 МДж [4], передающая индуктивность не увеличивает габариты каскадного ЕН и практически не влияет на его удельные характеристики.

Запас энергии ИН может достигать порядка гигаджоуля и более [5]. Из соображений размерности следует, что при заданных начальной энергии W_0 и средней по объему плотности энергии $\omega_0 = \langle B_0^2 \rangle / (2\mu_0)$ время затухания тока в резистивной обмотке

$$\tau_0 = \frac{g}{D} \left(\frac{W_0}{\omega_0} \right)^{2/3},$$

где D — коэффициент электромагнитной диффузии проводника обмотки; g — безразмерный коэффициент, зависящий от ее геометрии.

Чтобы получить представление о величине этого коэффициента, найдем его значение для однослоиного однородного цилиндрического соленоида с размерами $l \gg r_0 \gg d$ (l — длина, r_0 — внутренний радиус, d — толщина обмотки по радиусу), когда можно не учитывать влияние искажения поля на торцах и неоднородности тока по толщине обмотки. В этом случае $B_0 l = NI$ (N — число витков), активное сопротивление постоянному току и магнитная энергия определяются по известным элементарным формулам:

$$R_0 = \frac{2\pi N^2 \mu_0 D r_0}{l d}, \quad W_0 = \frac{\pi r_0^2 l B_0^2}{2\mu_0},$$

и легко убедиться, что

$$\tau_0 = \frac{1}{2\pi^{2/3} D} \frac{d}{r_0} \left(\frac{r_0}{l} \right)^{2/3} \left(\frac{W_0}{\omega_0} \right)^{2/3}.$$

Если положить $d/r_0 = r_0/l = 0,1$, то $g = 1/200$ (можно показать, что и для других конструкций ИН с толщиной витка, малой по сравнению с его поперечным размером, значение g по величине существенно не отличается). Характерный интервал значений τ_0 — от 1 до 10 с. Например, Вологодская областная универсальная научная библиотека

для соленоида с обмоткой из алюминия, запасающего при комнатной температуре ($D = 0,02 \text{ м}^2 \cdot \text{с}^{-1}$) энергию 100 МДж в магнитном поле индукцией 3 Тл, величина $\tau_0 = 2$ с.

Для быстрого переключения токов ИН порядка 100 кА и более при секундных временах накопления требуются специальные выключатели. Они должны обладать достаточной термостойкостью, соответственно иметь контакты определенной массы и прерывать токи за десятки микросекунд. Ранее обосновывалась и признана целесообразность применения многоступенчатых выключателей — обострителей тока, которые позволяют обходиться умеренной энергией привода для получения коротких фронтов тока в нагрузке при напряжениях до 100 кВ [6, 7]. Можно рассчитывать, таким образом, на модульную мощность выключателя около 10 ГВт, а система с ИН и десятком двух-трехступенчатых выключателей способна генерировать импульсы мощностью порядка 100 ГВт. В принципе возможно дальнейшее увеличение мощности систем с ИН путем увеличения числа ступеней выключателя и сокращения времени переключения токов. Однако при этом необходимо повышать электрическую прочность всех элементов многоступенчатого выключателя, что представляет трудноразрешимую техническую проблему, не говоря уж о неизбежном снижении надежности такого комплекса коммутаторов тока.

Радикально изменить ситуацию можно, если дифференцировать элементы выключателей по электрической прочности, разделив все ступени (или хотя бы первую, нагружаемую током зарядки ИН) промежуточными индуктивными каскадами.

Схема простейшего каскада с переключением тока I_0 из L_0 в промежуточную индуктивность L_1 приведена на рис. 1. Предполагается, что запас энергии W_0 намного превосходит доступный для ЕН, поэтому передача магнитной энергии с полным ее преобразованием в электрическую исключена и доля энергии в емкости (C — паразитная емкость или специально присоединенная) составляет малую долю от W_0 . Отметим, что уравнения, описывающие передачу энергии в емкостных и индуктивных каскадах, эквивалентны при замене напряжения U на I и C на L . Поэтому при ограниченной электрической прочности выключателя условие (1) неприемлемо, так как автоматически приводит к возрастанию напряжения, неконтролируемому сопротивлением выключателя, до значения $U_{\max} \simeq (W_0/C)^{1/2}$. Характерное время τ_s затухания тока I_s в цепи выключателя должно удовлетворять условию

$$\omega t_s \gg 1. \quad (2)$$

Соответственно энергетическая эффективность таких каскадов не будет превышать 0,25, чем

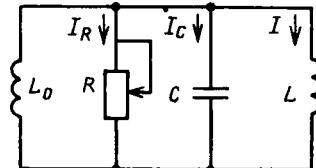


Рис. 1

и можно объяснить слабый интерес к подобному усилителю мощности.

Тем не менее, в [8] было показано, что между секционированными индуктивностями можно осуществить высокоеффективную передачу магнитной энергии. Для этого секции обмотки одного каскада надо присоединять к другому в определенной последовательности. Особенность такого способа передачи энергии заключается в том, что индуктивность одного из каскадов при каждом переключении тока изменяется. В [9] рассматривались различные варианты схем с «переменными» индуктивностями, причем для каждой из них в отличие от взрывомагнитных генераторов в процессе вывода энергии совершение механической работы над контурами с током исключается. Их к. п. д. лежит в пределах от 0,65 до 0,9, хотя режим работы всех выключателей условию (2) заведомо соответствует.

На рис. 2 изображена схема с последовательным переключением тока секций первого каскада. В такой схеме через несработавший по программе выключатель замыкается ток лишь одной секции ИН, поэтому аварийная ситуация предотвращается просто, если блокировать запуск всех последующих.

Пусть N_0 секций первого каскада $L_{11}, L_{12}, \dots, L_{1N_0}$ присоединяются к индуктивности L_2 второго каскада (секционированные и последовательно соединенные $L_{21}, L_{22}, \dots, L_{2N_1}$, на рис. 2, либо L_2 , присоединенная к выводам AA) поочередно. Для этого поочередно включают коммутирующие модули: два замыкателя S_{11}^+ и размыкателя S_{11}^- , затем два S_{12}^+ и S_{12}^- и т. д. до модуля $S_{1N_0}^-$. После передачи энергии в L_2 замыкатель S_1^+ закорачивает выводы AA , препятствуя появлению высокого напряжения на L_1 при последующем выводе энергии из L_2 в нагрузку.

На нагрузку Z секции второго каскада разряжаются одновременно либо а) включенными параллельно для умножения тока, либо б) оставаясь соединенными последовательно. В первом случае ток коммутируется размыкателями $S_{21}^-, S_{22}^-, \dots, S_{2N_1}^-$, во втором — с помощью S_2^- , причем S_2^- может означать последовательное включение всех размыкателей этого каскада в одном разрыве, и тогда разрядная мощность в обоих случаях будет одинакова. Разумеется, ток секций второго каскада можно переключить в последующий каскад усиления мощности и также с вы-

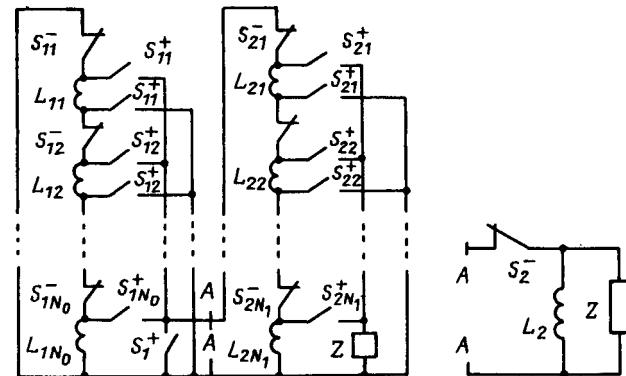


Рис. 2

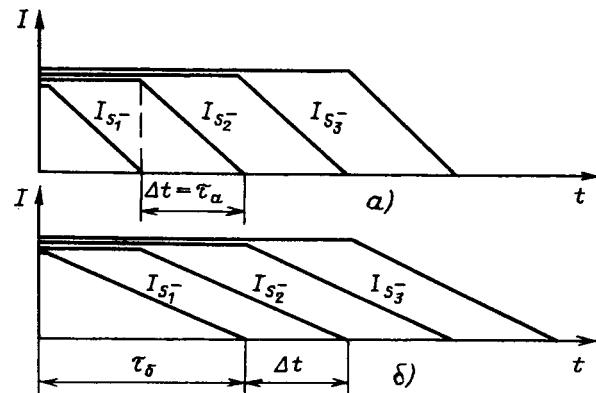


Рис. 3

ской эффективностью передачи магнитной энергии.

При передаче энергии из первого каскада во второй мощность P_1 может быть весьма умеренной; пусть, например, $P_1 = 5$ ГВт. Если $W_0 = 100$ МДж, то время передачи энергии, оцениваемое как $\tau \approx W_0/P_1$, равно 50 мс. При $N_0 \sim 10$ каждое отдельное переключение тока в первом каскаде должно, грубо говоря, длиться $\tau/N_0 = 5$ мс. Такие времена типичны для срабатывания первых ступеней используемых многоступенчатых выключателей [10], но вместе с тем желательно хотя бы полукачественно оценить влияние возможных отклонений программы переключения токов от оптимальной. Предположим, что переключаемый ток в размыкателе убывает линейно до нуля за время τ_a .

Коэффициент полезного действия передачи энергии максимален, если следующий по порядку срабатывания размыкатель начинает переключать ток именно в этот момент. Для этого случая диаграмма токов размыкателей показана на рис. 3, а. На диаграмме 3, б относительный интервал между последовательными срабатываниями размыкателей вдвое короче времени затухания тока τ_b (это не означает, однако, что τ_a и τ_b одинаковы, поскольку каждая из этих ве-

личин для одного и того же выключателя зависит от тока и его производной, определяющей напряжение переключения).

Чтобы оценить к. п. д. передачи энергии в данном случае, разобьем весь процесс на $N+1$ интервал по $\Delta t = \tau/2$. Воспользуемся решением системы линейных уравнений [11], которая для первых N интервалов сохраняется, но учтем, что при $t = \tau/2$ токи в секции L_{11} и каскаде L_2 не равны:

$$I_{L_{11}} = I_{L_2} + I_0/2.$$

С этой поправкой, используя величину отношения индуктивностей каскадов λ после переключения, аналогично [11] имеем

$$\frac{I_1(t=N\tau/2)}{I_0} = \frac{N_0 \ln(1+\lambda)}{\lambda} - \frac{1}{2} \frac{1}{1+\lambda/N_0}.$$

Последнее уравнение с номером $N+1$, описывающее окончание прерывания тока $I_0/2$ последним размыкателем, запишем так:

$$\begin{aligned} \left(L_2 + \frac{L_{11}}{N} \right) I_1 \left(t = \frac{N\tau}{2} \right) + \frac{I_0}{2} \frac{L_{11}}{N} = \\ = \left(L_2 + \frac{L_{11}}{N} \right) I_1 \left(t = \frac{(N+1)\tau}{2} \right). \end{aligned}$$

Тогда для конечного тока каскада получим

$$\frac{I_1}{I_0} = \frac{N_0 \ln(1+\lambda)}{\lambda} - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+\lambda/N_0} - \frac{1}{1+\lambda} \right).$$

Если величина $\lambda \approx 4$ выбрана из условия максимума к. п. д. передачи энергии, то при $N_0 \gg 1$

$$I_1/I_0 \approx (N_0 - 1) \ln 5/4,$$

а к. п. д. передачи энергии $\eta \approx (1 - 1/N_0)^2 \eta_{\max}$. Такую достаточно слабую зависимость эффективности η от нарушений оптимальной программы работы размыкателей можно понять, учитывая резкий рост к. п. д. с увеличением N_0 именно в области малых значений $N_0 < 10$. При дальнейшем увеличении N_0 к. п. д. стремится к некоторому предельному значению $\eta < 1$ [9]. Поэтому если даже по n выключателям срабатывают одновременно или с разбросом в пределах заданного оптимальной программой интервала, но $N_0/n \gg 1$, то эффективность η передачи энергии мало отличается от η_{\max} .

Пусть ток ИН I_0 из индуктивности L_0 переключается в L_1 при напряжении U_1 . Ток в обмотке L_1 из N_1 секций $I_1 = I_0(\eta L_0/L_1)^{1/2}$. Если затем все N_0 секций ИН замкнуть, а N_1 секций обмотки L_1 одновременно разомкнуть при напряжении U_2 , то разрядная мощность будет равна $P_2 = N_1 I_0 U (\eta L_0/L_1)^{1/2}$. Разрядная мощность системы из n каскадов

$$P_n = N_{n-1} I_0 U_n (\eta_1 \eta_2 \dots \eta_{n-1} L_0/L_{n-1})^{1/2}$$

где, начиная с ИН, порядковые индексы индуктивности, тока и числа секций отсчитываются от нуля, а к. п. д., разрядные напряжения и мощности — от единицы.

В большинстве случаев достаточно одного промежуточного каскада (ПК) между ИН и нагрузкой. Отношение постоянных времени ПК и ИН:

$$\tau_1/\tau_0 = \eta_1 U_0 I_0 / (U_1 I_1) = (U_0/U_1) (\eta L_1/L_0)^{1/2}.$$

Для рассмотренной выше схемы с последовательным подключением к ПК одинаковых N_0 секций ИН в режиме оптимального согласования $N_0^2 L_1/L_0 = 4$, а $N_0 \geq 8$. Если $U_1 \gg U_0$, то $\tau_1/\tau_0 \leq \leq U_0/(4U_1) \ll 1$. Поэтому по сравнению с ИН размеры ПК могут быть существенно меньше, да и вообще появляется возможность оптимизировать геометрию обмотки L_0 только по зарядным параметрам, а L_1 — по разрядным.

В одном из вариантов системы с ПК, представляющим наибольший практический интерес, начальная энергия W_0 запасается в сверхпроводящем ИН. Коммутаторами тока с модульной мощностью P_1 эта энергия должна передаваться в резистивный ПК при заданных к. п. д. η_1 и отношении потерь энергии ΔW_1 к энергии W_1 , которая впоследствии может быть выведена из ПК без ограничения разрядной мощности предельным значением dB/dt , выше которого сверхпроводимость уже не сохраняется. Для простоты ограничимся случаем, когда ПК представляет собой однородный однослойный соленоид с малым отношением $r/l = f$ внутреннего радиуса обмотки r к ее длине l . Предполагается, что коэффициент заполнения обмотки проводником мало отличается от единицы. Коэффициент магнитной диффузии этого проводника D_1 также относится к заданным параметрам. Наконец, задаются начальная индукция B_0 в сверхпроводящем ИН и отношение индукций в каскадах $B_1/B_0 = b$. Этих данных достаточно, чтобы оценить размеры, число витков v и ток I_1 соленоида, а также число секций N_0 сверхпроводящего ИН.

Как уже отмечалось, максимальный к. п. д. передачи энергии ИН в ПК по схеме рис. 2 $\eta = 0,65$ при

$$N_0^2 L_1 = 4 L_0. \quad (3)$$

В [11] показано также, что энергия, рассеиваемая коммутаторами в процессе переключения тока по схеме рис. 2 (с максимальным к. п. д.)

$$W_R = W_0 \ln 5/N_0. \quad (4)$$

Из-за активных потерь в обмотке ПК к. п. д. существенно не изменится, если

$$\Delta W_1/W_1 = \alpha(1 - \eta_1) \leq 0,1,$$

т. е. $\alpha \leq 1/3$. Энергия ΔW_1 определяется потоком вектора Пойнтинга в обмотку ПК за время нарастания тока до максимума. Для оценок ΔW_1 можно воспользоваться методом поверхностного

слоя, полагая его толщину $\delta = [D_1 B (dt/dB)]^{1/2}$. В соответствии с (4) в этом приближении

$$\frac{\Delta W_1}{W_1} = \frac{4}{r} \left(\frac{D_1 W_0 \ln 5}{N_0 P_1} \right)^{1/2} \int_0^1 \left(x \frac{d\theta}{dx} \right)^{1/2} x dx,$$

где x — отношение мгновенного значения тока к максимальному; $\theta = t/(N_0 \tau_1)$.

При $x = \theta^{1/2}$ интеграл равен 0,47, а для $x = \sin^2(\pi\theta/2)$ не превосходит 0,45. Положив его величину равной 1/2, получим:

$$2 \left(\frac{D_1 W_0 \ln 5}{N_0 P_1} \right)^{1/2} = \alpha (1 - \eta_1) r. \quad (5)$$

Без учета поправок порядка f из-за искажения магнитного поля у края соленоида имеем

$$L_1 = \pi f \mu_0 r v^2. \quad (6)$$

С той же точностью

$$f \mu_0 v I_1 = b B_0 r; \quad (7)$$

$$\pi r^3 b^2 B_0^2 = 2 f \mu_0 \eta_1 W_0. \quad (8)$$

С помощью (3) — (8) находим:

$$r = \left(\frac{2 f \mu_0 \eta_1 W_0}{\pi b^2 B_0} \right)^{1/3}; \quad N_0 = \frac{4 \ln 5 D_1 W_0}{\alpha^2 (1 - \eta_1)^2 P_1 r^2}; \quad \tau_1 = \frac{W_0 \ln 5}{N_0^2 P_1};$$

$$v = \left(\frac{8 W_0}{\pi f \mu_0 r} \right)^{1/2} \cdot \frac{1}{N_0 I_0}; \quad I_1 = \frac{b B_0 r}{f v \mu_0}.$$

В представленных формулах для удобства вычислений и сокращения записи каждый новый параметр выражается через заданные и определенные ранее. Нетрудно представить их все зависящими только от параметров исходных.

Обмотки из сплава NbTi после специальной обработки способны пропускать ток $I_0 = 25$ кА в магнитном поле $B_0 = 5$ Тл. В [12] сообщалось о разработке для сверхпроводящих ИН коммутаторов с разрывной мощностью $P_1 \approx 100$ МВт. При $W_0 = 1$ ГДж, $D_1 = 0,02$ м/с, $\eta_1 = 0,65$, $\alpha = 1/3$, $b = 1$, $f = 0,1$ из полученных формул имеем: $r = 1,3$ м, $l = 13$ м, $N_0 = 80$, $\tau_1 = 2,6$ мс, $N_0 \tau_1 = 0,20$ с, $v = 64$, $I_1 = 0,8$ МА. Для системы с такими параметрами максимальная скорость изменения индукции по оценке $(dB/dt)_{\max} \approx B_0 (N_0 \tau_1) \approx 25$ Тл/с не достигает предела, угрожающего разрушением сверхпроводимости.

Сверхпроводящий ИН в этом случае состоит из 80 автономных катушек, заряжаемых одновременно или поочередно от одного и того же источника питания. Катушкой может быть, например, соленоид с внутренним радиусом обмотки 0,34 м, длиной 3,4 м. Если соленоиды располагаются вертикально в шахматном порядке, то при кратчайшем расстоянии между внутренними поверхностями их обмоток, равном 2 м ИН занимает площадь 750—800 м². К зданию, в котором он размещается, никаких специальных

требований по прочности фундамента и стойкости к вибрациям не предъявляется. Не требуется и мощная сеть для раскручивания электромашинных агрегатов, кинетическая энергия которых затем преобразуется в магнитную, а частично рассеивается в обмотке из обычного проводника. Однако наличие криогенной техники (пока все еще с жидким гелием) обуславливает необходимость в достаточно надежной, гарантирующей безопасность системе аварийной защиты при длительном хранении энергии порядка гигаджоулей, усложняется также коммутация тока с его переключением в обоих каскадах.

Необходимо отметить, что из-за высокой стоимости сверхпроводящего материала обмотки энергокомплекс со сверхпроводящим ИН оказывается дороже, чем аналогичный с резистивной обмоткой и мощными электромашинными зарядными агрегатами.

Выводы. 1. Применение каскадных систем с ИН с высокоэффективной межкаскадной передачей энергии позволяет повысить надежность системы коммутации при ступенчатом переключении тока и увеличить разрядную мощность выходного каскада.

2. Особый интерес представляют системы с начальным запасом энергии порядка гигаджоулей в сверхпроводящем ИН. Однако их реализация зависит от того, удастся ли значительно снизить стоимость уже используемых материалов или создать конкурентоспособные новые на основе высокотемпературной сверхпроводимости. Во всяком случае исследования в обоих этих направлениях приобретают дополнительный стимул.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бурцев В. А. Быстрый линейный θ-пинч с индуктивно-емкостным накопителем энергии. — Вопросы атомной науки и техники. Сер.: Термоядерный синтез, 1981, № 1, с. 68—76.
2. Цукер О. С., Бостик У. Г. Теория и практика накопления и сжатия энергии. — В сб. Накопление и коммутация энергии больших плотностей. — М.: Мир, 1979, с. 85—119.
3. Baker W. L., Degnan J. H., Reinavsky R. E. High energy pulse power development and application to fast imploding plasma liner. — В кн.: Сверхсильные магнитные поля. — М.: Наука, 1984.
4. Емкостные накопители предельных параметров для электрофизических установок / П. Н. Дащук, С. Л. Зайенц, Г. С. Кичаева и др. — Изв. АН СССР. Сер.: Энергетика и транспорт, 1977, № 6, с. 32—42.
5. Основные физические и инженерные проблемы создания токамака с сильным полем и адиабатическим сжатием плазмы / Э. А. Азизов, Ю. А. Алексеев, Н. Н. Бревнов и др. Атомная энергия, 1982, т. 52, № 2, с. 108—112.
6. Коммутирующая аппаратура для импульсных источников энергии на основе индуктивных накопителей / Б. А. Ларинов, А. М. Соловьев. В кн.: Физика и техника мощных импульсных систем / Под ред. Е. П. Велихова. — М.: Энерготомиздат, 1987, с. 105—127.
7. Котов Ю. А., Цыпленко А. П. Исследование взрывного размыкателя с кумулятивными диэлектрическими струями. — В кн.: Сверхсильные магнитные поля. Тр. 3-й международной конференции по генерации мегагауссных магнитных

полей и родственным экспериментам.— М.: Наука, 1984, с. 401—405.

8. А. с. № 1001200 (СССР). Способ передачи электро-магнитной энергии / А. П. Лотоцкий. Опубл. в Б. И. 1983, № 8.

9. Проблемы высокоеффективной передачи энергии из индуктивного накопителя в индуктивную нагрузку / А. С. Дружинин, В. Г. Кучинский, Б. А. Ларионов и др. Вопросы атомной науки и техники. Сер.: Термоядерный синтез, 1987, № 1, с. 50—56.

10. Мощный трехступенчатый разрывной коммутатор для электроразрядного устройства с индуктивным накопителем энергии / И. А. Иванов, А. П. Лотоцкий, Н. П. Пугачев,

В. А. Трухин. Приборы и техника эксперимента, 1982, № 4, с. 106—108.

11. Лотоцкий А. П. Об эффективности передачи магнитной энергии из индуктивных накопителей.— Электричество, 1985, № 6, с. 64—65.

12. Мощные сверхпроводящие размыкатели, управляемые магнитным полем / Н. М. Колядин, Ю. Д. Куроедов, В. Д. Пичугин, С. Г. Соловьев.— В кн.: Доклады Второй всесоюзной конференции по инженерным проблемам термоядерных реакторов, т. 3.— Л.: НИИЭФА, 1982, с. 227—232.

[26.12.88]

УДК 621.314.224.8.024

Динамика четырехтактных электромагнитных трансформаторов постоянного тока

ШАРОВ Е. Т., канд. техн. наук
Севастопольский приборостроительный институт

В системах регулирования, диагностики и защиты мощных тиристорных преобразователей используют в качестве датчиков выпрямленного тока в основном четырехтактные электромагнитные трансформаторы постоянного тока (ТПТ), составленные из двух включенных по последовательной схеме двухтактных ТПТ (полукомплекты — ПК) со сдвинутыми по фазе напряжениями питания $u_{n1}=U_m \sin \theta$, $u_{n2}=U_m \cos \theta$, $\theta=wt$ [1]. В [2] дан анализ переходных режимов двухтактных ТПТ при штатных коммутациях в первичной цепи и в цепи источника питания. Динамика четырехтактных ТПТ, в значительной мере определяющая их конструктивные параметры, практически не исследована. В статье рассматриваются условия возникновения и методы ограничения сильных токовых погрешностей четырехтактных ТПТ, возникающих при нарушении основного условия управляемости ТПТ [3]:

$$\begin{aligned} [B_1(\theta) \geq B_s \wedge B_2(\theta) \geq B_s] \vee [B_1(\theta) \leq -B_s \wedge B_2(\theta) \leq -B_s] \vee [B_3(\theta) \geq B_s \wedge B_4(\theta) \geq B_s] \vee [B_3(\theta) \leq -B_s \wedge B_4(\theta) \leq -B_s] = 0. \end{aligned} \quad (1)$$

В соответствии с (1) магнитопроводы двух насыщающихся трансформаторов (НТ) в каждом ПК не должны быть одновременно и однополярно насыщены (B_1 , B_2 , B_3 , B_4 — индукции в магнитопроводах соответственно НТ₁, НТ₂, НТ₃, НТ₄; B_s — индукция насыщения НТ).

Расчетные модели ТПТ.

Используем схему замещения (рис. 1) четырехтактного ТПТ, приведенную в [3]. В динамических и стационарных режимах ТПТ ток в цепи нагрузки

ки i_n формируется в любой момент θ как наибольший из вторичных токов $i_{21}(\theta)$, $i_{22}(\theta)$ первого (PK_1) и второго (PK_2) полукомплектов:

$$i_n(\theta) = \max|i_{21}(\theta)|, |i_{22}(\theta)|. \quad (2)$$

Основной особенностью динамики четырехтактных ТПТ является независимость условия (2) от режима работы ПК: режим источника тока, когда не насыщен один НТ ПК, или режим источника напряжения при потере управляемости ПК (рис. 1, осциллограмма нестационарного режима ТПТ с пульсирующим первичным током). Условие (2) является тактирующим: ПК, вторичный ток которого больше, находится в управляющем режиме; выход ПК (выпрямительный мост VS) подключен к общей нагрузке. Другой ПК работает в управляемом режиме, его выход короткозамкнут [3].

В соответствии с (2) возможна декомпозиция схемы замещения четырехтактного ТПК (рис. 1) и разделение его аналитической модели на две несвязные на такте подсистемы. Считая цепь питания ТПТ мощной, токи намагничивания i_{011} , i_{022} промежуточных трансформаторов тока в полукомплектах ПК равными нулю и выбирая в качестве базисных номинальные параметры ТПТ $U_0=U_m$ (амплитуда гармонического напряжения питания ПК), $I_0=I_{d\text{ном}}$ (номинальный приведенный к вторичным виткам НТ ток), получаем нормированную аналитическую модель четырехтактного ТПК в виде двух контурных дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_{13*}}{d\theta} + r_{1*}i_{21*} &= \sin(\theta + \alpha); \\ \frac{d\Psi_{23*}}{d\theta} + r_{2*}i_{22*} &= \cos(\theta + \alpha), \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где базисные величины $\Psi_6 = U_6/\omega = 2B_{mxx}w_2S$ (w_2, S — параметры НТ, B_{mxx} — индукция холостого хода в магнитопроводе НТ); $r_6 = U_6/I_6$, Ψ_{13}, Ψ_{23} — эквивалентное потокосцепление (индукция) контура первой ступени соответственно PK_1, PK_2 , включающее потокосцепление вторичных обмоток двух НТ и потокосцепления квазилинейных вторичных элементов (индуктивности рассеяния питающего трансформатора — ТП, соединительные кабели и т. д.); $r_{1(2)*} = r_{1(2)}/r_6$ — относительное падение напряжения на нагрузке ПК при $i_{d*} = \text{const}$; α — фаза коммутации.

В (3) сопротивление нагрузки ПК кусочно-постоянное: в управляющем режиме ПК оно включает общее сопротивление нагрузки r_n и собственное сопротивление ПК r_{11}, r_{22} , а в управляющем режиме — только собственное сопротивление ПК.

При полной управляемости ТПТ и простых аналитических аппроксимациях первичного тока

i_d анализ динамики четырехтактного ТПТ возможен с помощью численно-аналитической модели, если использовать однозначную прямоугольную характеристику намагничивания НТ с ортогональными функциями $u_{HT} = \frac{d\Psi}{dt} = w_2S \frac{dB_{HT}}{dt}$, $i_{0,HT} = i_d - i_2$:

$$\frac{d\Psi_{HT}}{d\theta} i_0(\theta) = 0, |B| \leq B_s. \quad (4)$$

Тогда уравнения (3) электромагнитного процесса в ТПТ представляются в виде

$$\left. \begin{aligned} \frac{dB_{1(2)*}}{d\theta} &= \sin(\theta + \alpha) - r_{1*}i_d'; \\ \frac{dB_{3(4)*}}{d\theta} &= \cos(\theta + \alpha) - r_{2*}i_d'. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

и приводятся к системе трансцендентных уравнений, решение которой аналитически аппроксимируется.

Для расчета динамических режимов ТПТ с ненулевой дифференциальной индуктивностью насыщения вторичного контура используется цифровая модель ТПТ, особенностью которой является необходимость проверки в алгоритме второго ус-

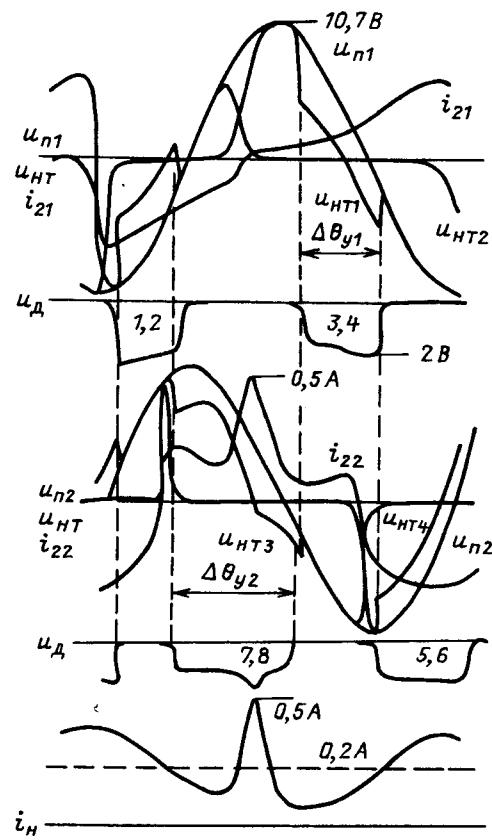
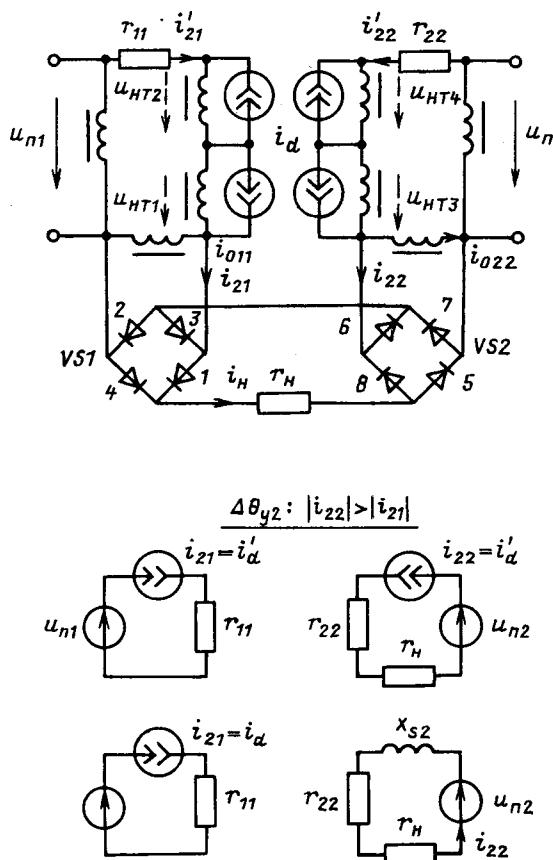


Рис. 1. Тактовая декомпозиция схемы замещения четырехтактного ТПТ в динамических режимах (осциллограмма нестационарного режима с пульсирующим первичным током — физическая модель: $B_{s*} = 0.9, r_{2*} = 0.2$)

Вологодская областная универсальная научная библиотека

ловия управляемости [3]:

$$|\sin \theta_n| \geq r_2 i_d^*, \quad (6)$$

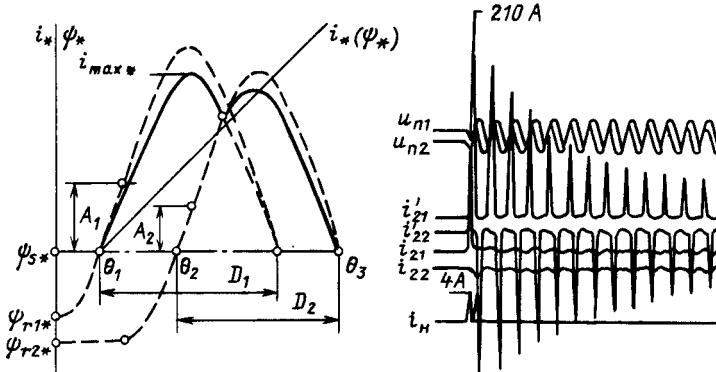
в соответствии с которым в момент θ_n переключения двух НТ в каждом ПК напряжение питания не должно быть меньше приведенного падения напряжения на нагрузке ПК. При нарушении условия (6) в графике вторичного тока ПК возникает провал. Ток нагрузки i_n не искажается в соответствии с (2), если длительность провала во вторичном токе ПК не превышает 90° [1, 3].

При нарушении условия (1) всплеск тока полукомплекта, трансформирующийся в цепь нагрузки, рассчитывается на каждом шаге $\Delta\theta$ как переходный ток при включении rL -цепи на синусоидальное напряжение. Для определения дифференциальной индуктивности насыщения контура первой ступени ПК при включенной первичной цепи ($i_d \neq 0$) на шаге $\Delta\theta$ используется нелинейная аддитивная вебер-амперная характеристика $\Psi_y(i_*)$ контура, пересчитываемая в характеристику $x_{2*}(H_* = i_{0*})$ на основе приведенной в [1] зависимости магнитной проницаемости насыщения μ_s НТ от постоянной составляющей напряженности магнитного поля в режиме двойного намагничивания. Эта же характеристика используется и для расчета интервала коммутации γ двух НТ в каждом полукомплекте.

Момент переключения ПК на общую нагрузку в численном алгоритме определяется как момент окончания переключения двух НТ в любом ПК. Управляющим считается ПК, перемагничивание НТ которого в ненасыщенной области начинается позже, чем в другом ПК.

Переходные режимы четырехтактных электромагнитных ТПТ разделим на две группы: режимы с отключенной первичной цепью ($i_d = 0$); режимы с включенной первичной цепью ($i_d \neq 0$).

Переходные процессы в четырехтактных ТПТ в режимах холостого хода.



При определении условий возникновения всплесков вторичного тока в ПК ТПТ в режимах холостого хода общую нагрузку r_n можно не учитывать (для встроенного КТПТВ ± 750 , например, ток холостого хода на второй ступени $I_{x,x} = 4,35$ мА при $r_n = 0$, $I_{x,x} = 4,3$ мА при $r_n = 30$ Ом, т. е. менее $0,5\% I_{\text{ном}}$).

При включении четырехтактного ТПТ на холостой ход возможно появление всплесков вторичных токов $i_{21}(\theta)$, $i_{22}(\theta)$ в обоих ПК (осциллограммы рис. 2). При определенных начальных условиях (остаточные индукции НТ, момент замыкания контактов выключателя) могут возникнуть условия для всплесков наибольшей амплитуды. Расчет всплесков вторичного тока только одного ПК аналогичен расчету броска тока намагничивания (БТН) в двухтактном ТПТ [2]. Выделим особенности расчета сдвоенных БТН (рис. 2). Графически однополярные всплески вторичного контура ПК ($\alpha = 0$)

$$\Psi_*(\theta) = \Psi_{r*} + 1 - \cos \theta - r_{2*} \int_0^\theta i_{2*} d\theta \quad (7)$$

на линейную вебер-амперную характеристику вторичного контура ПК (для совпадения кривых i_* и $\Psi_*(\theta) > \Psi_{s*}$ масштаб тока i_{2*} принят в $1/x_{2*}$ раз меньше масштаба Ψ_* [4]). Моменты возникновения однополярных БТН в ПК

$$\theta_1 = \arccos[1 - (\Psi_s - \Psi_{r1*})] = \arccos A_1;$$

$$\theta_2 = \arccos[1 - (\Psi_s - \Psi_{r2*})] = \arccos A_2 + \pi/2,$$

где $\Psi_{r1*} = 0,5(B_{r1} + B_{r2})$, $\Psi_{r2*} = 0,5(B_{r3} + B_{r4})$ — эквивалентные остаточные индукции ПК при замене двух НТ одним тороидом с удвоенным сечением [2]; A_1 , A_2 — относительное смещение оси $\Psi_*(\theta)$ относительно оси Ψ_{s*} (рис. 2).

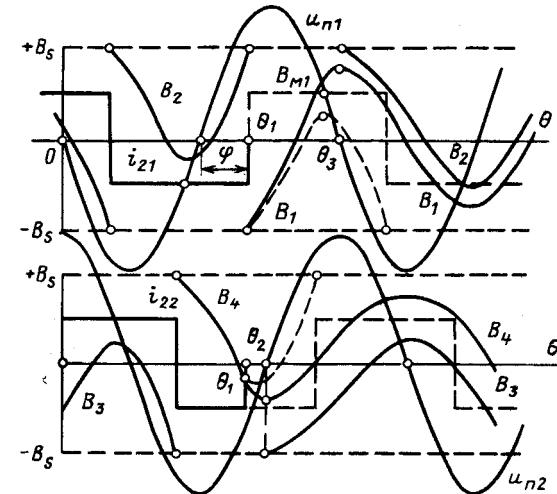


Рис. 2. Графическое построение бросков тока намагничивания полукомплектов и осциллограмма (ТПТ-10) вторичных токов полукомплектов при включении ТПТ на холостой ход (а) и диаграмма отключения первичного тока ТПТ (б)

Вологодская областная универсальная научная библиотека

Предельный всплеск тока в полукомплекте при $r_2 = 0$

$$i_*(\theta) = 1/x_{2*}(-\cos \theta + A); i_{\max*} = (1+a)/x_{2*}, \quad (8)$$

где x_{2*} — индуктивность насыщения вторичного контура ПК, включающая дифференциальные индуктивности насыщения двух НТ и квазилинейные индуктивности рассеяния ТП, индуктивности кабелей и т. п. [3], графически имеет вид усеченной синусоиды с основанием $D_{1(2)} = 2\pi - \theta_{1(2)} = 2\pi - \arccos A_{1(2)}$, $\cos \frac{D_{1(2)}}{2} = -A_{1(2)}$.

В [4] величина $1/x_{2*} = U_{m*}/x_{2*}$ определена как амплитуда порождающей синусоиды БТН. Вместе с параметром A параметр x_{2*} определяет характеристики переходного БТН четырехтактного ТПТ (интегральные характеристики I_d , I_{cr} полного тока и гармоник, амплитуда всплесков и т. д.). Среднеквадратичное значение наибольшего БТН в первом периоде [4]

$$I_{d*} = \frac{1}{x_{2*}} \sqrt{(1+A^2) \left(1 - \frac{\arccos A}{\pi}\right) + \frac{3A}{\pi} \sqrt{1-A^2}}.$$

Ток в цепи нагрузки i_n при максимальных всплесках тока в полукомплектах имеет двухпиковий характер (рис.2):

$$i_{n*} = \begin{cases} \frac{1}{x_{21*}}(-\cos \theta + A_1), & \theta_1 \leq \theta \leq \theta_2; \\ \frac{1}{x_{22*}} \left[-\cos \left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) + A_2 \right], & \theta_2 \leq \theta \leq \theta_3. \end{cases} \quad (9)$$

При $A_1 = A_2 = A$ длительность интервала совмещения всплесков $i_{21}(\theta)$, $i_{22}(\theta)$ $\Delta\theta_c = \frac{3\pi}{2} - 2 \arccos A$, длительность сдвоенного всплеска в цепи нагрузки $D = 2D_1 - \Delta\theta_c = \frac{5\pi}{2} - 2 \arccos A$.

Для четырехтактных ТПТ первого поколения $B_s/B_{m\text{ x.x.}} = 1,25$ [1], по данным измерений остаточных индукций в НТ $B_{r\text{ np}} \leq 0,7 B_{m\text{ x.x.}}$. Тогда $A_{\max} \leq 0,55$ и $i_{\max*} \leq 1,55/x_{2*}$. Согласно измерениям на натурных осциллограммах основания D наибольших всплесков тока в полукомплектах достигают $150-200^\circ$, а амплитуда всплесков $i_{\max*} = i_{\max}/I_{2\text{ nom}} = 8-10$, т. е. при всплесках индуктивность x_{2*} вторичных контуров ПК снижается до значений $0,15-0,2$. Сдвоенный БТН четырехтактного ТПТ с параметрами (8), (9) можно использовать как расчетный для оценки влияния на вторичные системы.

В цепь нагрузки из ПК трансформируется не более одного-двух всплесков (рис. 2), так как однополярный БТН быстро насыщает магнитопровод маломощного трансформатора тока ТА₁₍₂₎ второй ступени. Выходы ПК шунтируются ветвями намагничивания ТА₁, ТА₂ до выпрямительных мостов VS1, VS2, и медленно затухающие БТН замыкаются в контуре первой ступени ПК. В связи с этим в четырехтактных ТПТ

расчет затухающих всплесков вторичного тока ПК достаточен только для первого периода включения. В первом приближении из (7) после подстановки (8) получим

$$\begin{aligned} \Psi_*(\theta) - \Psi_{r*} &= 1 - \cos \theta - \frac{1}{\tau_{2*}} \int_{\arccos A}^{\theta} (A - \cos \theta) d\theta = \\ &= 1 - \cos \theta - \frac{1}{\tau_{2*}} [A(\theta - \arccos A) - \sin \theta + \sqrt{1-A^2}], \end{aligned}$$

откуда

$$i_* = \frac{1}{x_{2*}} \left[A - \cos \theta - \frac{A(\theta - \arccos A) - \sin \theta + \sqrt{1-A^2}}{\tau_{2*}} \right],$$

где $\tau_{2*} = \frac{x_{2*}}{r_{2*}}$ — относительная постоянная времени вторичного контура ПК при насыщении НТ.

При $\theta = \pi$ амплитуда всплеска тока с учетом затухания

$$i_{\max*} = \frac{1}{x_{2*}} \left[1 + A - \frac{A(\pi - \arccos A) + \sqrt{1-A^2}}{\tau_{2*}} \right]. \quad (10)$$

В практическом диапазоне нагрузок ТПТ $r_{2*} = 0,05-0,2$ затухание всплесков в первом периоде составляет $20-50\%$.

Используя (5),

$$\Delta B_* = (B_s - B_{r*})_* \geq \int_0^{\pi} \sin \theta d\theta,$$

получаем условие отсутствия БТН при включении четырехтактного ТПТ на холостой ход

$$\frac{B_s - B_{r*}}{B_{m\text{ x.x.}}} \geq 2; B_{m\text{ x.x.}} \leq 0,5 (B_s - B_{r*}).$$

В четырехтактных ТПТ, как и в двухтактных ТПТ [2], для исключения БТН при насыщении НТ можно использовать определенное соотношение между индукциями холостого хода НТ и питающего трансформатора ТП:

$$\frac{B_{m\text{ ТП}}}{B_{m\text{ НТ}}} > \frac{(B_s - B_{r\text{ np}})_{\text{ТП}}}{B_s - B_{r*}}. \quad (11)$$

В соответствии с (11) для ТП, магнитопровод которого выполнен из холоднокатаной стали 3411, значение $B_m \approx 1,5-1,7$ Тл, а для НТ (пермаллой 79 НМ) — $B_m \approx 0,3-0,4$ Тл.

Условие полной управляемости (отсутствие всплесков вторичного тока ПК) четырехтактного ТПТ при скачкообразном отключении первичного тока (рис. 2) установим исходя из предельно возможных значений переменной составляющей индукции в магнитопроводах НТ. Так же как и для двухтактного ТПТ предельное значение B_m соответствует отключению i_d в момент переключения НТ одного из ПК (рис. 2):

$$B_{m*} = \int_{-\pi}^{\pi} \sin \theta d\theta = 1 + \cos \varphi = 1 + r_{n*} \frac{\pi}{4} (2k + 1),$$

где $\cos \varphi$ определен для четырехтактного ТПТ с симметричной собственной нагрузкой r_{11}, r_{22} полу-комплектов ($k = r_{11}/r_n = r_{22}/r_n$ — нагрузочный коэффициент [3]). При $k = 0$

$$B_{m*} = 1 + r_{n*} \frac{\pi}{4}$$

и условие отсутствия всплесков вторичного тока ПК

$$B_{m*} \leq 2b_{s*}, \quad B_{s*} \geq 0,5 + r_{n*} \frac{\pi}{8}, \quad B_{m*x} < \frac{B_s}{1 + r_{n*} \frac{\pi}{4}}.$$

Во втором ПК увеличение индукции в ненасыщенном НТ происходит в интервале $\theta_2 - \theta_3$ (рис. 2) и незначительно ввиду малости $\Delta\theta = \theta_3 - \theta_2$.

Переходные процессы в четырехтактных ТПТ при включенной первичной цепи. Из динамических режимов включения одного из источников в схеме ТПТ (цепь питания и первичная цепь) при включенном другом источнике в качестве расчетного выберем включение напряжения питания при включенной первичной цепи ($i_d \neq 0$), что соответствует, например, восстановлению и $u_n(\theta)$ после к. з. в цепи питания. Начальные условия: $B_1(0) = B_3(0) = -B_s, B_2(0) = B_4(0) = B_s$ и фаза включения $\varphi_{\text{вкл}} = \arcsin r_n$, где r_n — полное сопротивление ПК в управляющем режиме, соответствуют максимально возможной длительности переходного электромагнитного процесса в ТПТ и максимальной амплитуде B_{m*} переменной составляющей индукции в магнитопроводе НТ. Так как увеличение переменной составляющей индукции в первом периоде переходного процесса происходит в управляющем режиме ПК, то

$$B_{m*} = \int_{\arcsin r_n}^{\pi - \arcsin r_n} (\sin \theta - r_{n*}) d\theta =$$

$$= 2\sqrt{1 - r_{n*}^2} - r_{n*}(\pi - 2 \arcsin r_{n*}),$$

откуда следует условие выбора параметров НТ по критерию управляемости (1):

$$B_{m*} \leq 2B_{s*} = \frac{B_s}{B_{m*x}} = 2\sqrt{1 - r_{n*}^2} - r_{n*}(\pi - 2 \arcsin r_{n*})$$

или

$$B_{m*x} = \frac{U}{2\omega_2 S} \leq \frac{B_s}{2\sqrt{1 - r_{n*}^2} - r_{n*}(\pi - 2 \arcsin r_{n*})}.$$

Особенностью переходных электромагнитных процессов в четырехтактных ТПТ (как и в двухтактных [2]) при включенной первичной цепи является неравенство нулю среднего значения токов ПК за цикл (две полуволны тока), пере-

магничивания НТ ПК. При $i_d = I_d = \text{const}$ в динамическом режиме происходит выравнивание длительностей полуволн вторичных токов ПК. Кусочно-постоянный характер нагрузки ПК по тактам динамического режима приводит к увеличению свободного заряда $Q_{\text{св}}$ во вторичной цепи ПК по сравнению с двухтактным ТПТ. Расчет $Q_{\text{св}}$ необходим для оценки возможного насыщения промежуточных трансформаторов тока TA_1, TA_2 второй ступени ТПТ.

Обозначив через $k_1 = r_{11}/r_n, k_2 = r_{22}/r_n$ нагрузочные коэффициенты полуокомплектов [3]; $\varphi_{1n}, \varphi_{2n}$ — моменты появления положительной и отрицательной полуволны вторичного тока первого полуокомплекта в n -м периоде, $\varphi_{3n}, \varphi_{4n}$ — аналогично для второго ПК (рис. 3), получим из условий замкнутости гистерезисных циклов НТ (отсчет θ от нуля $\sin \theta$):

$$\int_{\varphi_{1n}}^{\varphi_{3n}} [\sin \theta - r_{n*}(k_1 + 1)] d\theta + \int_{\varphi_{3n}}^{\varphi_{2n}} (\sin \theta - k_1 r_{n*}) d\theta = 0;$$

$$\int_{\varphi_{2n}}^{\varphi_{4n}} [\sin \theta + r_{n*}(k_1 + 1)] d\theta + \int_{\varphi_{4n}}^{\varphi_{1(n+1)}} (\sin \theta + k_1 r_{n*}) d\theta = 0;$$

$$\int_{\varphi_{3n}}^{\varphi_{2n}} [-\cos \theta - r_{n*}(k_2 + 1)] d\theta + \int_{\varphi_{2n}}^{\varphi_{4n}} (-\cos \theta - k_2 r_{n*}) \times$$

$$\times d\theta = 0;$$

$$\int_{\varphi_{4n}}^{\varphi_{1(n+1)}} [-\cos \theta + r_{n*}(k_2 + 1)] d\theta +$$

$$\int_{\varphi_{1(n+1)}}^{\varphi_{3(n+1)}} (-\cos \theta + k_2 r_{n*}) d\theta = 0$$

систему трансцендентных уравнений для длительности полуволн токов $\tau_{1n}, \tau_{2n}, \tau_{3n}, \tau_{4n}$:

$$\tau_{1n} = \varphi_{2n} - \varphi_{1n} = \frac{1}{k_1 r_{n*}} (\cos \varphi_{1n} - \cos \varphi_{2n} - r_{n*} \Delta \theta_{y1n});$$

$$\tau_{2n} = \varphi_{1(n+1)} - \varphi_{2n} =$$

$$= \frac{1}{k_1 r_{n*}} (\cos \varphi_{1(n+1)} - \cos \varphi_{2n} - r_{n*} \Delta \theta_{y2n});$$

$$\tau_{3n} = \varphi_{4n} - \varphi_{3n} = \frac{1}{k_2 r_{n*}} (\sin \varphi_{3n} - \sin \varphi_{4n} - r_{n*} \Delta \theta_{y3n});$$

$$\tau_{4n} = \varphi_{3(n+1)} - \varphi_{4n} =$$

$$= \frac{1}{k_2 r_{n*}} (\sin \varphi_{3n} - \sin \varphi_{4n} - r_{n*} \Delta \theta_{y4n}),$$

где $\Delta \theta_{y1n} = (\varphi_{3n} - \varphi_{1n}), \Delta \theta_{y2n} = (\varphi_{4n} - \varphi_{2n}), \Delta \theta_{y3n} = (\varphi_{2n} - \varphi_{3n}), \Delta \theta_{y4n} = (\varphi_{1(n+1)} - \varphi_{4n})$ — длительности работы НТ (полукомплект) в управляющем режиме в n -м периоде.

При симметричной нагрузке ПК ($k_1 = k_2 = k$) свободные составляющие во вторичных токах ПК в n -м периоде (отсчет фаз $\varphi_{3n}, \varphi_{4n}$ относительно

нуля $\cos \theta$):

$$\begin{aligned}\Delta \theta_{cb1n} &= \tau_{1n} - \tau_{2n} = \\ &= \frac{k+1}{kr_{n*}} [\cos \varphi_{1n} - \cos \varphi_{1(n+1)} - \frac{r_{n*}}{k+1} \Delta \theta_{y12n}]; \\ \Delta \theta_{cb2n} &= \tau_{3n} - \tau_{4n} = \\ &= \frac{k+1}{kr_{n*}} [\cos \varphi_{3n} - \cos \varphi_{3(n+1)} - \frac{r_{n*}}{k+1} \Delta \theta_{y34n}],\end{aligned}\quad (12)$$

где $r_n = r_h + r_{11(22)}$ — полное сопротивление нагрузки ПК в управляющем режиме; $\Delta \theta_{y12n} = (\Delta \theta_{y1n} - \Delta \theta_{y2n}) = (\tau_{1n} - \tau_{3n})$, $\Delta \theta_{y34n} = (\Delta \theta_{y3n} - \Delta \theta_{y4n}) = (\tau_{3n} - \tau_{4n})$ — разности длительности работы в управляющем режиме НТ соответственно первого и второго ПК в n -м периоде.

Интегральная свободная составляющая во вторичных токах ПК:

$$\begin{aligned}\theta_{cb1} &= \sum_{n=1}^{\infty} \Delta \theta_{cb1} = \frac{k+1}{kr_{n*}} \times \\ &\times \left[\sum_{n=1}^{\infty} \cos \varphi_{1n} - \cos \varphi_{1(n+1)} - \frac{r_{n*}}{k+1} \sum_{n=1}^{\infty} \Delta \theta_{y12n} \right]; \\ \theta_{cb2} &= \sum_{n=1}^{\infty} \Delta \theta_{cb2} = \frac{k+1}{kr_{n*}} \times \\ &\times \left[\sum_{n=1}^{\infty} \cos \varphi_{3n} - \cos \varphi_{3(n+1)} - \frac{r_{n*}}{k+1} \sum_{n=1}^{\infty} \Delta \theta_{y34n} \right].\end{aligned}\quad (13)$$

При $k \rightarrow \infty$ ($r_h = 0$), когда полукомплекты работают независимо, из (12), (13) следуют соотношения для двухтактной ТПТ [3]:

$$\begin{aligned}\Delta \theta_{cbn} &= \frac{1}{r_{n*}} [\cos \varphi_{1n} - \cos \varphi_{1(n+1)}]; \\ \theta_{cb} &= \frac{1}{r_{n*}} \left(\sqrt{1 - r_{n*}^2} - r_{n*} \frac{\pi}{2} \right).\end{aligned}\quad (14)$$

При $k_1 = k_2 = 0$ ($r_{11} = r_{22} = 0$) моменты появления полуволн вторичных токов $i_{21}(\theta)$, $i_{22}(\theta)$ определяются из системы уравнений

$$\begin{aligned}\sin \varphi_{4n} - \sin \varphi_{3n} - r_{h*}(\varphi_{4n} - \varphi_{1n}) &= 0; \\ \cos \varphi_{1n} - \cos \varphi_{2n} - r_{h*}(\varphi_{3n} - \varphi_{1n}) &= 0; \\ \sin \varphi_{3n} - \sin \varphi_{4(n+1)} - r_{h*}(\varphi_{2n} - \varphi_{3n}) &= 0; \\ \cos \varphi_{2n} - \cos \varphi_{1(n+1)} - r_{h*}(\varphi_{2n} - \varphi_{4(n+1)}) &= 0; \\ \sin \varphi_{4(n+1)} - \sin \varphi_{3(n+1)} - r_{h*}(\varphi_{4(n+1)} - \varphi_{1(n+1)}) &= 0,\end{aligned}$$

откуда длительности полуволн вторичных токов ПК в n -м периоде

$$\tau_{1n} = \frac{1}{r_{n*}} [\cos \varphi_{1n} - \cos \varphi_{2n} + \sin \varphi_{3n} - \sin \varphi_{4(n+1)}];$$

$$\tau_{2n} = \frac{1}{r_{n*}} [\cos \varphi_{1(n+1)} - \cos \varphi_{2n} + \sin \varphi_{3(n+1)} - \sin \varphi_{4(n+1)}];$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

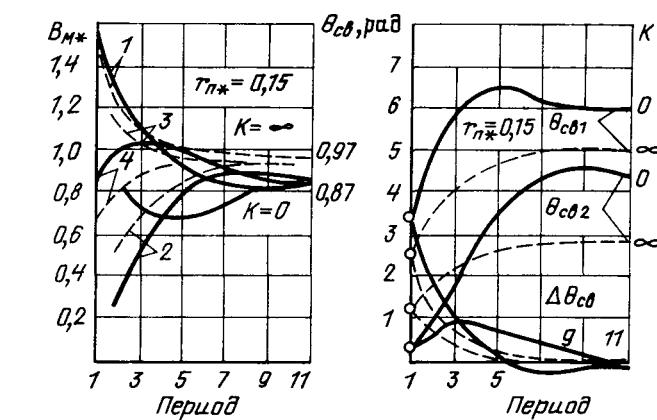
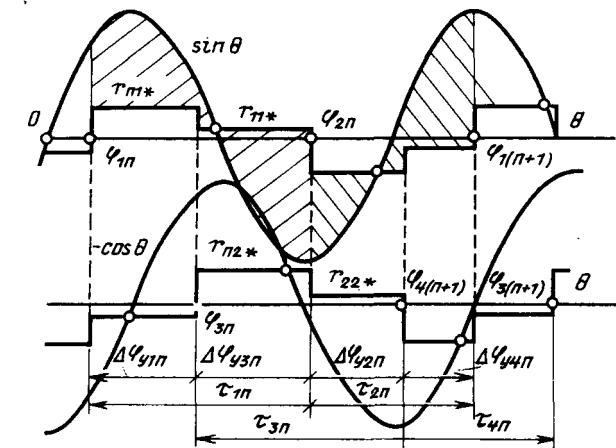


Рис. 3. Временная диаграмма и динамические характеристики четырехтактного ТПТ при включении первичной цепи

$$\tau_{3n} = \frac{1}{r_{n*}} [\cos \varphi_{1(n+1)} - \cos \varphi_{2n} + \sin \varphi_{3n} - \sin \varphi_{4(n+1)}];$$

$$\tau_{4n} = \frac{1}{r_{n*}} [\cos \varphi_{1n} - \cos \varphi_{2n} + \sin \varphi_{3n} - \sin \varphi_{4n}]$$

и свободные составляющие во вторичных токах ПК в n -м периоде:

$$\Delta \theta_{cb1n} = \frac{1}{r_{n*}} [\cos \varphi_{1n} - \cos \varphi_{1(n+1)} + \sin \varphi_{3n} - \sin \varphi_{3(n+1)}];$$

$$\Delta \theta_{cb2n} = \frac{1}{r_{n*}} [\cos \varphi_{1n} - \cos \varphi_{1(n+1)} - \sin \varphi_{4n} + \sin \varphi_{4(n+1)}].$$

Максимальное значение интегральной свободной составляющей во вторичном токе ПК₁ соответствует $\varphi_{1(1)} = \arcsin r_{h*}$; тогда $\varphi_{3(1)} = \arccos r_{h*}$,

$$\cos \varphi_{1(n+1)} = \sin \varphi_{3(n+1)} = -\sin \varphi_{4(n+1)} = r_{h*} \frac{\pi}{4} \quad (3)$$

и

$$\theta_{cb \max} = \sum_{n=1}^{\infty} \Delta \theta_{cb1n} = \frac{1}{r_{n*}} \left[\sqrt{1 - r_{h*}^2} - r_{h*} \left(\frac{\pi}{2} - 1 \right) \right]. \quad (15)$$

Из сравнения (14) и (15) следует, что в ПК четырехтактного ТПТ максимальная свободная составляющая вторичного тока больше, чем в двухтактном ТПТ. В диапазоне $r_{n*} = 0,05 \div 0,3$ это отношение составляет 1,05—1,62, т. е. возрастает с увеличением r_{n*} .

Во втором ПК

$$\theta_{cb} = \frac{1}{r_{n*}} \left[\sqrt{1 - r_{n*}^2} - r_{n*} \left(\frac{\pi}{2} + 1 \right) \right].$$

Максимальный свободный заряд во вторичной цепи ПК

$$Q_{cb \max} = \frac{I_d' \theta_{cb \max}}{\omega} = \frac{I_d'}{\omega r_{n*}} \left[\sqrt{1 - r_{n*}^2} - r_{n*} \left(\frac{\pi}{2} - 1 \right) \right].$$

Промежуточный трансформатор тока ТА второй ступени не насыщается при выполнении условия

$$(B_s - B_{r \text{ np}})_{TA*} \geq r_{2*} \theta_{cb \max}.$$

На рис. 3 приведены динамические характеристики четырехтактного ТПТ для $r_{n*} = 0,15$ в диапазоне $k = 0 \div \infty$. В практическом диапазоне нагрузок $r_n = 0,05 \div 0,2$ изменение нагрузочных коэффициентов k_1, k_2 незначительно влияет на амплитудные значения индукций B_m . Кусочно-постоянный характер нагрузки НТ₁—НТ₄ по тактам динамического режима, обусловленный чередованием управляющего и управляемого режимов ПК, приводит к возможности представления четырехтактного ТПТ в динамических режимах с включенной первичной цепью апериодическим звеном второго порядка: свободная составляющая электромагнитного процесса в ТПТ (амплитуды переменных составляющих индукций в магнитопроводах НТ, длительности полуволн вторичных токов ПК) аппроксимируется огибающей в виде линейной комбинации экспонент с постоянными времени $T_1 = 7,5/r_{n*}$ мс, $T_2 = 1,5/r_{n*}$ мс. Приняв отличие переходных величин (B_m, τ) от асимптотических не более 3 %, получим оценку длительности собственного переходного электромагнитного процесса в четырехтактном ТПТ в виде $N_n = 1,5/r_{n*}$ (периодов), что примерно в 1,5 раза больше, чем в двухтактных ТПТ (рис. 3).

Нестационарный режим четырехтактного ТПТ с пульсирующим первичным током $i_{d*} = 1 + k_m \sin \theta$ ($0 < k_m < 1$ — коэффициент модуляции) рассмотрим в полном диапазоне нагрузочных коэффициентов $k_1 = 0 \div \infty, k_2 = 0 \div \infty$, считая режим независимой работы ПК ($r_n = 0, k_1 = k_2$) предельным. Расчетным является установившийся нестационарный режим, когда в одном из ПК разность длительностей полуволн вторичного тока максимальна (рис. 4). Тогда в интервале наибольшей по длительности полуволны вторичного тока ПК максимальна амплитуда переменной составляющей индукции в магнитопроводе ненасыщенного НТ. Определим основные параметры установившегося электромагнитного процесса в предельном

($r_n = 0$) режиме четырехтактного ТПТ. Из условия равенства нулю среднего значения вторичного тока ПК (рис. 4)

$$\int_{-0,5\tau_1}^{0,5\tau_1} (1 + k_m \cos \theta) d\theta = \int_{0,5\tau_1}^{2\pi - 0,5\tau_1} (1 + k_m \cos \theta) d\theta$$

следуют трансцендентные уравнения для длительностей τ_1, τ_2 полуволн вторичного тока ПК:

$$\tau_1 + 2k_m \sin(0,5\tau_1) = \pi; \tau_2 - 2k_m \sin(0,5\tau_2) = \pi. \quad (16)$$

Для диапазона $k_m = 0 \div 0,6$ с погрешностью менее 5 % применимы решения (16):

$$\tau_1 = \pi - 2k_m; \tau_2 = \pi + 2k_m. \quad (17)$$

Фазы φ_1, φ_2 полуволн тока относительно полуволн напряжения питания определим из условия замкнутости гистерезисного цикла НТ:

$$\int_{\varphi_1}^{\varphi_1 + \tau_1} \sin \theta - r_{2*} [1 + k_m \sin(\theta - \beta)] d\theta = 0, \quad (18)$$

где β — фазовый сдвиг гармонической составляющей первичного тока ТПТ относительно напряжения питания полукомплекта (рис. 4).

Из (18) с учетом (17) получим

$$\varphi_1 \approx \arccos r_{2*} \frac{\pi}{2} + k_m;$$

$$\varphi_2 = \varphi_1 + \tau_1 - \pi = \arccos r_{2*} \frac{\pi}{2} - k_m.$$

Фазовый сдвиг β при максимальной разности длительностей τ_1, τ_2 полуволн тока i_2 равен фазе тока $k_m = 0[1]$:

$$\beta = \arccos r_{2*} \frac{\pi}{2},$$

т. е. расчетный режим соответствует появлению гармонической пульсации в первичном токе ТПТ в момент переключения НТ полукомплекта. В другом ПК длительности полуволн вторичного тока практически равны.

Из условия экстремума $\frac{dB*}{d\theta} = 0$ определим моменты γ_1, γ_2 максимумов переменных составляющих индукций [рис. 4, отсчет θ от нуля полуволны $u_n \theta$]:

$$\gamma_1 \approx \arcsin r_{2*} (1 + k_m); \gamma_2 \approx \arcsin r_{2*} (1 - k_m).$$

Амплитуда переменной составляющей индукции $B_1(\theta)$:

$$B_{1m*} = \int_{\varphi_1}^{\varphi_1} \sin \theta - r_{2*} [1 + k_m \sin(\theta - \beta)] d\theta = \\ = r_{2*} (\varphi_1 - \gamma_1) + k_m [\cos(\gamma_1 - \beta) - \cos(\varphi_1 - \beta)] + \\ + \cos \varphi_1 - \cos \gamma_1.$$

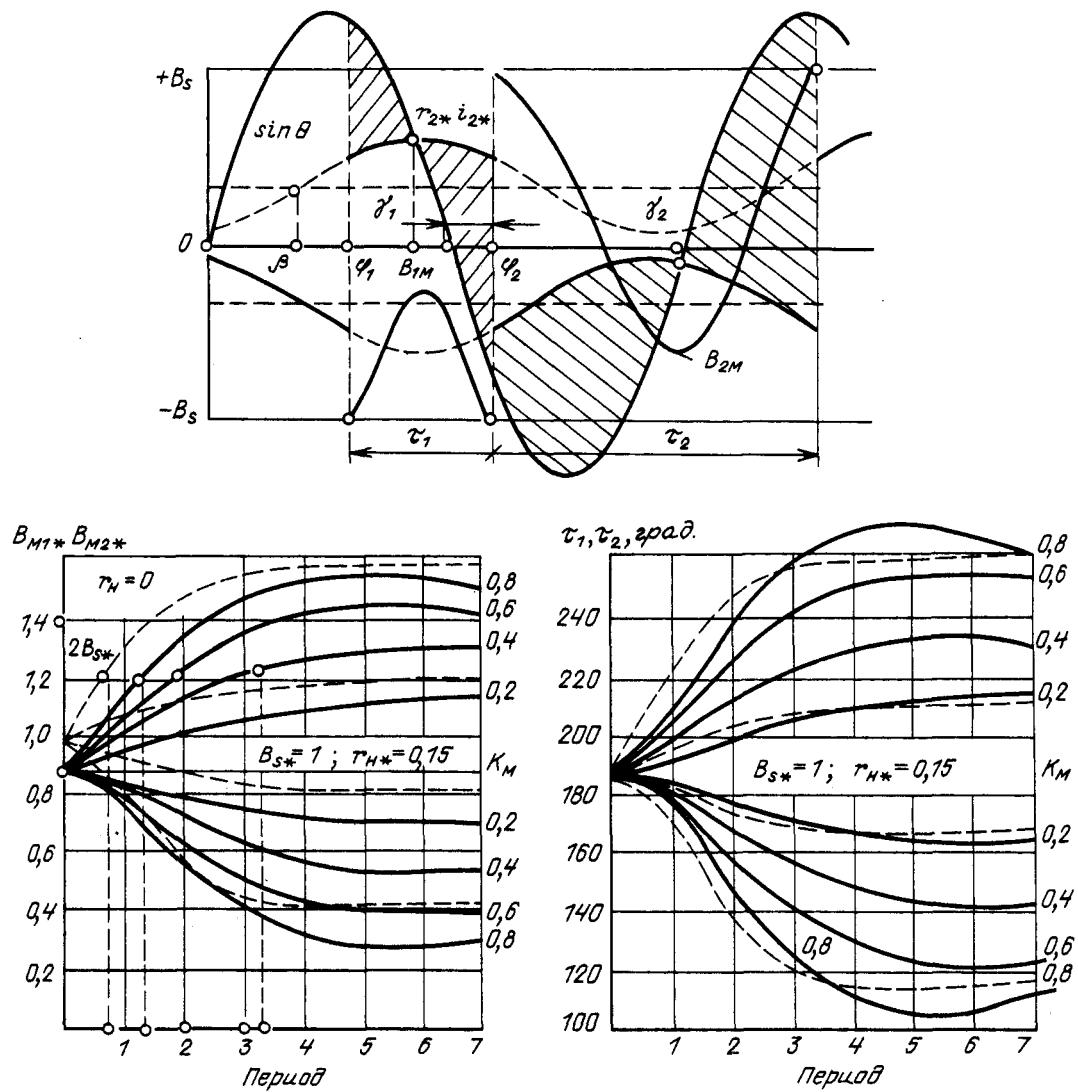


Рис. 4. Временная диаграмма установившегося настационарного режима и динамические характеристики четырехтактного ТПТ с пульсирующим первичным током

Аналогично вычисляется B_{2M} . При $r_2=0$ применимы аппроксимации

$$B_{1M*} \approx 1 - \sin k_m; \quad B_{2M*} \approx 1 + \sin k_m$$

или в диапазоне $k_m = 0 \div 0,6$ с погрешностью приближения не более 5 %

$$B_{1M*} \approx 1 - k_m; \quad B_{2M*} \approx 1 + k_m.$$

В практическом диапазоне нагрузок четырехтактного ТПТ, определяемом с учетом первичных сверхтоков [3], $r_{p*} = 0,05 \div 0,2$

$$B_{1M*} \approx 1 - k_m/1,5; \quad B_{2M*} \approx 1 + k_m/1,5. \quad (19)$$

Из (19) следует условие выбора параметров НТ по критерию управляемости (1):

$$B_{2M*} \leq 2B_{s*}; \quad B_{m x x} \leq \frac{B_s}{1 + k_m/1,5}. \quad (20)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

Предельный нагрузочный режим ($r_h=0, k_1=k_2=0$) является предельным и в динамике четырехтактного ТПТ при появлении гармонических пульсаций в первичном токе (рис. 4). В качестве асимптотических (принужденных) значений τ_1, τ_2 можно использовать (17). Так как при изменении k от ∞ до 0 максимальная амплитуда B_m в расчетном ПК изменяется медленнее к асимптотическому значению, то при B_m , превышающих предельное значение по (20), длительность работы четырехтактного ТПТ без потери управляемости возрастает. Так, при $2B_s=1,2, k_m=0,8$ и $k=\infty$ потеря управляемости ПК происходит уже в первом периоде динамического режима, а при $k=0$ — во втором периоде.

Индукция холостого хода НТ с учетом динамики ТПТ. Допустимые по критерию управляемости (1) в нестационарных режимах максимальные

Режим	$\min B_{s*}$	$\max B_{m\text{х.х}}$
Включение на холостой ход	$1 + B_{r\text{пр}}$	$0,5(B_s - B_{r\text{пр}})$
Отключение первичного тока	$0,5 + r_{n*} \frac{\pi}{8}$	$\frac{B_s}{1 + r_{n*} \frac{\pi}{4}}$
Включение $u_n(\theta)$ при включенной первичной цепи	$\sqrt{1 - r_{n*}^2} - 0,5r_{n*}(\pi - 2 \arcsin r_{n*})$	$\frac{B_s}{2\sqrt{1 - r_{n*}^2} - r_{n*}(\pi - 2 \arcsin r_{n*})}$
Пульсирующий первичный ток	$0,5(1 + k_m/1,5)$	$B_s/(1 + k_m/1,5)$

амплитудные значения переменной составляющей индукции B_m в магнитопроводах НТ четырехтактного ТПТ представим в таблице в виде ограничений для B_{s*} и $B_{m\text{х.х.}} = f(B_s)$.

При расчете допустимых значений $B_{m\text{х.х.}}$ примем:

для режимов включения ТПТ на холостой ход $B_{r\text{пр}} = 0,7 B_{m\text{х.х.}}$, $B_{r\text{пр}} = 0,35$, тогда $B_{m\text{х.х.}} \leq 0,37 B_s$;

при отключении первичного тока в диапазоне нагрузок $r_{n*} = 0 \div 0,2$ $B_{m\text{х.х.}} \leq (0,83 \div 1,0) B_s$;

при включении $u_n(\theta)$ диапазон $r_{n*} = 0 \div 0,2$; тогда $B_{m\text{х.х.}} \leq (0,5 \div 0,78) B_s$;

для режимов с пульсирующим первичным током диапазон $k_m = 0 \div 0,6$; тогда $B_{m\text{х.х.}} \leq (0,7 \div 1,0) B_s$.

Наиболее сильными из полученных ограничений являются ограничения на значение $B_{m\text{х.х.}}$ в режимах включения напряжения питания ТПТ. Выбор $B_{m\text{х.х.}}$ по этим режимам приводит к снижению допустимой нагрузки и увеличению токовых по-

грешностей ТПТ. С другой стороны, при выборе $B_{m\text{х.х.}} > 0,5 B_s$ возможны всплески вторичного тока четырехтактных ТПТ в нестационарных режимах первичной сети, что требует дополнительнойстройки вторичных систем. Окончательный выбор определяется параметрами вторичных систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Белицкая М. С., Лиманов Е. А. Измерительные трансформаторы постоянного тока и напряжения.— М.— Л.: Энергия, 1964.
2. Подгорный Э. В., Шаров Е. Т. Переходные режимы электромагнитных трансформаторов постоянного тока.— Электричество, 1978, № 5.
3. Шаров Е. Т. Фазные и предельные соотношения в стационарных режимах трансформаторов постоянного тока.— Электричество, 1989, № 7.
4. Дроздов А. Д., Засыпкин А. С., Кужеков С. Л. Электрические цепи с ферромагнитными элементами в релейной защите. 2-е изд. Под ред. В. В. Платонова.— М.: Энергоатомиздат, 1986.

[25.05.89]

УДК 621.316.722.1

Динамические модели инвертирующего импульсного стабилизатора напряжения

БЕЛОВ Г. А., канд. техн. наук
Чебоксары

Инвертирующие импульсные стабилизаторы напряжения (ИСН) находят достаточно широкое применение, например, в виде однотактного преобразователя с обратным включением выпрямительного диода [1]. Динамические свойства этой схемы изучены намного хуже, чем у понижающего ИСН [2, 3]. Для нее до сих пор не описаны линейные импульсные структурные модели, относящиеся к точным моделям, и отличающиеся физической ясностью, наглядностью и тем, что позволяют применять хорошо разработанную теорию линейных импульсных систем.

В статье получены отображение последовательности инвертирующего ИСН, представляющее нелинейную динамическую модель, и линейная импульсная структурная модель. Благодаря установлению связи между этими моделями облегчается определение параметров линейной импульсной модели. Например, значения тока реактора i_L , напряжения $u_{\text{вых}}$ на конденсаторе фильтра в стационарном режиме и фактор пульсаций F определяются с помощью отображения последовательности. Разработанная линейная модель представляет собой линейную импульсную систему с несколькими импульсными элементами, работающими несинхронно, анализ которой традиционным методом, основанным на z -преобразовании, очень сложен. Более эффективным является метод, основанный на

линейной импульсной модели, и линейной импульсной структурной моделью. Благодаря установлению связи между этими моделями облегчается определение параметров линейной импульсной модели. Например, значения тока реактора i_L , напряжения $u_{\text{вых}}$ на конденсаторе фильтра в стационарном режиме и фактор пульсаций F определяются с помощью отображения последовательности. Разработанная линейная модель представляет собой линейную импульсную систему с несколькими импульсными элементами, работающими несинхронно, анализ которой традиционным методом, основанным на z -преобразовании, очень сложен. Более эффективным является метод, основанный на

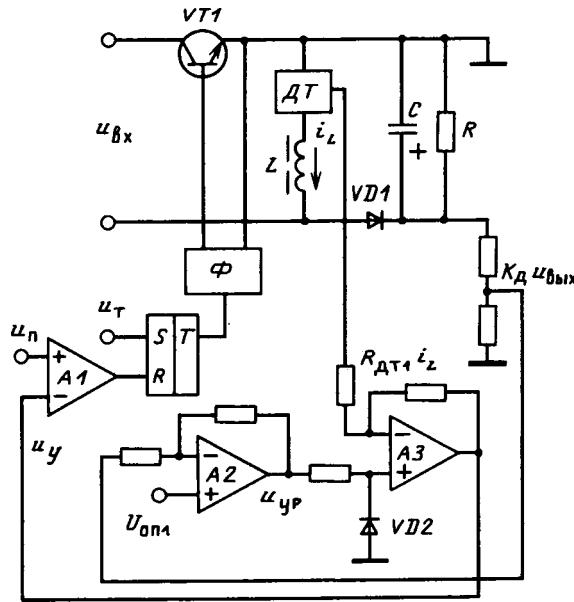


Рис. 1. Схема инвертирующего импульсного стабилизатора напряжения

на рассмотрении системы с несколькими импульсными элементами как многомерной импульсной системы [5].

С помощью этого метода получено линеаризованное разностное уравнение, на основе которого легко можно осуществлять анализ устойчивости, расчет динамических показателей качества и динамический синтез системы.

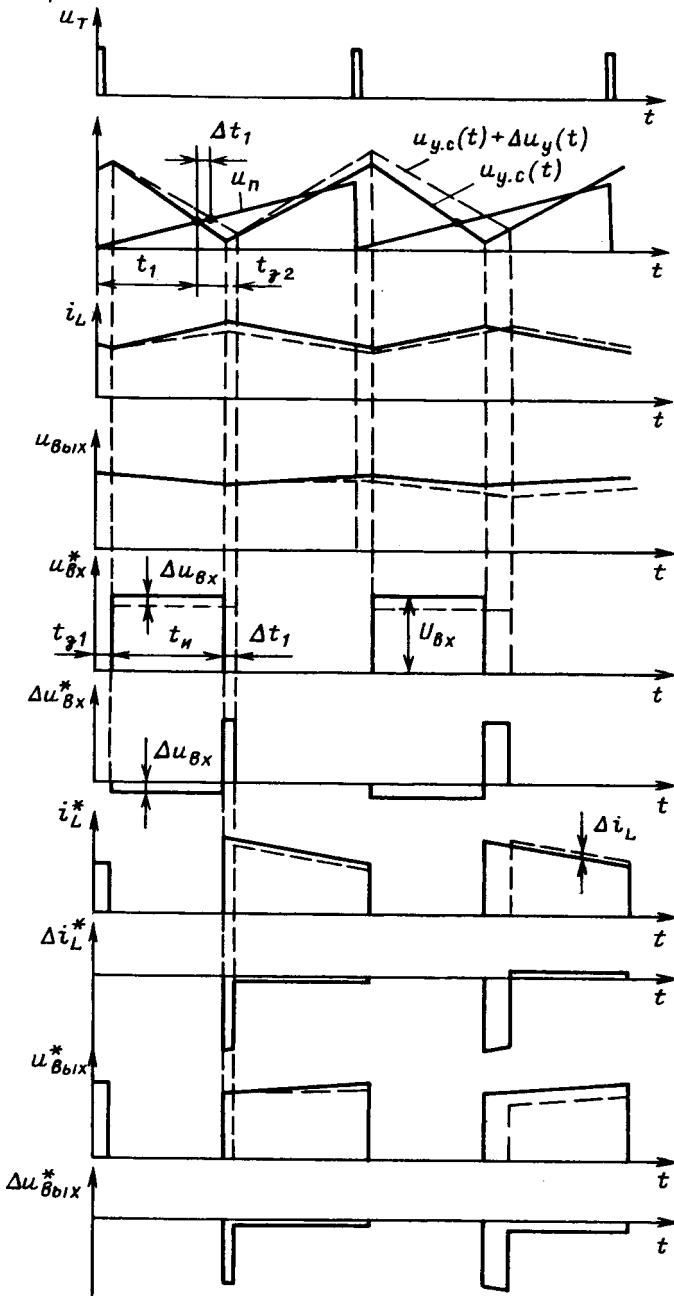
Исследуемая схема представлена на рис. 1. Схема управления ИСН состоит из компаратора A1, RS-триггера, формирователя управляющих импульсов Φ , усилителя рассогласования A2 с коэффициентом усиления K_2 по отношению к инвертирующему входу, суммирующего усилителя A3 с коэффициентом усиления K_1 по отношению к неинвертирующему входу. Работа этой схемы управления подробно описана применительно к понижающему ИСН [6]. Управляющий сигнал на входе компаратора

$$u_y = K_1 K_2 (U_{\text{оп}} - K_d u_{\text{выых}}) - K_1 R_{\text{дт}} i_L, \quad (1)$$

где $U_{\text{оп}} = U_{\text{оп1}}(K_2 + 1)/K_2$ — опорное напряжение, пересчитанное к инвертирующему входу; $R_{\text{дт}} = R_{\text{дт}}(K_1 - 1)/K_1$ — сопротивление передачи датчика тока DT, пересчитанное к неинвертирующему входу A3.

Основные допущения, принятые в статье, совпадают с принятыми в [6, 7]. Дополнительно предположим, что транзистор VT1 включается с задержкой t_{31} от момента подачи очередного тактового импульса u_t на вход S триггера и выключается с задержкой t_{32} от момента t_1 (рис. 2), когда на выходе компаратора A1 формируется запирающий импульс. Считаем, что схема работает в режиме непрерывного тока реактора

Вологодская областная универсальная научная библиотека



напряжения и тока; $x_1(\tau) = R i_L / K_\phi U_b$, $x_2(\tau) = u_{\text{вых}} / K_\phi U_b$ — относительные координаты пространства состояний ИСН; U_b — базовое напряжение, которое будем считать равным постоянной составляющей входного напряжения ИСН $U_{\text{вх}}$; R — сопротивление нагрузки; $K_\phi = R / (R + r)$; r — активное сопротивление, включенное последовательно с индуктивностью L в схеме замещения линейной части, которое принимается одинаковым на интервалах, когда транзистор открыт и когда он закрыт; $u = U_{\text{оп}} / K_\phi K_d U_b$ — относительное опорное напряжение (управляющее воздействие); $\tau = t / T_\phi$ — относительное время; $\tau_1 = t_1 / T_\phi$; $\tau_n = T / T_\phi$; $T_\phi = \sqrt{K_\phi L C}$ — постоянная времени LC -фильтра; T — период дискретности; U_n — амплитуда пилообразного напряжения $u_n(t)$.

При открытом регулирующем транзисторе $VT1$ диод $VD1$ закрыт, вектор состояния $x(\tau) = \|x_1(\tau) x_2(\tau)\|^\top$ определяется из соотношения

$$x(\tau) = H(\tau - \tau_{31})x(\tau_{31}) + \frac{Q_0}{K_\phi q} \begin{vmatrix} 1 - h_1(\tau - \tau_{31}) \\ 0 \end{vmatrix} \| v(\tau_{31}), \quad (3)$$

где переходная матрица для рассматриваемого рабочего интервала схемы

$$H(\tau) = \begin{vmatrix} h_1(\tau) & 0 \\ 0 & h_2(\tau) \end{vmatrix}; \quad (4)$$

$$h_1(\tau) = \exp\left(-\frac{\sqrt{K_\phi}}{Q_0} \tau\right); \quad h_2(\tau) = \exp\left(-\sqrt{K_\phi} q \tau\right);$$

$Q_0 = \sqrt{L/C}/r$ — добротность LC -фильтра без учета затухания, вносимого нагрузкой R ; $q = \sqrt{L/C}/R$ — коэффициент нагрузки; $v = u_{\text{вх}}/U_b$ — относительное входное напряжение ИСН (возмущающее воздействие), которое считаем постоянным в течение периода T .

На интервале, когда транзистор закрыт, а диод $VD1$ открыт,

$$x(\tau) = A(\tau - \tau_1 - t_{32})x(\tau_1 + t_{32}), \quad (5)$$

где переходная матрица

$$A(\tau) = \begin{vmatrix} a_{11}(\tau) & a_{12}(\tau) \\ a_{21}(\tau) & a_{22}(\tau) \end{vmatrix} \quad (6)$$

совпадает с переходной матрицей для понижающего ИСН [6]. Определяя значение $x(\tau_1 + t_{32})$ подстановкой $\tau = \tau_1 + t_{32}$ в (3) и полагая в (5) $\tau = \tau_n + \tau_{31}$, находим значение вектора состояния в очередной момент отпирания транзистора $x(\tau_n + \tau_{31})$. Переходя к обозначениям $x = \|x_1 x_2\|^\top = x(\tau_{31})$, $x = \|x_1, x_2\|^\top = x(\tau_n + \tau_{31})$, $v = v(\tau_{31})$,

$$\tau_n = \tau_1 + t_{32} - \tau_{31}, \quad (7)$$

получаем соотношение

$$\bar{x} = A(\tau_n - \tau_n)H(\tau_n)x + \frac{Q_0}{K_\phi q} A(\tau_n - \tau_n) \begin{vmatrix} 1 - h_1(\tau_n) \\ 0 \end{vmatrix} \| v. \quad (8)$$

Совместно с уравнением (2), которое кратко записывается в виде

$$\varphi(x_1, x_2, u, v, \tau_1) = 0, \quad (9)$$

соотношение (8) задает отображение $\bar{x} = f(x): \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}^2$, где управляющее u и возмущающее v воздействия рассматриваются как параметры. Для установившегося режима $x = \bar{x} = x_n$, и из (8) получаем

$$x_N = \|x_{1N}, x_{2N}\|^\top = \frac{Q_0}{K_\phi q} [I - A(\tau_n - \tau_n) \begin{vmatrix} 1 - h_1(\tau_n) \\ 0 \end{vmatrix}] \| v, \quad (10)$$

где I — единичная матрица.

Дифференцируя в неподвижной точке x_N отображение, задаваемое уравнениями (7) — (9), находим соотношение для малых отклонений от стационарного режима

$$d\bar{x} = Cdx + Ddu + Edv, \quad (11)$$

где

$$C = \begin{vmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{vmatrix}; \quad D = \begin{vmatrix} d_1 \\ d_2 \end{vmatrix}; \quad E = \begin{vmatrix} e_1 \\ e_2 \end{vmatrix}.$$

Элементы матрицы Якоби C и матриц-столбцов D, E определяются по правилам дифференцирования отображений (см. приложение 1). Приведем только величину, определяющую коэффициент усиления широтно-импульсного модулятора:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial \tau_1} = \frac{1}{\tau_n} - K_0 \frac{\sqrt{K_\phi}}{Q_0} h_1(\tau_1 - \tau_{31}) \left(x_{1N} - \frac{Q_0}{K_\phi q} \right) - K_0 \sqrt{K_\phi} q h_2(\tau_1 - \tau_{31}) x_{2N}. \quad (12)$$

Для составления линейной импульсной модели инвертирующего ИСН воспользуемся подходом, изложенным в [6] применительно к преобразователю с широтным регулированием. При этом от относительного времени τ , введение которого удобно при расчетах на ЭВМ, вернемся к естественному времени t , которое будем отсчитывать от момента отпирания транзистора.

Для силовой части инвертирующего ИСН справедлива структурная модель, показанная на рис. 3, где $G(p) = (Lp + r)^{-1}$; $R(p) = R(RCp + 1)^{-1}$; p — оператор дифференцирования. Ключ K_1 замкнут на интервале $t_n = \tau_n T_\phi = t_1 + t_{32} - \tau_{31}$, когда транзистор открыт, ключи K_2, K_3 в это время разомкнуты, сигналы на выходах ключей $u_{\text{вх}} = u_{\text{вх}}, i_L^* = 0, u_{\text{вых}}^* = 0$. На остальной части периода, когда транзистор закрыт, ключ K_1 разомкнут, ключи K_2, K_3 замкнуты, сигналы на выходах ключей $u_{\text{вх}} = 0, i_L^* = i_L, u_{\text{вых}}^* = u_{\text{вых}}$.

Пусть в инвертирующем ИСН имел место стационарный режим (сплошные линии на рис. 2) и из-за воздействия малых возмущений возник возмущенный режим (штриховые линии на рис. 2). Разность кривых возмущенного и стационарного режимов соответствует сигналам, действующим в структурной схеме для малых отклонений от

стационарного режима (рис. 4). Каждый импульс $\Delta u_{\text{вых}}^*(t)$, подаваемый на вход звена $G(p)$, представляется в виде суммы двух импульсов: один из них имеет конечную высоту $U_{\text{вых}}$ и малую длительность $\Delta t_i = \Delta t_1$, второй имеет конечную длительность t_i и малую амплитуду $\Delta u_{\text{вых}}(t)$, в общем случае изменяющуюся во времени. Первый из импульсов на рис. 4 заменяется δ -импульсом, генерируемым идеальным импульсным элементом ИЭ1 в момент $t = t_1 - t_{31}$ и задержанным на время t_{32} элементом задержки. Длительность этого импульса связана с управляющим напряжением известным соотношением [7]

$$\Delta t_1 = \Delta t_i = F \frac{T}{U_n} \Delta u_y(t_1 - t_{31} - 0), \quad (13)$$

где фактор пульсаций

$$F = \left(1 - \frac{T}{U_n} \frac{du_y}{dt} \Big|_{t=t_1-t_{31}-0}\right)^{-1}. \quad (14)$$

Второй из указанных импульсов при медленном изменении входного напряжения $u_{\text{вых}}$ в течение периода T аппроксимируется прямоугольным импульсом и отражается на рис. 4 идеальным импульсным элементом ИЭ2, срабатывающим в момент $t = 0$ отпирания транзистора, и формирователем прямоугольных импульсов единичной амплитуды и длительности t_i с функцией $S_4(t)$, описывающей один импульс.

Каждый импульс $\Delta u_{\text{вых}}^*(t)$, подаваемый также на вход звена $G(p)$, представляется в виде суммы двух импульсов, один из которых имеет конечную высоту $u_{\text{вых}}(t_i)$ и малую длительность Δt_i , второй — малую высоту $\Delta u_{\text{вых}}(t)$ и конечную длительность $T - t_i$. Аналогично импульс $\Delta i_L^*(t)$, подаваемый на вход звена $R(p)$, представляется также в виде суммы двух импульсов, один из которых имеет конечную высоту $i_L(t_i)$ и малую длительность Δt_i , второй — малую высоту $\Delta i_L(t)$ и конечную длительность $T - t_i$. Для формирования этих импульсов малой длительности используется упомянутый импульсный элемент ИЭ1, как показано на рис. 4.

Закон изменения импульсов малой высоты $\Delta i_L(t)$, $\Delta u_{\text{вых}}(t)$, формируемых на интервале $T - t_i$, находится из соотношения (5), в котором переходим от относительных величин к естественным и переносим начало отсчета времени в момент включения транзистора:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_L(t) &= a_{11}(t - t_i) \Delta i_L(t_i + 0) + \\ &+ R^{-1} a_{12}(t - t_i) \Delta u_{\text{вых}}(t_i + 0); \\ \Delta u_{\text{вых}}(t) &= R a_{21}(t - t_i) \Delta i_L(t_i + 0) + \\ &+ a_{22}(t - t_i) \Delta u_{\text{вых}}(t_i + 0). \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Согласно [6] $a_{11}(t) = \xi(t) - (\zeta - \sqrt{K_\phi} q) \beta^{-1} \sigma(t)$; $a_{12}(t) = -\sqrt{K_\phi} q^{-1} \beta^{-1} \sigma(t)$; $a_{21}(t) = \sqrt{K_\phi} q \beta^{-1} \sigma(t)$; $a_{22}(t) = \xi(t) + (\zeta - \sqrt{K_\phi} q) \beta^{-1} \sigma(t)$; $\sigma(t) = \exp(-\alpha t) \times$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

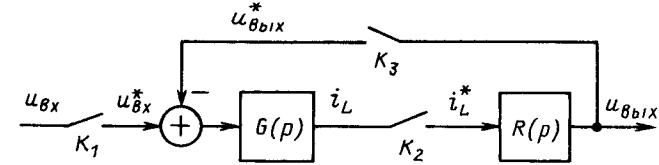


Рис. 3. Структурная модель силовой части ИСН

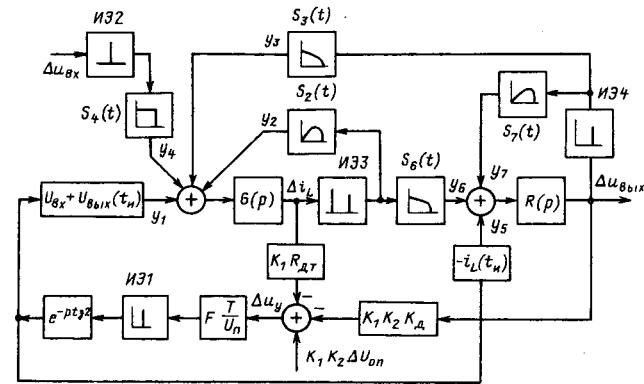


Рис. 4. Линейная импульсная структурная модель ИСН

$\times \sin \omega_0 t$; $\xi(t) = \exp(-\alpha t) \cos \omega_0 t$; $\omega_0 = \sqrt{1/T_\phi^2 - \alpha^2}$ — собственная частота LC -фильтра; $\alpha = (r/L + 1/RC)/2$; $\zeta = \alpha T_\phi$ — коэффициент затухания; $\beta = \omega_0 T_\phi$ — относительная собственная частота.

Как видно из (15), импульс малой высоты $\Delta u_{\text{вых}}(t)$ может быть получен с помощью двух формирующих звеньев, на входы которых подаются дискретные значения $\Delta i_L(t_i + 0)$, $\Delta u_{\text{вых}}(t_i + 0)$, а функции, описывающие один импульс, имеют вид $S_2(t) = -Ra_{21}(t)$; $S_3(t) = -a_{22}(t)$ при $0 < t < T - t_i$, $S_2(t) = S_3(t) = 0$ при $T - t_i < t < T$. Импульс малой высоты $\Delta i_L(t)$ также получается с помощью двух формирующих звеньев, с дискретными значениями переменных $\Delta i_L(t_i + 0)$, $\Delta u_{\text{вых}}(t_i + 0)$ на их входах и с функциями, описывающими один импульс, $S_6(t) = a_{11}(t)$, $S_7(t) = R^{-1}a_{12}(t)$ при $0 < t < T - t_i$, $S_6(t) = S_7(t) = 0$ при $T - t_i < t < T$.

Сигнал на выходе звена $G(p)$ определяется по формуле

$$\Delta i_L(t) = e^{-\frac{r}{L}(t-nT)} \Delta i_L(nT) + \int_{nT}^t e^{-\frac{r}{L}(t-\tau)} B_1 Y'(\tau) d\tau,$$

где $Y' = [y_1 \ y_2 \ y_3 \ y_4]^T$ — вектор входных сигналов звена $G(p)$; $B_1 = L^{-1} [1 \ 1 \ 1 \ 1]$; $n = 0, 1, 2, \dots$. Вводя в интеграл новую переменную $\eta = \tau - nT$ и заменяя t по формуле $t = (n + \epsilon)T$, где $0 \leq \epsilon \leq 1$ получаем

$$\Delta i_L[(n + \epsilon)T] = e^{-\frac{r}{L}\epsilon T} \Delta i_L(nT) + \int_0^{\epsilon T} e^{-\frac{r}{L}(T-\eta)} \times$$

$$\times B_1 Y'(nT + \eta) d\eta. \quad (16)$$

Вектор сигналов на входе звена $G(p)$ при $nT \leq t < (n+\epsilon)T$ запишем в матричной форме:

$$Y'(t) = S'(t - nT - E) f(n, E), \quad (17)$$

где

$$S'(t - E) = \begin{vmatrix} S_1(t - \gamma T) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_2(t - \gamma T) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3(t - \gamma T) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_4(t) \end{vmatrix};$$

E — векторный символ, обозначающий сдвиг импульсов $S_i(t)$ относительно моментов nT ; $S_1(t) = [U_{\text{вх}} + u_{\text{вых}}(t)]\delta(t)$; $\gamma = t_u/T$; $f(n, E)$ — вектор входных сигналов разомкнутой импульсной системы, образуемой непрерывной частью $G(p)$ и присоединенными к ее входу импульсными элементами:

$$\begin{aligned} f(n, E) &= \|\Delta t_1(n, \gamma_1), \Delta i_L(n, \gamma), \Delta u_{\text{вых}}(n, \gamma), \\ &\quad \Delta u_{\text{вх}}(n)\|^T, \quad (18) \\ \gamma_1 &= (t_1 - t_{31})/T. \end{aligned}$$

Выражение (16) при подстановке (17) представляется в виде

$$\Delta i_L(n + \epsilon)T = e^{-(r/L)\epsilon T} \Delta i_L(nT) + R'(\epsilon, E) f(n, E), \quad (19)$$

где

$$\begin{aligned} R'(\epsilon, E) &= \|R_1(\epsilon, \gamma), R_2(\epsilon, \gamma), R_3(\epsilon, \gamma), R_4(\epsilon, 0)\| = \\ &= \int_0^{\epsilon T} e^{-\frac{r}{L}(\epsilon T - \eta)} B_1 S'(\eta - E) d\eta. \quad (20) \end{aligned}$$

Рассмотрим аналогично разомкнутую импульсную систему, образованную непрерывной частью $R(p)$. Запишем вектор входных сигналов звена $R(p)$ при $nT \leq t < (n+\epsilon)T$ в матричной форме:

$$Y''(t) = S''(t - nT - E) f(n, E),$$

где

$$S''(t - E) = \begin{vmatrix} S_5(t - \gamma T) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_6(t - \gamma T) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_7(t - \gamma T) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix};$$

$S_5(t) = -i_L(t_u)\delta(t)$. Тогда аналогично (19) получим

$$\Delta u_{\text{вых}}(n + \epsilon)T = e^{-\epsilon T / RC} \Delta u_{\text{вых}}(nT) + R''(\epsilon, E) f(n, E), \quad (21)$$

где

$$\begin{aligned} R''(\epsilon, E) &= \|R_5(\epsilon, \gamma), R_6(\epsilon, \gamma), R_7(\epsilon, \gamma), 0\| = \\ &= \int_0^{\epsilon T} e^{-(\epsilon T - \eta)/RC} B_2 S''(\eta - E) d\eta; \quad (22) \end{aligned}$$

$$B_2 = C^{-1} \|1 \ 1 \ 1 \ 1\|.$$

Объединяя соотношения (19), (21), получаем уравнение разомкнутой импульсной системы

$$w(n, \epsilon) = H(\epsilon T) w(n) + R(\epsilon, E) f(n, E), \quad (23)$$

где введены обозначения:

$$w(n, \epsilon) = \left\| \begin{array}{c} \Delta i_L(n + \epsilon)T \\ \Delta u_{\text{вых}}(n + \epsilon)T \end{array} \right\|; \quad H(\epsilon T) = \begin{vmatrix} h_1(\epsilon T) & 0 \\ 0 & h_2(\epsilon T) \end{vmatrix};$$

$$h_1(t) = \exp\left(-\frac{r}{L}t\right); \quad h_2(t) = \exp(-t/RC);$$

$R(\epsilon, E) = \begin{vmatrix} R'(\epsilon, E) \\ R''(\epsilon, E) \end{vmatrix}$ — матрица из двух строк, определяемых выражениями (20), (22).

Формулы для определения элементов матриц-строк $R'(\epsilon, E)$, $R''(\epsilon, E)$ приведены в приложении 2. Матрица $R(\epsilon, E)$ имеет разрыв непрерывности при $\epsilon = \gamma$ и определяет разрыв непрерывности решения $w(n, \epsilon)$. Отметим, что хотя ток $i_L(t)$ и напряжение $u_{\text{вых}}(t)$ не имеют скачков, сигналы $\Delta i_L(t)$ и $\Delta u_{\text{вых}}(t)$ могут претерпевать скачки в момент воздействия δ -импульсов. Поскольку момент $\epsilon = \gamma_1$ предшествует подаче δ -импульсов на непрерывную часть, то в этот момент решение не имеет скачков.

В замкнутой системе согласно равенствам (1), (13), (18)

$$f(n, E) = g(n, E) - \kappa_1 w(n, \gamma_1) - \kappa_2 w(n, \gamma + 0), \quad (24)$$

где $g(n, E)$ — вектор входных воздействий замкнутой системы;

$$g(n, E) = \begin{vmatrix} \frac{\kappa_{12}}{K_d} \Delta U_{\text{оп}}(n, \gamma_1) \\ 0 \\ 0 \\ \Delta u_{\text{вх}}(n) \end{vmatrix}; \quad \begin{aligned} \kappa_1 &= \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}; \\ \kappa_2 &= \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ -1 & 0 \\ 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}; \end{aligned}$$

$$\kappa_{11} = F \frac{T}{U_n} K_d R_{\text{дт}}; \quad \kappa_{12} = F \frac{T}{U_n} K_1 K_2 K_d.$$

Подставляя выражение (24) в (23), получаем основное уравнение, определяющее процессы в импульсной системе, представленной на рис. 4:

$$\begin{aligned} w(n, \epsilon) &= H(\epsilon T) w(n) + R(\epsilon, E) g(n, E) - \\ &- R(\epsilon, E) \kappa_1 w(n, \gamma_1) - R(\epsilon, E) \kappa_2 w(n, \gamma + 0), \quad (25) \end{aligned}$$

где матрица $R(\epsilon, E)$ при $0 < \epsilon < \gamma$ состоит лишь из одного элемента $R_4(\epsilon, 0)$ в первой строке и четвертом столбце.

Поскольку $R(\gamma_1, E) \kappa_1 = 0$, $R(\gamma_1, E) \kappa_2 = 0$, $R(\gamma + 0, E) \kappa_2 = 0$, то, определив предварительно величины $w(n, \gamma_1)$, $w(n, \gamma + 0)$ из (25) и подставив $\epsilon = 1$, получим разностное уравнение

$$w(n+1) = C' w(n) + Pg(n, E), \quad (26)$$

где

$$C' = \begin{vmatrix} c'_{11} & c'_{12} \\ c'_{21} & c'_{22} \end{vmatrix} = H(T) - R(1, E) \times$$

$$\times [I - \kappa_2 R(\gamma + 0, E)] \kappa_1 H(\gamma_1 T) + \kappa_2 H(\gamma T); \quad (27)$$

$$P = \begin{vmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} & p_{14} \\ p_{21} & p_{22} & p_{23} & p_{24} \end{vmatrix} = R(1, E) [I - \kappa_2 R(\gamma + 0, E)] [I - \kappa_1 R(\gamma_1, E)]. \quad (28)$$

Учитывая, что вектор $g(n, E)$ имеет только две ненулевые координаты, уравнение (26) преобразуем к виду

$$w(n+1) = C'w(n) + D'\Delta U_{\text{оп}}(n, \gamma_1) + E'\Delta u_{\text{вх}}(n), \quad (29)$$

где

$$D' = \begin{vmatrix} d'_1 \\ d'_2 \end{vmatrix} = F \frac{T}{U_n} K_1 K_2 \begin{vmatrix} p_{11} \\ p_{21} \end{vmatrix}; \quad E' = \begin{vmatrix} e'_1 \\ e'_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} p_{14} \\ p_{24} \end{vmatrix}. \quad (30)$$

Сравнивая уравнения (11) и (29), получаем $c'_{11} = c_{11}$; $c'_{12} = c_{12}/R$; $c'_{21} = R c_{21}$; $c'_{22} = c_{22}$; $d'_1 = d_1/R K_d$; $d'_2 = d_2/K_d$; $e'_1 = K_\phi e_1/R$; $e'_2 = K_\phi e_2$. Следовательно, уравнение (11) получается из (29) при переходе к относительным координатам пространства состояний. Из соотношений (1), (9), (14) находим простую связь между фактором пульсаций F и величиной, определяемой равенством (12):

$$F = \frac{1}{\tau_n} \left(\frac{d\varphi}{d\tau_1} \right)^{-1}. \quad (31)$$

Собственные значения z_1, z_2 матриц C, C' определяемые из уравнений

$$\det(zI - C) = 0; \quad \det(zI - C') = 0, \quad (32)$$

совпадают. Они определяют характер процессов, рассчитываемых по уравнению (27). Процессы внутри периода T рассчитываются по (25).

На основе рассмотренных моделей разработана и реализована программа расчетов на ЭВМ. Решением системы уравнений (9), (10) находятся координаты неподвижной точки x_{1N}, x_{2N} и время τ_n в стационарном режиме. По формуле (12) вычисляется значение $\partial\varphi/\partial\tau_1$, по формуле (31) — фактор пульсаций F . По соотношениям (27), (28), (30) рассчитываются элементы матрицы Якоби C' и матриц D', E' , определяются корни z_1, z_2 уравнений (32). Проверкой условий устойчивости $|z_1| < 1, |z_2| < 1$ определяются граничные значения параметров (рис. 5).

Экспериментальные значения граничного коэффициента усиления K_0 были получены на макете с параметрами: $L = 7,5$ мГн, $r_L = 0,75$ Ом, $C = 94$ мкФ, $R = 44$ Ом ($q \approx 0,2$), $R = 22$ Ом ($q \approx 0,4$), $R_{\text{дт}} = 0,11$ Ом, $U_{\text{вх}} = 20$ В, опорное напряжение $U_{\text{оп}} = 5,7$ В, амплитуда пилообразного напряжения $U_n = 2$ В, коэффициент передачи делителя $K_d = 0,31$; операционные усилители A_2, A_3

типа КР140УД8. Изменение параметра $\sqrt{LC/T}$ производилось регулированием частоты переключения.

С учетом погрешностей измерений можно считать, что эксперимент подтверждает правильность теоретических соотношений. Как показывают расчеты, нарушение устойчивости ИСН на круто нарастающих участках граничных кривых (рис. 5) происходит за счет перехода корня z_1 через значение -1 , а на пологих участках — за счет выхода пары комплексных корней из круга единичного радиуса. Соответственно, при нарушении устойчивости в первом случае, как предсказывает теория [8] и подтверждает эксперимент, возбуждаются колебания удвоенного периода, а во втором случае возможны более сложные колебания.

Приложение 1. Определение выражений для матриц, входящих в соотношение (11). Матрица Якоби определяется выражением

$$C = A_3 + \frac{\partial A_3}{\partial \tau_n} x_N \frac{\partial \tau_1}{\partial x} + \frac{\partial B_3}{\partial \tau_n} v \frac{\partial \tau_1}{\partial x},$$

где $A_3 = A(\tau_n - \tau_n) H(\tau_n)$; $B_3 = \frac{Q_0}{K_\phi q} [1 - h_1(\tau_n)] A_{1*} \times \times (\tau_n - \tau_n)$; $A_{1*}(\tau)$ — первый столбец матрицы $A(\tau)$.

Производная скаляра τ_1 по вектору x

$$\frac{\partial \tau_1}{\partial x} = \left\| \frac{\partial \tau_1}{\partial x_1}, \frac{\partial \tau_1}{\partial x_2} \right\|,$$

где

$$\frac{\partial \tau_1}{\partial x_1} = - \frac{\partial \varphi}{\partial x_1} / \frac{\partial \varphi}{\partial \tau_1}; \quad \frac{\partial \tau_1}{\partial x_2} = - \frac{\partial \varphi}{\partial x_2} / \frac{\partial \varphi}{\partial \tau_1}.$$

Матрицы, учитывающие влияние управляющего и возмущающего воздействий,

$$D = \frac{\partial A_3}{\partial u} x_N \frac{\partial \tau_1}{\partial u} + \frac{\partial B_3}{\partial u} v \frac{\partial \tau_1}{\partial u};$$

$$E = B_3 + \frac{\partial A_3}{\partial v} x_N \frac{\partial \tau_1}{\partial v} + \frac{\partial B_3}{\partial v} v \frac{\partial \tau_1}{\partial v},$$

где $\frac{\partial \tau_1}{\partial u} = - \frac{\partial \varphi}{\partial u} / \frac{\partial \varphi}{\partial \tau_1}$; $\frac{\partial \tau_1}{\partial v} = - \frac{\partial \varphi}{\partial v} / \frac{\partial \varphi}{\partial \tau_1}$.

Приложение 2. Элементы матрицы-строки $R'_i(\epsilon, E)$ при $i=1, 2, 3$ находятся по формуле, являющейся следствием (20), $R_i(\epsilon, E) =$

$$= \frac{1}{L} \int_0^T e^{-(r/L)(\epsilon T - \eta)} S_i(\eta - \gamma T) d\eta.$$

При $i=4$ в эту формулу подставляется $S_4(\eta)$ вместо $S_i(\eta - \gamma T)$. Обозначая $h_1(t) = \exp(-\frac{r}{L}t)$, получим $R_1(\epsilon, \gamma) = R_2(\epsilon, \gamma) = R_3(\epsilon, \gamma) = 0$ при $0 < \epsilon < \gamma$ и

$$R_4(\epsilon, \gamma) = [U_{\text{вх}} + u_{\text{вых}}(\gamma T)] h_1(\epsilon T - \gamma T) / L;$$

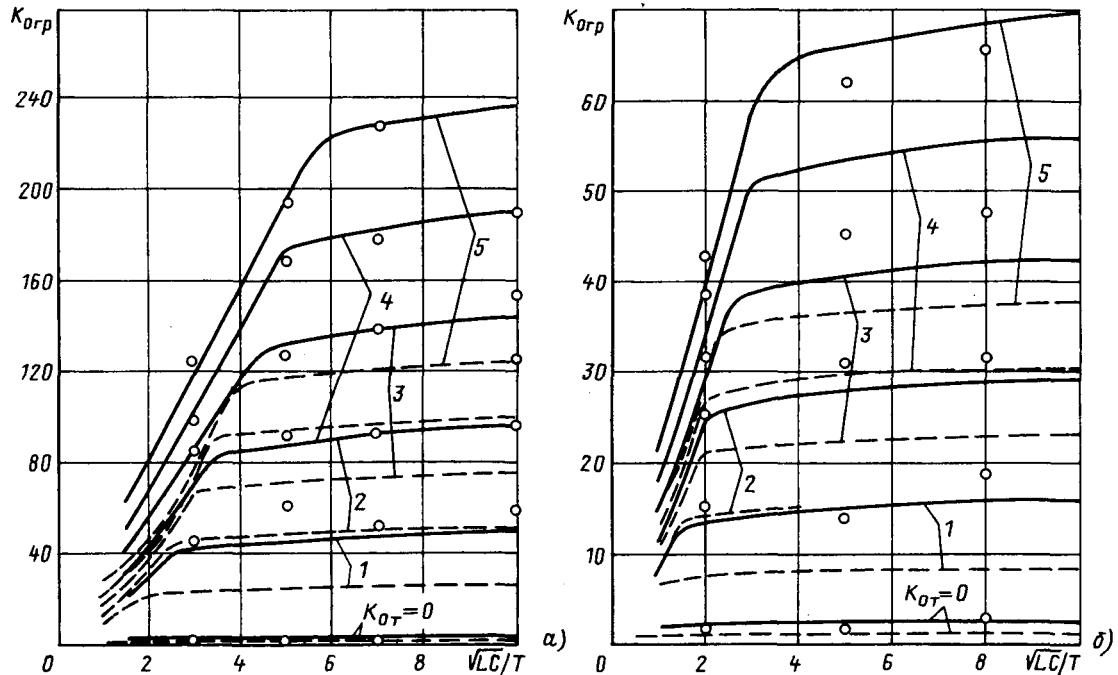


Рис. 5. Расчетные границы областей устойчивости для $Q_0=5$, $t_{31}=t_{32}=0$, $v=1$, $q=0.2$ (а) и $q=0.4$ (б); $u=0.5$, $u=1$ (— — —); . . . — экспериментальные точки для $u=0.5$

$$R_2(\varepsilon, \gamma) = a_{11}(\varepsilon T - \gamma T) - h_1(\varepsilon T - \gamma T);$$

$$R_3(\varepsilon, \gamma) = a_{12}(\varepsilon T - \gamma T)/R \text{ при } \gamma < \varepsilon < 1;$$

$$R_4(\varepsilon, 0) = \begin{cases} \frac{1}{r} [1 - h_1(\varepsilon T)] & \text{при } 0 \leq \varepsilon \leq \gamma; \\ \frac{1}{r} [h_1(\varepsilon T - \gamma T) - h_1(\varepsilon T)] & \text{при } \gamma \leq \varepsilon < 1. \end{cases}$$

Элементы матрицы-строки $R''(\varepsilon, E)$ при $i=5, 6, 7$ определяются по формуле

$$R_i(\varepsilon, E) = \frac{1}{C} \int_0^{\varepsilon T} e^{-(\varepsilon T - \eta)/RC} S_i(\eta - \gamma T) d\eta.$$

Обозначая $h_2(t) = \exp(-t/RC)$, получим $R_5(\varepsilon, \gamma) = R_6(\varepsilon, \gamma) = R_7(\varepsilon, \gamma) \equiv 0$ при $0 < \varepsilon < \gamma$ и

$$R_5(\varepsilon, \gamma) = -\frac{1}{C} i_L(\gamma T) h_2(\varepsilon T - \gamma T); \quad R_6(\varepsilon, \gamma) =$$

$$= R a_{21}(\varepsilon T - \gamma T);$$

$$R_7(\varepsilon, \gamma) = a_{22}(\varepsilon T - \gamma T) - h_2(\varepsilon T - \gamma T) \text{ при } \gamma < \varepsilon < 1.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э. М. Ромаш, Ю. И. Дробович, Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко. — М.: Радио и связь, 1988. — 288 с.
2. Мелешин В. И. Динамические свойства преобразователей с ШИМ-2 в режимах прерывистого и непрерывного токов. — Электронная техника в автоматике / Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1986, вып. 17, с. 35—58.
3. Middlebrook R. D., Cuk S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. — IEEE PESC Record. — New York, 1976.
4. Ту Ю. Т. Цифровые и импульсные системы автоматического управления. — М.: Машиностроение, 1964. — 703 с.
5. Иванов В. А., Ющенко А. С. Теория дискретных систем автоматического управления. — М.: Наука, 1983. — 336 с.
6. Белов Г. А. Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 120 с.
7. Белов Г. А. Анализ динамики импульсного стабилизатора напряжения. — Электронная техника в автоматике / Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1983, вып. 14, с. 88—100.
8. Неймарк Ю. И. Динамические системы и управляемые процессы. — М.: Наука, 1978. — 336 с.

[05.10.89]

Экспериментальная модель трехфазного криотронного преобразователя на 50 Гц

ЛУТИДЗЕ Ш. И., доктор техн. наук, ИГНАТОВ В. Е., канд. техн. наук, КАРЛАШ И. В., канд. техн. наук, НОСКОВ В. Н., инж.

В настоящее время в СССР [1] и за рубежом [2] созданы и испытаны экспериментальные модели криотронных преобразователей с удовлетворительными эксплуатационными характеристиками. Сверхпроводниковые преобразователи на базе энергетических криотронов (криотронные преобразователи) получают свое развитие главным образом как устройства ввода, регулирования и стабилизации тока многоамперных обмоток сверхпроводящих магнитных систем. Основная цель разработки систем питания на базе криотронных преобразователей состоит в создании малогабаритных устройств, питающихся от сети промышленной частоты (50 Гц) и позволяющих с высокой степенью точности (на уровне килоампер) регулировать в заданном диапазоне постоянный ток сверхпроводниковой магнитной системы, а также в сокращении непроизводительных затрат электрической энергии на поддержание и регулирование в заданном диапазоне постоянного магнитного поля сверхпроводниковых магнитных систем.

Одной из задач, стоящих перед исследователями в этой области, является увеличение мощности криотронных преобразователей, что позволит использовать их также в криоэлектрических установках, работа которых в переходных режимах характеризуется существенным изменением энергии сверхпроводниковых обмоток в единицу времени (криоэлектрические машины, сверхпроводниковые индуктивные накопители и т. д.). Эта цель может быть достигнута путем увеличения числа фаз силовой цепи криотронного преобразователя [3], частоты рабочего напряжения [4], а также применением для клапанов криотронов мелкодисперсных сверхпроводниковых материалов (СПМ) с высокими дебаевской температурой и диэлектрической проницаемостью.

Управляемый фазовый переход сверхпроводникового материала из сверхпроводящего состояния в нормальное и обратно обеспечивает появление в электрической цепи по заданному алгоритму (полученному из предварительного теоретического анализа) нелинейного активного сопротивления, необходимого для преобразования рода тока (выпрямления или инвертирования). Значение удельного сопротивления (q) СПМ в нормальном состоянии определяет значение «обратных» напряжений на вентилях и в конечном итоге допустимое выходное напряжение преобразователя, а следовательно, и его мощность.

При выборе СПМ для изготовления криотронов желательно иметь в нормальном состоянии

нормальное сопротивление $q = 10^{-10} \div 10^{-6}$ Ом·м. Современные СПМ, работающие при гелиевых температурах, не в полной мере отвечают указанным требованиям. Их удельное сопротивление находится в диапазоне $q = 10^{-10} \div 10^{-6}$ Ом·м. Широкие возможности в этом плане открывают новые высокотемпературные СПМ на основе сложных оксидов, обладающие высоким удельным сопротивлением в нормальном состоянии.

Авторами произведены разработка и исследование трехфазного криотронного преобразователя (ТКП) на 50 Гц, обладающего при малом уровне выпрямленного напряжения, характерном для современных сверхпроводников, повышенной мощностью, большей надежностью в режиме «замороженного» потока и позволяющего вводить большие предельные токи по сравнению с однофазными криотронными преобразователями.

На первом этапе исследования произведен теоретический анализ переходных электромагнитных процессов в ТКП, силовая цепь которого собрана по схеме выпрямления с нулевой точкой. Расчет произведен методом узловых напряжений в операторной форме. В результате получены аналитические зависимости для определения мгновенных значений токов в ветвях ТКП и сверхпроводниковом магните (нагрузке) и напряжений на элементах схемы в рамках произвольного цикла работы ТКП в режимах коммутации сопротивлением и э. д. с. при синусоидальной форме питающего напряжения. С помощью микроЭВМ ДВК-2М получены эпюры вышеперечисленных величин.

Переходные процессы в ТКП представляют собой электромагнитные процессы, возникающие в результате периодических переключений клапанов криотронов из сверхпроводящего состояния в нормальное и обратно. Такие процессы удобно исследовать с помощью разностных уравнений, из решения которых были получены аналитические зависимости усредненных значений тока в сверхпроводниковой нагрузке i_{dh} , подводимого напряжения U_{dh} , подводимой мощности P_{dh} , мощности потерь от «обратных» токов P_o и КПД η ТКП при коммутации сопротивлением и ЭДС: коммутация сопротивлением

$$i_{dh} = I_m \left[1 - \left(\frac{L_{dh}}{L_{dh} + L} \right)^{3f} \right]; \quad I_m = \frac{\sqrt{3} E_m}{2\pi f L}; \quad U_{dh} = 3f L I_m \times$$

$$\times (1 - k_i); \quad P_{dh} = 3f L I_m^2 (k_i - k_i^2); \quad P_o = \frac{15\pi}{r} (I_m f L)^2;$$

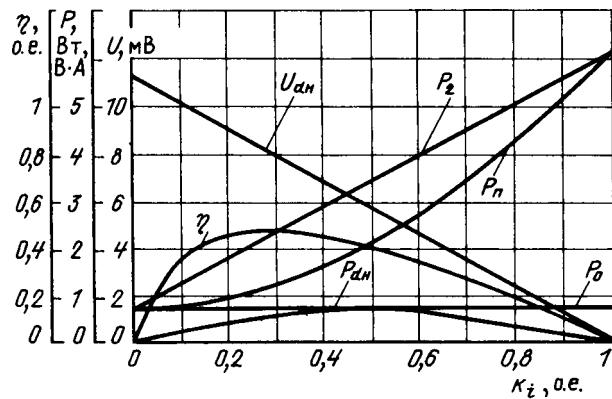


Рис. 1. Графические зависимости величин, описывающих работу ТКП при коммутации сопротивлением

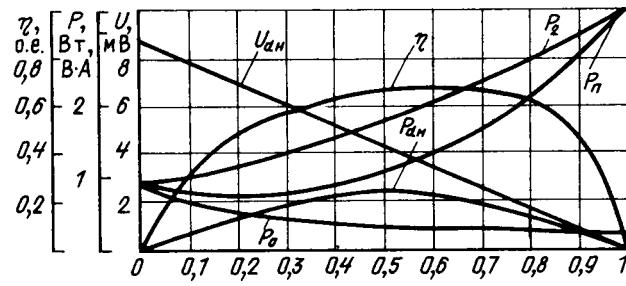


Рис. 2. Графические зависимости величин, описывающих работу ТКП при коммутации ЭДС

$$\eta = \frac{k_i - k_i^2}{k_i + \frac{5\pi f L}{r}};$$

коммутация э. д. с.

$$i_h = I_m^* \left\{ 1 - \left[\frac{3L_h + L}{3(L_h + L)} \right]^{3f} \right\}; \quad I_m^* = \frac{3\sqrt{3}E_m}{8\pi f L}; \quad U_{dh} = 3fLI_m^* \times (1 - k_i); \quad P_{dh} = 3fLI_m^{*2}(k_i - k_i^2); \quad P_0 = \frac{32\pi}{3r}(I_m^* f L)^2 A;$$

$$\eta = \left[1 - \frac{32\pi f L}{9r(k_i - k_i^2)} A \right]^{-1},$$

где L_h — индуктивность сверхпроводниковой нагрузки; L — индуктивность рассеяния обмоток сверхпроводникового трансформатора, клапана криотрона и соединительных элементов (при расчетах принято $L_h \gg L$); f — частота изменения питающего напряжения; I_m , I_m^* — предельные значения токов, которые можно ввести в нагрузку; r — сопротивление криотрона в нормальном состоянии при $T = 4,2 \text{ K}$; $k_i = i_h/I_m$ — значение приведенного тока сверхпроводниковой нагрузки; t — время работы ТКП в режиме ввода энергии; A — коэффициент, зависящий от тока сверхпроводниковой нагрузки.

$$A = \left\{ \frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{8} - \frac{5}{9} \pi k_i - \frac{1}{4} \sin \left[\frac{4\pi}{3} \left(\frac{1}{2} + k_i \right) \right] \right\} +$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

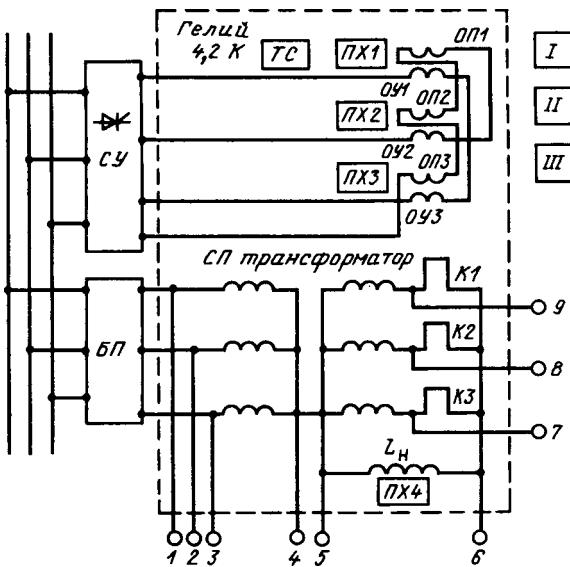


Рис. 3. Принципиальная схема экспериментальной установки ТКП

$$+ \frac{1}{12} \sin \left(\frac{4\pi}{3} k_i \right) \}.$$

На рис. 1, 2 представлены графические зависимости вышеупомянутых величин, где P_2 — мощность, передаваемая сверхпроводниковым трансформатором; P_n — суммарная мощность потерь в ТКП.

Для обоснованного прогнозирования результатов экспериментального исследования модели ТКП опытным путем были определены параметры ее основных элементов: сверхпроводникового трансформатора, системы управления и клапанов криотронов.

Двухобмоточный сверхпроводниковый трансформатор без ферромагнитного сердечника содержит первичную сверхпроводниковую обмотку с числом витков $W_1 = 2925$, выполненную проводом СНТЭ (из сплава Nb-Ti) диаметром 0,5 мм, и вторичную — с числом витков $W_2 = 3$ из омедненной фольги (из сплава Nb₃Sn) толщиной 0,1 мм, высотой 40 мм. Из опытов холостого хода, короткого замыкания и замыкания вторичной обмотки сверхпроводникового трансформатора на клапан криотрона определены: критический ток первичной обмотки при $f = 50 \text{ Гц}$ $I_{1c} = 7 \text{ A}$, вторичной обмотки $I_{2c} = 588,5 \text{ A}$ и $L = 0,169 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$.

В области магнитного поля обмоток управления цилиндрической конструкции, намотанных проводом диаметром 0,5 мм (из сплава Nb-Ti), расположены клапаны криотронов бифилярного исполнения из фольги (сплав Pb - 3 % Sb) толщиной 0,02 мм, высотой 100 мм ($r = 0,9 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$). Критическая индукция магнитного поля управления при токе в обмотке управления 8 A составила $84 \cdot 10^{-3} \text{ Тл}$.

Сверхпроводниковый магнит изготовлен из сплава Nb—Ti в виде шины в медной матрице и имеет 187 витков, $L_h = 1,025 \cdot 10^{-3}$ Гн. Магнит имеет массу 8 кг и следующие габариты: высота 130 мм, внешний диаметр 130 мм, внутренний диаметр 30 мм.

Экспериментально исследована работа систем управления ТКП электромашинного типа (с вращающимся магнитным полем) и полупроводникового типа (с пульсирующим магнитным полем). Сопоставление результатов позволило остановиться на полупроводниковой системе управления, как обладающей большим быстродействием (время переключения клапана криотрона из сверхпроводящего состояния в нормальное и обратно около 2 мс).

Результаты экспериментального исследования работы модели ТКП (рис. 3) в режимах ввода ($E_m = 14$ мВ) и вывода тока из сверхпроводниковой магнитной системы при $f = 50$ Гц представлены на рис. 4 (зависимости 2,5). Эксперименты производились в гелиевом криостате КГ-15/150 при температуре жидкого гелия 4,2 К, которая контролировалась термопреобразователем сопротивления арсенид-галиевого типа — ТСАД (ТС). Система управления СУ и блок питания БП силовой цепи подключались к источнику трехфазного переменного напряжения промышленной частоты.

Изменение индукции магнитного поля управления, создаваемого в области клапанов К соосно расположенным обмотками управления ОУ и обмотками подмагничивания ОП, измерялось преобразователями Холла ПХ типа ПХЭ 605118Б с магнитной чувствительностью 148 мкВ/мТл. Мгновенные значения напряжений на элементах силовой цепи модели ТКП контролировались потенциальными зондами 1—9, концы которых выводились на вход светолучевого осциллографа НОЗОА (I) и электронно-лучевого осциллографа СИ-68 (II). Значение тока в сверхпроводниковом магните фиксировалось ПХ, потенциальные концы которого выводились на вольтметр В7-16 (III). По достижении током i_h значения около 170 А (рис. 4) нормальное функционирование модели ТКП нарушилось и она была отключена от сети. При повторных включениях и отключениях модели (интервалам отключения соответствуют горизонтальные участки кривой 2 на рис. 4) ток нагрузки достиг предельного значения (около 240 А), хотя, как показали предварительные эксперименты, это значение тока не является критическим для ее элементов, сверхпроводниковой нагрузки и всего преобразователя в целом при температуре 4,2 К.

В связи с этим необходимо определить увеличение температуры за счет тепловыделений, имеющих место в результате резистивных потерь в клапанах криотронов.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

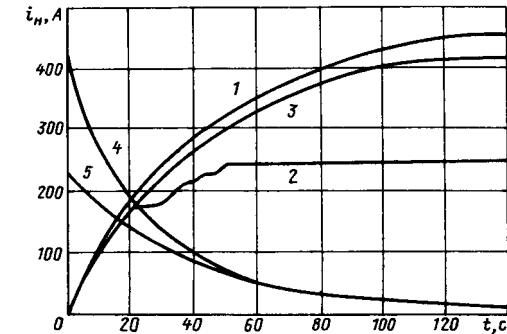


Рис. 4. Теоретическое (1) и экспериментальные зависимости изменения токов при вводе (2, 3) и выводе (4, 5) энергии

Путем решения операторным методом дифференциального уравнения теплопроводности описывающего пространственно-временное изменение температуры клапана для одномерной модели, была получена аналитическая зависимость температуры клапана T от времени работы ТКП t и координаты x :

$$\begin{aligned}
 T = T_0 + \frac{p_0 t}{c \gamma} + \frac{p_{km}}{c \gamma} \left[t + \frac{2(e^{-bt} - 1)}{b} - \frac{e^{-2bt} - 1}{2b} \right] + \\
 + (T_\tau - T_0) \left[1 - \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos \mu_n \frac{x}{x_\tau} \exp(-\mu_n^2 F_0) \right] - \\
 - \frac{p_0 + p_{km}}{c \gamma} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_n x_\tau^2 \cos \mu_n \frac{x}{x_\tau}}{a \mu_n^2} \exp(-\mu_n^2 F_0) + \right. \\
 \left. + t + \frac{1}{2a} (x^2 - x_\tau^2) \right] + \frac{2p_{km}}{c \gamma} \left[\frac{1}{b} - \frac{\cos \sqrt{P_d}}{b \cos \sqrt{P_d} \frac{x}{x_\tau}} \times \right. \\
 \times \exp(-P_d F_0) + \sum_{n=1}^{\infty} \left. - \frac{A_n \cos \mu_n \frac{x}{x_\tau}}{2 \left(-\frac{a \mu_n^2}{x_\tau^2} + b \right)} \exp(-\mu_n^2 F_0) \right] - \\
 - \frac{p_{km}}{c \gamma} \left[\frac{1}{2b} - \frac{\cos \sqrt{2P_d}}{2b \cos \sqrt{2P_d} \frac{x}{x_\tau}} \exp(-2P_d F_0) + \right. \\
 \left. + \sum_{n=1}^{\infty} \left. - \frac{A_n \cos \mu_n \frac{x}{x_\tau}}{2 \left(-\frac{a \mu_n^2}{x_\tau^2} + 2b \right)} \exp(-\mu_n^2 F_0) \right].
 \end{aligned}$$

где c , γ — теплоемкость и плотность материала клапана; x_τ , T_τ — координата и температура торцевой поверхности клапана; p_0 — удельная мощность потерь от «обратных» токов; p_{km} — максимальное значение мощности удельных коммутационных потерь; b — постоянная времени процесса нарастания тока в сверхпроводниковой нагрузке; a — коэффициент температуропроводности;

n — число корней $S_n = -\frac{a\mu_n^2}{x_t^2} = -\frac{(2n-1)\pi^2 a^2}{4x_t^2}$ функции $\operatorname{ch} \sqrt{\frac{S}{a}} x_t = 0$; $A_n = \frac{2}{\mu_n} (-1)^{n+1}$

тепловая амплитуда; $F_0 = \frac{at}{x_t^2}$ — критерий Фурье;

$P_d = \frac{bx_t^2}{a}$ — критерий Предводителева; T_0 — температура клапана при $t=0$:

На основе этого уравнения найдено, что температура в центре клапана при токе около 170 А равна 7,475 К и превышает критическое значение температуры для материала клапана (7,22 К), что и вызывает нарушение нормальной работы ТКП.

Анализ тепловых процессов в клапанах криотронов указывает на то, что температура клапана при работе ТКП в режиме ввода энергии может быть уменьшена путем снижения мощности потерь и улучшения условий охлаждения клапана, в частности, путем изменения его конструкции. С этой целью в модернизированном варианте для обеспечения каналов циркуляции хладоагента на поверхность клапана наклеивались полоски электрокартона толщиной 1 мм. Модернизированные клапаны имели большее сопротивление в нормальном состоянии ($r=1,8$ мОм), что уменьшило резистивные потери и тепловыделение в клапанах. Некоторые данные о работе экспериментальной модели ТКП с улучшенным охлаждением клапанов в режимах ввода и вывода энергии могут дать зависимости 3 и 4 на рис. 4. Получены осциллограммы напряжений на клапанах криотронов, сверхпроводниковой на-

грузке, магнитного поля управления и тока в клапане криотрона. Как следует из экспериментальных данных модель ТКП не выходит из нормального режима во всем диапазоне рабочих токов. Отклонение экспериментальных данных от расчетных не превышает 10 %.

Определены значения постоянной времени контура сверхпроводниковой нагрузки $\tau = 1,635 \cdot 10^6$ с и его активного сопротивления $R_k = 0,627 \cdot 10^{-9}$ Ом — зависит в основном от активного сопротивления соединительных контактов.

Выводы. 1. Разработана методика расчета ТКП при коммутации сопротивлением и э. д. с., которая может быть использована для инженерной оценки работы устройства и определения влияния различных параметров элементов ТКП на эффективность его работы.

2. Экспериментальные данные, полученные в результате испытаний модели ТКП в режимах ввода и вывода энергии и в режиме «замороженного» потока, соответствуют результатам расчета, проведенного согласно предложенной методике.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Игнатов В. Е., Кузьмин А. В., Скобарихин Ю. В. Экспериментальная модель сверхпроводникового преобразователя на ток 1000 А. — Электричество, 1983, № 4, с. 56—57.

2. A thermally switched 9 kA superconducting rectifier fluxpump / H. H. J. ten Kate, P. B. Bunk, H. A. Steffens, L. J. M. van de Klundert. — IEEE Trans. on Magn., vol. Mag-17, N5, September 1981.

3. Status report of the three phase 25 kA, 1,5 kW thermally switched superconducting rectifier / H. H. J. ten Kate et al. — IEEE Trans. on Magn., vol. Mag-19, N3, May 1983.

4. High current and high power superconducting rectifiers / H. H. J. ten Kate et. al. — Cryogenics, May 1981.

[25.11.87]

Экспресс-оценка статической устойчивости линий в сложной электроэнергетической системе

ЗАХАРКИН О. В., канд. техн. наук, ПУТИЛОВА А. Т., доктор техн. наук

В практике расчетов установившихся режимов и переходных процессов электроэнергетических систем (ЭЭС) наряду с подробными математическими моделями используются упрощенные, применение которых позволяет решать задачи управления методами общей математической теории управления и дает большие возможности для создания быстрых оценочных методов в целях предварительного анализа состояния системы: для оценки предельных режимов, областей статической устойчивости, степени управляемости системы и величины управляющих воздействий, обеспечивающих сохранение статической устойчивости в последаварийных режимах и устойчивости при больших возмущениях. Особенно эффективно их использование (первый этап — упрощенная модель, второй этап — уточнение по полной модели) при определении полиномиальных выражений, аппроксимирующих зависимость величины запаса устойчивости или величины управляющих воздействий от контролируемых режимных параметров, которые вычисляются заблаговременно применительно к различным схемно-режимным ситуациям и затем используются для управления ЭЭС в темпе процесса.

Из упрощенных моделей наиболее часто используется позиционная модель, оценке правомерности использования которой была посвящена дискуссия на страницах журнала «Электричество» (1975 г., № 8).

Применение упрощенных моделей требует обоснования границ их применимости при совместном использовании с полными моделями. В данном сообщении анализируется опыт использования метода обобщенных угловых характеристик генераторов и групп генераторов [1, 2], разработанного на основе позиционной модели для экспресс-оценки пропускной способности линий, работающих в сложной системе, по условиям устойчивости параллельной работы генераторов системы; кроме того, дается сравнение результатов, полученных с использованием этого метода, с результатами, полученными по полной модели.

При использовании метода обобщенных угловых характеристик мощности стратегия утяжеления режима принимается такой, при которой обобщенная угловая характеристика нагружаемой станции (или группы станций), т. е. зависимость ее активной мощности от собственного угла вектора э. д. с. имеет синусоидальный характер, и предел мощности определяется по критерию $dA/d\delta = 0$. Для этого достаточно осуществлять загрузку выделенной станции путем увеличения собственного угла ее э. д. с. при постоянстве собственных углов э. д. с. всех остальных станций системы. Предельная мощность нагружаемой станции определяется по выражению

$$P_i^{\text{пр}} = P_{\text{н}} + \sqrt{\left[\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n P_{ij}^m \sin(\delta_{ij}^0 - \alpha_{ij}) \right]^2 + \left[\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n P_{ij}^m \cos(\delta_{ij}^0 - \alpha_{ij}) \right]^2} \quad (1)$$

предельная мощность группы станций — по выражению

$$P_{\text{гпр}}^{\text{пр}} = P_{\text{ст}} + \sqrt{\left[\sum_{i \in m} \sum_{j \notin m} P_{ij}^m \sin(\delta_{ij}^0 - \alpha_{ij}) \right]^2 + \left[\sum_{i \in m} \sum_{j \notin m} P_{ij}^m \cos(\delta_{ij}^0 - \alpha_{ij}) \right]^2} \quad (2)$$

На основе метода обобщенных угловых характеристик были рассмотрены три упрощенных способа оценки пропускной способности сечений. Первый способ состоит в определении предельных передаваемых мощностей по линиям сечений как суммы перетоков мощности по линиям сечения в исходном установившемся режиме и допустимого наброса мощности на определяющую для каждого сечения группу генераторов (рисунок, табл. 1). Второй способ связан с определением режимов предельной мощности групп генераторов (2) и с расчетом значений перетоков мощности по линиям сечений в этих режимах. Третий способ заключается в определении максимума перетока мощности по линиям сечения при изменении загрузки, определяющей для каждого сечения группу генераторов, за счет увели-

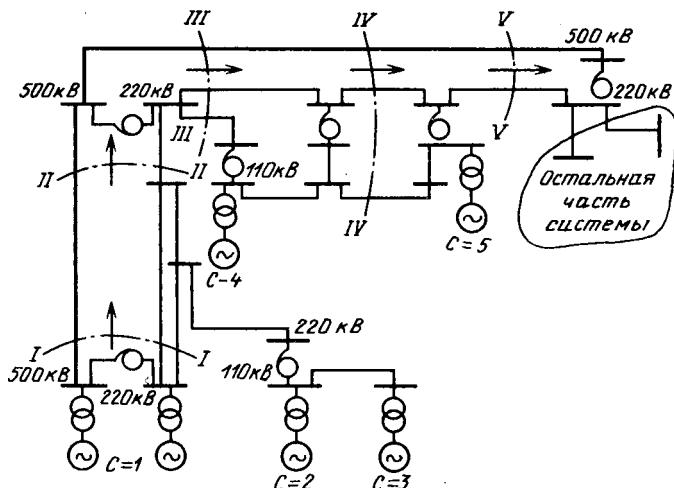


Схема энергосистемы

Таблица 1

Состав группы (рисунок)	Показатели запаса статической устойчивости групп станций			
	Мощность в исходном режиме, МВт	Предельная мощность, МВт	Допустимый наброс, МВт	Коэффициент запаса, о. е.
$C=1$	1120	1360	240	0,18
$C=1 \div C=3$	1550	1650	100	0,06
$C=1 \div C=4$	1710	1810	100	0,06
$C=1 \div C=5$	1940	2000	60	0,03

чения взаимных углов между векторами э. д. с. генераторов этой группы и векторами э. д. с. генераторов остальных станций.

Результаты экспресс-оценки пропускной способности линий сечений, полученные при всех трех способах определения предельных перетоков, приведены в табл. 2, из которой следует, что второй и третий способы дают близкие результаты. В дальнейшем рассматривается только второй способ.

Для оценки правомерности использования позиционной модели энергосистемы при нахождении пределов пропускной способности линий сечений в условиях рассматриваемой энергосистемы были проведены уточняющие расчеты по определению пределов передаваемой мощности при учете типовых статических характеристик нагрузки (СХН) по напряжению; результаты расчетов приведены в таблице 3.

Таблица 2

Способы экспресс-оценки (условия определения)	Предельная пропускная способность сечений ($I \div V$) при разных способах экспресс-оценки, МВт				
	I	II	III	IV	V
Мощность в исходном режиме					
1-й способ	1100	900	890	650	560
2-й способ	1350	1000	990	750	620
3-й способ	1330	1000	1030	800	700
	1330	1000	1030	800	740

Таблица 3

Анализируемое сечение	Нагружаемая группа станций (рисунок)	Предел пропускной способности, МВт		Время расчета, с		Погрешность, %	
		точный расчет		экспресс-оценка		при z_n	при z_n СХН
		при z_n	при z_n СХН	точный расчет	экспресс-оценка		
I	$C \div 1$	1330	1190	1330		—	11,7
II	$C=1 \div C=3$	1000	960	1000		—	4,1
III	$C=1 \div C=3$	1030	930	1030	1000	—	10,7
IV	$C=1 \div C=4$	800	690	800		—	16
V	$C=1 \div C=5$	740	670	700		—5,4	4,5

Из анализа приведенных данных следует, что в условиях позиционной модели энергосистемы значения предельных перетоков по линиям сечений I-V отличаются от значений, полученных в условиях математической модели ЭЭС, учитывающей типовые статические характеристики нагрузки по напряжению не более чем на 4—16 %, что позволяет использовать позиционную модель в оценочных расчетах устойчивости.

Предлагаемый способ экспресс-оценки пропускной способности сечений по статической устойчивости параллельной работы генераторов системы, базирующейся на позиционной модели, дает результаты, хорошо согласующиеся с полученными при полном (при $z_n = \text{const}$) расчете (сечения I—IV, табл. 3) или близкие к ним (сечение V), при значительно более высокой скорости счета (см. табл. 3).

Хорошее совпадение результатов объясняется следующими обстоятельствами. Определение предельной активной мощности по заданному сечению на основе соотношений для обобщенных угловых характеристик мощности группы генераторов (2) тождественно выполнению следующих операций:

а) сворачивание схемы сети для заданной группы генераторов относительно узлов, являющихся узлами примыкания линий электропередачи, входящих в рассматриваемое сечение;

б) определение параметров эквивалентного генератора, замещающего заданную группу генераторов, с помощью методов параметрического эквивалентирования нерегулируемых генераторов [3];

в) определение предельной активной мощности по анализируемому сечению путем нагружения эквивалентного генератора.

Отличие экспресс-метода состоит только в том, что сворачивание схемы сети и определение параметров эквивалентного генератора в явном виде не производится.

При использовании других математических моделей нагрузки погрешность определения предельных мощностей по линиям выделенного сечения с помощью выражений (1), (2) тем меньше, чем ближе исходный установившийся режим к предельному режиму.

Недостатком предполагаемого способа экспресс-оценки является то, что он пригоден только при специфической стратегии утяжеления режима. Способ экспресс-оценки реализован в комплексе программ БАРС (Быстрый Анализ Режимов Системы), который прошел опытную проверку.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Приближенный метод анализа устойчивости многомашинных электроэнергетических систем / С. Г. Аржаников, О. В. Захаркин, А. Т. Путилова, Н. Ю. Семенюк — В кн.: Переходные процессы и устойчивость электроэнергетических систем. Сб. научн. тр./ЭНИИ.— М.: 1983.

2. Аржаников С. Г., Захаркин О. В., Путилова А. Т. Сопоставление схем электроснабжения по условиям устойчивости на основе приближенных показателей. — В кн.: Методы исследования устойчивости сложных электрических систем и их использование. Сб. научн. тр. / Энергосетьпроект.— М.: Энергоатомиздат, 1985.

3. Воропай Н. И. Упрощение математических моделей динамики электроэнергетических систем. — Новосибирск: Наука, 1981.

[28.06.88]

К анализу переходных процессов в сети с изолированной нейтралью

ДУДАРЕВ Л. Е., канд. техн. наук, ВОЛОШЕК И. В., инж.

В сети с изолированной нейтралью замыкания фазы на землю обусловливают переходные процессы как в момент соединения фазы с землей, так и после обрыва этой связи. Практическая необходимость анализа таких переходных процессов возникает при разработке релейных защит, защит от перенапряжений и в ряде других случаев, когда требуется оценка работы элементов схем электроснабжения при перемежающихся замыканиях фазы на землю.

Переходные процессы, возникающие непосредственно после замыкания фазы на землю, представляют интерес при разработке устройств релейной защиты и изучены относительно хорошо, в том числе и методами численного анализа [1, 2]. Процессы после обрыва связи фазы с землей практически исследовались только экспериментально [3, 4]. Из этих исследований видно, что трансформатор напряжения (ТН) может насыщаться и существенно влиять на переходный процесс в интервале бестоковой паузы перемежающейся дуги, поэтому учет этого обстоятельства при решении ряда практических задач обязателен.

Достаточно глубокое и всестороннее изучение переходных процессов, связанных с замыканиями на землю, возможно только при наличии соответствующих моделей. Известны относительно универсальные модели, в которых учтены практически все факторы, в том числе и мало влияющие на исследуемые процессы [2]. Реализация таких моделей даже на современных ЦВМ связана с большими затратами машинного времени. Большинство известных исследований проводились на базе весьма упрощенных схем замещения [5], в которых не учитываются и существенно влияющие факторы. Кроме того, в моделях, построенных на базе этих схем, так же как и в предыдущем случае, не учитывались ТН.

Авторы предприняли попытку разработать математическую модель сети, которая учитывала бы только существенно влияющие факторы, и в рамках данной статьи излагают основные методические предпосылки ее построения и обосновывают достоверность численного анализа переходных процессов на базе такой модели.

На рис. 1 представлена схема замещения сети с изолированной нейтралью, в которой ветвь с ключом K имитирует цепь замыкания фазы на землю через сопротивление R_0 ; при этом точка замыкания предполагается на шинах питающей подстанции. Выбор такой точки замыкания обусловлен необходимостью получения максимальных значений параметров переходного процесса, которые представляют интерес при решении большинства практических задач. Схема замещения составлена с учетом общепринятых допущений: представление распределенных параметров сосредоточенными, неучет токовых нагрузок и активных проводимостей фаз по отношению к земле. Схема с сосредоточенными параметрами не может учесть колебаний на повышенных частотах, связанных с волновыми процессами и процессами в дуге, но достаточно достоверно отражает так называемые среднечастотные колебания и апериодические процессы, что приемлемо для большинства случаев применения модели, в том числе и для задач данной статьи.

В T -образной схеме замещения на рис. 1 левое плечо индуктивности L_c и сопротивления R_c отнесены к цепи источника. Такое допущение не вносит заметных погрешностей, так как индуктивность сети по крайней мере на порядок меньше индуктивности источника.

На схеме рис. 1 показаны направления контурных токов в режимах замыкания фазы на землю (ключ K замкнут). Переходные процессы в этом режиме могут быть описаны следующей системой дифференциальных уравнений:

$$L_{\text{u}} p i_1 + R_{\text{u}} i_1 + \frac{i_1 + i_5 + i_3}{p C_{\text{u}}} + L_{\text{u}} p (i_1 - i_2) + R_{\text{u}} (i_1 - i_2) = e_A - e_B; \quad (1)$$

$$L_{\text{u}} p (i_2 - i_1) + R_{\text{u}} (i_2 - i_1) + \frac{i_2 + i_5 + i_4}{p C_{\text{u}}} + R_{\text{u}} i_2 + L_{\text{u}} p i_2 = e_B - e_C; \quad (2)$$

$$L_c p (i_3 + i_6) + R_c (i_3 + i_6) + \frac{i_3 + i_6}{p C_0} + \frac{i_3 + i_1 + i_5}{p C_{\text{u}}} + L_c p (i_3 - i_4 - i_7) + R_c (i_3 - i_7 - i_4) + \frac{i_3 - i_4 - i_7}{p C_0} = 0; \quad (3)$$

$$L_c p (i_4 - i_3 + i_7) + R_c (i_4 + i_7 - i_3) + \frac{i_4 + i_7 - i_3}{p C_0} + \frac{i_4 + i_2 + i_5}{p C_{\text{u}}} + L_c p (i_4 - i_8 - i_9) + R_c (i_4 - i_8 - i_9) + \frac{i_4 - i_8 - i_9}{p C_0} = 0; \quad (4)$$

$$\frac{i_5}{p C_{\text{u}}} + \frac{i_5 + i_3 + i_1}{p C_{\text{u}}} + \frac{i_5 + i_4 + i_2}{p C_{\text{u}}} = 0; \quad (5)$$

$$L_c p (i_6 + i_3) + R_c (i_3 + i_6) + \frac{i_3 + i_6}{p C_0} + p \Psi_A + R_t i_6 = 0; \quad (6)$$

$$L_c p (i_7 + i_4 - i_3) + R_c (i_7 + i_4 - i_3) + \frac{i_7 + i_4 - i_3}{p C_0} + p \Psi_B + R_t i_7 = 0; \quad (7)$$

$$L_c p (i_8 + i_9 - i_4) + R_c (i_8 + i_9 - i_4) + \frac{i_8 + i_9 - i_4}{p C_0} + p \Psi_C + R_t i_8 = 0; \quad (8)$$

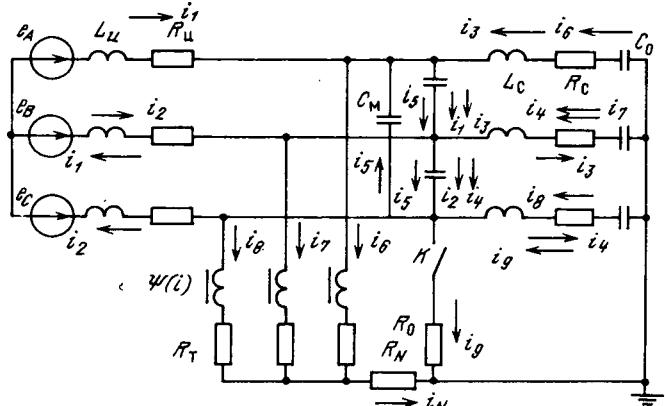


Рис. 1. Схема замещения сети в режиме замыкания фазы на землю

$$L_c p(i_9 + i_8 - i_4) + R_c(i_9 + i_8 - i_4) + \frac{i_9 + i_8 - i_4}{pC_0} + R_0 i_9 = 0. \quad (9)$$

В режиме обрыва связи фазы с землей (ключ K разомкнут) исчезает одна ветвь, поэтому отсутствует девятый контур. Этот режим принципиально можно имитировать путем введения большого значения R_0 , однако при этом в схеме будут иметь место контуры с очень быстро затухающей апериодической составляющей, постоянная времени которой мала по сравнению с длиной интервала, на котором определяется решение. Это означает, что дифференциальные уравнения становятся жесткими, и для их решения требуются специальные методы [6]. В связи с тем, что реализация разработанной математической модели предполагается на базе метода Рунге — Кутта, эту особенность следует учитывать. Проблема жесткости уравнения может быть снята, если режим после размыкания ключа K рассчитывается по отдельной математической модели с учетом соответствующих начальных условий.

Для реализации полученной математической модели на ЭВМ исходная система уравнений разрешена относительно производных в режимах замыкания и размыкания.

В режиме замыкания фазы на землю преобразованная система уравнений имеет вид:

$$\begin{aligned} pi_1 &= a_0; \quad pi_2 = a_1; \quad pU_{AB} = \frac{i_1 + i_3 + i_5}{C_m}; \quad pU_{BC} = \frac{i_2 + i_5 + i_4}{C_m}; \\ pU_{CA} &= -\frac{i_3 + i_6}{C_0}; \quad pU_{C_0B} = \frac{i_3 - i_4 - i_7}{C_0}; \\ pi_3 &= a_5; \quad pi_4 = a_6; \quad pi_5 = -\frac{1}{3}(a_1 + a_0 + a_5 + a_6); \\ p\Psi_A &= a_4; \quad p\Psi_B = a_3; \quad p\Psi_C = a_2; \quad pi_9 = a_7; \\ pU_{C_0C} &= \frac{i_4 - i_8 - i_9}{C_0}. \end{aligned}$$

В режиме обрыва связи фазы с землей первые шесть уравнений являются общими с предыдущим режимом, поэтому ниже приводятся только дополнительные уравнения:

$$\begin{aligned} pi_3 &= b_5/L_c; \quad pi_4 = b_6/L_c; \quad pi_5 = \frac{1}{3}(a_1 + a_0 + \frac{b_5}{L_c} + \frac{b_6}{L_c}); \\ p\Psi_A &= b_4 + \frac{b_3 - b_4 b_1}{b_1 - b_2}; \quad p\Psi_B = \frac{b_3 - b_4 b_1}{b_1 - b_2}; \quad p\Psi_C = b_7. \end{aligned}$$

Коэффициенты « a » и « b » определяются обычными алгебраическими преобразованиями и приведены в приложении.

При разработке математической модели учитывался нелинейный характер индуктивности ТН. Как известно, подобные индуктивности принято задавать зависимостью $i = f(\Psi)$. Учитывая, что ТН в режиме дугового замыкания могут работать в режиме глубокого насыщения, было признано целесообразным кривую намагничивания аппроксимировать четырьмя полиномами:

$$i = \begin{cases} k_1 \Psi & \text{при } |\Psi| \leq \Psi_1; \\ \text{sign } \Psi [k_1 \Psi_1 + k_2 (|\Psi| - \Psi_1)^{k_3}] & \text{при } \Psi_1 < |\Psi| < \Psi_2; \\ \text{sign } \Psi (k_4 |\Psi| + k_5) & \text{при } \Psi_2 \leq |\Psi| < \Psi_3; \\ \text{sign } \Psi (k_6 |\Psi| + k_7) & \text{при } |\Psi| \geq \Psi_3. \end{cases}$$

Параметры трансформатора, питающего сеть (L_n , R_n), определяются по каталожным данным, а параметры сети (L_c , R_c , C_0) — исходя из ее конфигурации с ис-

пользованием общепринятой в современной практике методики.

Контрольные расчеты переходных процессов проводились для сети 10 кВ, питающейся от трансформатора типа ТП-2500/35 ($L_n = 9,04 \cdot 10^{-3}$ Гн, $R_n = 1,5$ Ом). Сеть с эквивалентными параметрами: $C_0 = 0,83 \cdot 10^{-6}$ Ф, $L_c = 9,04 \cdot 10^{-4}$ Гн, $R_c = 1,5$ Ом.

Сопротивление растеканию тока в земле R_0 принято равным сопротивлению заземляющего контура. В связи с тем, что свободные составляющие токов переходного процесса имеют относительно большую частоту, принятые выше значения активных сопротивлений увеличены в соответствии с рекомендациями, изложенными в [5], до $R_0 = 3$ Ом, $R_c = 13,5$ Ом, $R_0 = 12$ Ом. Междуфазная емкость принималась равной: для кабельных сетей $C_m = C_0/3$, для воздушных сетей $C_m = C_0/10$. Кривая намагничивания железа ТН типа НТМи-10-66 взята из [3].

Начальные условия режима замыкания определялись исходя из предположения, что замыкание происходит в момент максимума напряжения поврежденной фазы, а режима обрыва связи фазы с землей — в момент перехода вынужденной составляющей тока через нуль в месте замыкания.

Преобразованная математическая модель представляет собой системы дифференциальных уравнений первого порядка, поэтому численный анализ целесообразно осуществлять на базе программы решения системы обыкновенных дифференциальных уравнений первого порядка методом Рунге — Кутта (RKGS) из пакета прикладных программ ФОРТРАН. Вычисления проводились по формулам Рунге — Кутта четвертого порядка с модификацией Гилла.

На рис. 2 представлены расчетные кривые фазных напряжений (U_A , U_B , U_C), тока в месте замыкания (i_0), тока в нейтрали (i_N) и в обмотках ТН (i_{TA} , i_{TB} , i_{TC}). В момент t_0 в фазе C произошло замыкание, напряжение этой фазы по отношению к земле после окончания разрядной стадии процесса быстро достигает нуля, а напряжения других фаз колебательно возрастают от фазного значения до линейного под действием свободной составляющей зарядного тока. В кривой тока, протекающего через место повреждения, видны разрядная и зарядная стадии процесса замыкания. На рис. 2, б начальная стадия замыкания для наглядности изображена в большом масштабе времени. Частота тока в месте замыкания, измеренная по смежным максимумам расчетной кривой в начальной стадии процесса, когда преобладает разрядная составляющая, достигает 6 кГц, а на более поздней стадии, когда преобладает зарядная составляющая — порядка 1000 Гц. Время затухания свободных составляющих токов составляет примерно 10 мс, после чего действующее значение тока достигает 4,51 А ($i_{max} = 6,3$ А), что соответствует установленному значению, определяемому по выражению

$$I_0 = 3U_\Phi \omega C_0.$$

Если предположить, что разрядный и зарядные контуры независимы, то частоту свободных составляющих токов можно оценить по значению емкости и индуктивности в этих контурах. Такая оценка при параметрах исследуемой сети показала, что частота разрядной составляющей равна 5800 Гц, а зарядной — 1300 Гц.

Из рис. 1 видно, что при замыкании фазы на землю создаются последовательно соединенные контуры и индуктивности фазных и междуфазных емкостей с неодинаковыми начальными напряжениями [5]. В начальной

стадии замыкания выравнивание зарядов на емкостях происходит в результате колебательного процесса, частоту которого при $C_m = C_0/3$ можно определить по выражению

$$f_{C_m} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_c C_0}} = 11600 \text{ Гц.}$$

На рис. 2, б эта составляющая отчетливо видна в начальной стадии изменения напряжений на емкостях здоровых фаз, и частота ее составляет примерно 10 кГц. Эта составляющая затухает за время порядка 0,1 мс, поэтому не накладывается на максимумы напряжений здоровых фаз, т. е. не оказывается на уровне максимальных перенапряжений. Это указывает на допустимость разделения C_m и C_0 сосредоточенной индуктивностью сети.

Близкое совпадение частот, рассчитанных по параметрам контуров с допущением об их независимости и определенных по результатам численного анализа, с одной стороны, является еще одним доказательством достоверности расчетов на ЦВМ, а с другой, указывает на возможность предварительной оценки шага интегрирования по параметрам контуров.

В момент t_1 произведен обрыв связи фазы с землей и, как видно из рис. 2, а, токи и напряжения стремятся к значениям нормального режима. Напряжение нулевой последовательности колебательно затухает с периодичностью, примерно соответствующей частоте 20 Гц. Следует отметить, что кривые токов в цепях ТН и напряжения U_0 несинусоидальны и имеют четкие признаки наличия в цепях насыщающихся элементов.

Кривые токов в обмотках ТН (рис. 2, а) показывают, что в интервале бестоковой паузы ТН насыщается, и максимальное значение этих токов в исследуемой сети может достигать 2,3 А. Это означает, что при устойчивом горении перемежающейся дуги с соответствующей длительностью бестоковой паузы обмотки ТН могут подвергаться более чем десятикратным перегрузкам по отношению к установленвшемуся режиму глухого замыкания. Такие перегрузки приводят к быстрому термическому разрушению изоляции и выходу ТН из строя.

Как показали расчеты, учет междуфазной емкости в режиме замыкания в момент прохождения напряжения поврежденной фазы через максимум оказывается только на токе в месте замыкания. Так при $C_m = C_0/3$ первый максимум тока составляет 229 А, а при $C_m = 0$ — только 151 А.

Машинное время при реализации модели на ЭВМ типа ЕС-1060 в течение 0,08 с реального времени составило примерно 8 мин.

На рис. 3 приведена осциллограмма кривых токов и напряжений, записанных в сети с параметрами, близкими к расчетным, в режимах замыкания и обрыва связи фазы с землей. Из осциллограммы видно, что замыкание фазы на землю произошло, как и в расчетных условиях, при $U_{\phi \max}$ и ток в нейтрали ТН без переходного процесса достигает установленвшегося значения. Ток в месте замыкания после затухания свободных составляющих также достигает вынужденного значения. Обрыв связи фазы с землей в отличие от расчетных условий в эксперименте произошел после нескольких пробоев, после окончательного обрыва этой связи ток в нейтрали ТН и напряжение нулевой последовательности изменяются по несинусоидальным кривым с явными признаками нелинейности из-за насыщения.

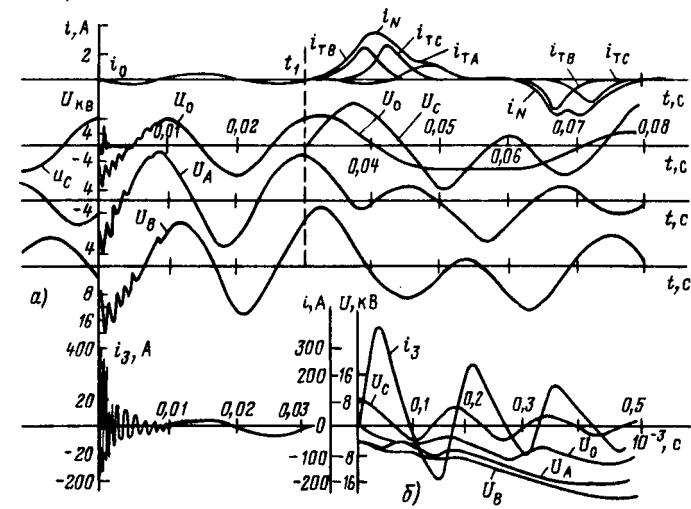


Рис. 2. Расчетные кривые токов и напряжений в режимах замыкания и обрыва связи фазы с землей

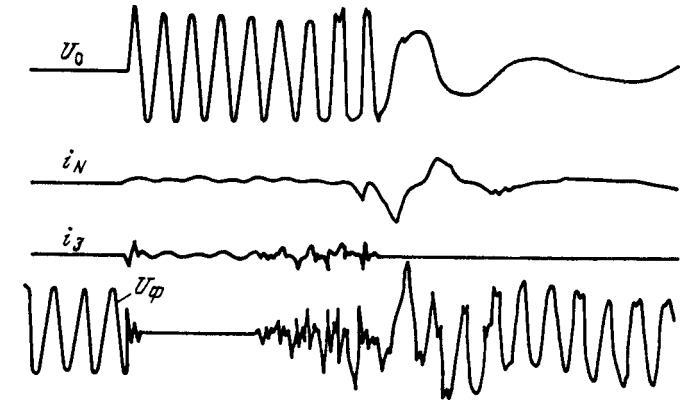


Рис. 3. Осциллограмма токов и напряжений при замыкании фазы на землю в сети 10 кВ подстанции Свиридовская-35 (ПЭО Донбассэнерго)

Сопоставление расчетных кривых тока в нейтрали ТН и напряжения нулевой последовательности с кривыми на осциллограмме указывает на их идентичность. Это доказывает, что разработанная модель отражает реальные условия сети как в режиме замыкания, так и в режиме обрыва связи фазы с землей. Степень количественного совпадения результатов расчета по данной методике с реальными условиями зависит от точности определения кривой намагничивания и параметров схемы.

Выводы. 1. При анализе переходных процессов перемежающегося дугового замыкания в сетях с изолированной нейтралью необходимо учитывать возможность глубокого насыщения измерительных ТН с заземленной нулевой точкой высоковольтных обмоток.

2. Проблема жесткости системы дифференциальных уравнений, описывающей перемежающееся дуговое замыкание, может быть исключена за счет раздельного моделирования режимов замыкания и бестоковой паузы.

3. Предварительная оценка шага интегрирования с достаточной для практических расчетов точностью мо-

жет осуществляться по частоте свободных оставляющих токов, определяемой по индуктивности и емкости, входящими в соответствующие контуры, при условии их независимости.

Приложение. Коэффициенты правых частей дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \frac{1}{3L_n} (2e_A - e_B - e_C - 3R_n i_1 - 2U_{AB} - U_{BC}); \\
 a_1 &= \frac{1}{L_n} [-e_A + R_n(2i_1 - i_2) + U_{AB} + e_B + 2L_n a_0]; \\
 a_2 &= R_0 i_9 - R_n i_8; \quad a_3 = U_{BC} + R_0 i_9 - R_n i_7; \quad a_4 = \\
 &= U_{AB} - R_n i_6 + R_n i_7 + a_3; \quad a_5 = \frac{1}{L_c} \left[-L_c \frac{di_6}{d\Psi_A} a_4 - \right. \\
 &\quad \left. - R_c(i_3 + i_6) + U_A - U_{AB} - U_{BC} - R_0 i_9 \right]; \quad a_6 = \frac{1}{L_c} \times \\
 &\times \left[-L_c \frac{di_7}{d\Psi_B} a_3 - L_c \frac{di_6}{d\Psi_C} a_4 - R_c(i_3 + i_6) + U_A - U_{AB} - \right. \\
 &\quad \left. - 2U_{BC} + U_B - R_c(i_7 + i_4 - i_3) - 2R_0 i_9 \right]; \quad a_7 = \\
 &= \frac{1}{L_c} \left[-L_c \frac{di_8}{d\Psi_C} a_2 + L_c a_6 - R_c(i_9 + i_8 - i_4) + U_C - R_0 i_9 \right]; \\
 b_0 &= \frac{L_c \frac{di_8}{d\Psi_C}}{L_c \frac{di_8}{d\Psi_C} + 1}; \quad b_1 = (1 - b_0) \left(L_c \frac{di_6}{d\Psi_A} + 1 \right); \\
 b_2 &= L_c b_0 \frac{di_7}{d\Psi_B} + b_0 - 2 - L_c \frac{di_7}{d\Psi_B}; \quad b_3 = \\
 &= (b_0 - 1) [R_c(i_3 + i_6) - U_A + R_n i_6 + R_c(i_7 + i_4 - i_3) - \\
 &\quad - U_B + R_c(i_8 - i_4) - U_C] + R_n i_7 (b_0 - 2) + b_0 R_n i_8 + U_{BC};
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 b_4 &= -R_n i_6 + U_{AB} + R_n i_7; \quad b_5 = -\left(b_4 + \frac{b_3 - b_4 b_1}{b_1 - b_2} \right) \times \\
 &\times \left(L_c \frac{di_6}{d\Psi_A} + 1 \right) - R_c(i_3 + i_6) + U_A - R_n i_6; \\
 b_6 &= b_5 - \left(L_c \frac{di_7}{d\Psi_B} + 1 \right) \frac{b_3 - b_4 b_1}{b_1 - b_2} - R_c(i_7 + i_4 - i_3) + \\
 &+ U_B - R_n i_7; \quad b_7 = \frac{1}{L_c \frac{di_8}{d\Psi_C} + 1} \left[b_5 - \frac{b_3 - b_4 b_1}{b_1 - b_2} \times \right. \\
 &\times \left(L_c \frac{di_7}{d\Psi_B} + 1 \right) - R_c(i_7 + i_4 - i_3) + U_B - R_n i_7 - \\
 &\quad \left. - R_c(i_8 - i_4) + U_C - R_n i_8 - 2R_n (i_6 + i_7 + i_8) \right].
 \end{aligned}$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дударев Л. Е., Зубков В. В. Некоторые особенности переходных процессов при замыкании фазы на землю в сетях 6—35 кВ и использование их для средств релейной защиты.— Электрические станции, 1978, № 6.

2. Новаш В. И., Савин С. Н. Расчеты и анализ переходных процессов в компенсированной сети с учетом нелинейности дугогасящей катушки.— Изв. вузов. Энергетика, 1978, № 2.

3. Зихерман М. Х. Повреждения трансформаторов напряжения при дуговых замыканиях на землю в сетях 6—10 кВ.— Электрические станции, 1978, № 11.

4. Лихачев Ф. А. Повышение надежности распределительных сетей 6—10 кВ.— Электрические станции, 1981, № 11.

5. Лихачев Ф. А. Замыкания на землю в сетях с изолированной нейтралью и с компенсацией емкостных токов.— М.: Энергия, 1971.

6. Форсайт Дж., Малькольм М., Моуляр К. Машинные методы математических вычислений.— М.: Мир, 1980.

[25.05.88]

УДК 621.311.1.017.2.001.24

Потери электроэнергии от транзитных перетоков в электрических сетях

ФИЛИППОВА Т. А., доктор техн. наук, АЗАРОВ В. С., канд. техн. наук
ВЗПИ

В условиях перехода энергетики на хозрасчет и самофинансирование весьма актуальным является вопрос распределения потерь энергии между предприятиями энергосистем и объединений.

В настоящее время потери энергии еще не всегда включаются в хозяйственный механизм хозрасчетного энергетического предприятия, что связано с трудностями их планирования, учета и правильно распределения между потребителями. Однако фактическая деятельность предприятий, осуществляющих транспорт энергии, прямо отражается на потерях энергии, и поэтому на современном этапе развития потери должны включаться в экономические показатели энергопредприятий, а для преодоления отмеченных выше трудностей необходимо создать соответствующие средства и методы.

В данной статье предлагается метод, позволяющий распределить потерянную в сети энергию между предприятиями, участвующими в ее генерации или потреблении. Представляется, что решение такой задачи найдет применение в системе хозрасчета и будет способствовать повышению эффективности работы энергопредприятий.

Загрузка элементов электрической сети складывается из суммы перетоков к различным потребителям. Суммарный переток вызывает потери мощности и энергии, которые могут быть определены аналитически или по показаниям счетчиков активной энергии. При анализе потерь электроэнергии возникает необходимость определения доли потерь от транзита мощности по сети для разных потребителей. Согласно методике [1] эта величина определяется как разность потерь в

сети при наличии и отсутствии заданной транзитной мощности. Такой подход, как будет показано, соответствует в действительности лишь частному случаю перетоков.

Рассмотрим общий случай расчета потерь от транзитных перетоков (рис. 1). Пусть по участку линии ab протекают мощности S_1 и S_2 , т. е. транзитные токи

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{P_1 - jQ_1}{\sqrt{3} U_0} = I_{1a} - jI_{1p}; \\ I_2 &= \frac{P_2 - jQ_2}{\sqrt{3} U_0} = I_{2a} - jI_{2p}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Потери мощности

$$\Delta P = 3((I_{1a} + I_{2a})^2 + (I_{1p} + I_{2p})^2) r. \quad (2)$$

Если бы передача мощности осуществлялась отдельно для каждой нагрузки S_1 и S_2 , то величина потерь

$$\Delta P' = 3I_1^2 r + 3I_2^2 r = \Delta P'_1 + \Delta P'_2. \quad (3)$$

Очевидно, что

$$\Delta P \neq \Delta P',$$

т. е. использование линии для совместной передачи энергии разным потребителям приводит к взаимодействию их токов, в результате которого действительные потери мощности от передачи энергии в каждый узел нагрузки будут отличаться от (3).

Уравнение (2) перепишем в виде

$$\Delta P = 3\operatorname{Re}(\Delta U_{ab}(I_1^* + I_2^*)) = 3\operatorname{Re}\Delta U_{ab} I_1^* + 3\operatorname{Re}\Delta U_{ab} I_2^* = \Delta P_1 + \Delta P_2, \quad (4)$$

где ΔU_{ab} — падение напряжения на участке линии при совместном протекании токов I_1 и I_2 ; ΔP_1 , ΔP_2 — составляющие потерь активной мощности, вызванные протеканием транзитных токов I_1 и I_2 .

Преобразовывая уравнение (4), получаем

$$\Delta P = \Delta P_1 + \Delta P_2 = 3I_1^2 r \left(1 + \frac{I_{1a} I_{2a} + I_{1p} I_{2p}}{I_1^2} \right) + 3I_2^2 r \left(1 + \frac{I_{1a} I_{2a} + I_{1p} I_{2p}}{I_2^2} \right) = \alpha_1 \Delta P'_1 + \alpha_2 \Delta P'_2, \quad (5)$$

где α_1 , α_2 — коэффициенты изменения потерь соответственно для первого и второго токов нагрузки при их совместном протекании по линии.

Из (5) следует, что составляющие потерь от протекания транзитных токов отличаются от потерь, вызванных каждым током в отдельности, в α_i раз. Величина α_i зависит от величины, направления и фаз совместно протекающих токов. Исследовать влияние отдельных компонентов можно по соотношению

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} = \frac{I_1^2 + I_{1a} I_{2a} + I_{1p} I_{2p}}{I_2^2 + I_{1a} I_{2a} + I_{1p} I_{2p}} \cdot \frac{I_2^2}{I_1^2}. \quad (6)$$

При передаче активных нагрузок $I_1 = I_{1a}$, $I_2 = I_{2a}$ и $\alpha_1/\alpha_2 = I_2/I_1$, (7)

т. е. коэффициенты изменения потерь обратно пропорциональны величинам токов нагрузок. Очевидно, что аналогичное соотношение получается и при передаче чисто реактивных нагрузок.

Влияние величины и направления транзитных токов рассмотрим на примере с двумя нагрузками, одна из которых неизменна и равна $I_1 = 200$ А, а другая

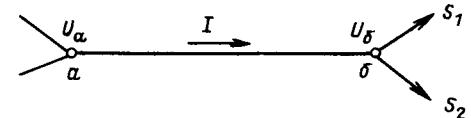


Рис. 1. Схема участка сети

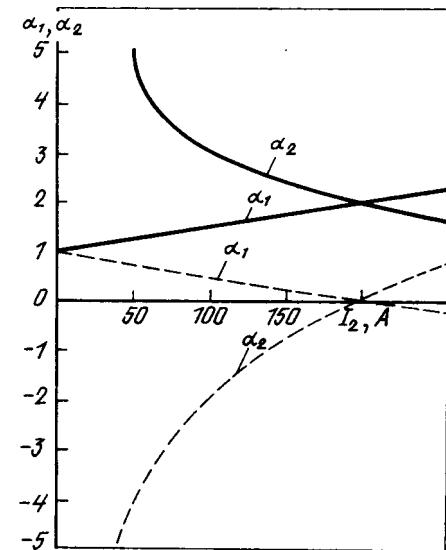


Рис. 2. Графики изменения коэффициентов α_1 и α_2 : — направления токов I_1 и I_2 совпадают; — — направления противоположны

может меняться по величине и направлению потребляемого тока I_2 . Сопротивление участка ab принимаем равным 10 Ом. Характеристики изменения коэффициентов α_1 и α_2 для примера показаны на рис. 2. Из него следует, что если транзитный ток I_2 возрастает и совпадает по направлению с током I_1 , это приводит к увеличению α_1 и α_2 . При этом прирост α_1 линейно зависит от I_2 :

$$\alpha_1 = 1 + I_2/I_1, \quad (8)$$

а коэффициент α_2 изменяется гиперболически, т. е. тем больше, чем меньше значения тока транзита I_2 . Если токи I_1 и I_2 равны, то и коэффициенты изменения потерь от этих токов одинаковы и равны $\alpha_1 = \alpha_2 = 2$. В том случае, когда направление тока I_2 противоположно току I_1 , коэффициент α_2 в диапазоне $I_2 = 0 \div I_1$ будет отрицательным. При равенстве противоположных токов $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$, т. е. потери в линии отсутствуют. При малых токах I_2 , когда $\alpha_2 \rightarrow \infty$, потери $\Delta P_2 = 0$, так как $I_2 \rightarrow 0$ (рис. 3). Для транзита противоположного направления составляющая потеря ΔP_2 отрицательная. Это означает, что ток такого транзита не добавляет, а снижает общие потери мощности на участке линии. Причем снижение общих потерь происходит не только за счет составляющей ΔP_2 , но и за счет уменьшения составляющей ΔP_1 от протекания тока неизменной нагрузки.

Теперь рассмотрим влияние фазы токов на составляющие потерь (рис. 4). При одинаковом направлении токов активных и реактивных нагрузок величины составляющих потерь при неизменных модулях

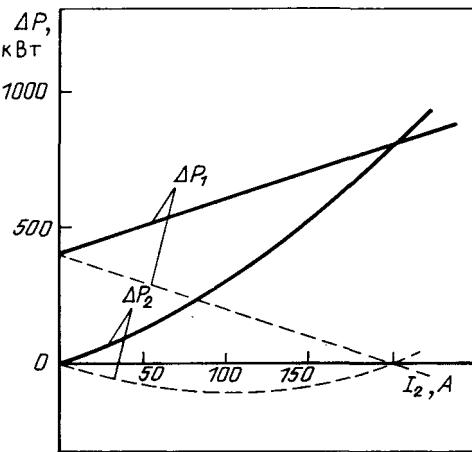


Рис. 3. Графики изменения составляющих потерь при совместном протекании активных токов нагрузки: — направления токов I_1 и I_2 совпадают; - - - направления противоположны

токов практически не зависят от фазы транзитного тока. Если знаки реактивных токов разные, то потери мощности от постоянной нагрузки I_1 и транзита I_2 снижаются. При равенстве $I_{1a}I_{2a}=I_{1p}I_{2p}$, независимо от величины модуля транзитного тока, потери мощности от неизменной нагрузки одинаковы ($\alpha_1=1$), т. е.

$$\Delta P'_1=3I_1^2r.$$

В этом случае потери мощности от транзита могут быть определены по методике, предлагаемой в [1], т. е.

$$\Delta P_{tp}=\Delta P_2=\Delta P-\Delta P'_1. \quad (9)$$

Естественно, во всех других случаях определение потерь от транзита по (9) приводит к ошибке

$$\delta\Delta P_{tp}=(\alpha_1-1)\Delta P'_1. \quad (10)$$

Если по линии протекает n транзитных токов, то потери в ней определяются в виде суммы составляющих от транзитных перетоков

$$\Delta P=\sum_{i=1}^{i=n} \alpha_i I_i^2 r. \quad (11)$$

Коэффициент изменения потерь для произвольного (i -го) тока

$$\alpha_i=1+\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{j=n} (I_{ia}I_{ja}+I_{ip}I_{jp})/I_i^2. \quad (12)$$

Рассмотрим методику разделения потерь в сети произвольной конфигурации, имеющей p ветвей и n независимых узлов.

Согласно [2] для токов ветвей имеем

$$\mathbf{I}=\mathbf{Y}_b \mathbf{M}_t \mathbf{Y}^{-1} \mathbf{J}_d \mathbf{n}=T \mathbf{n}, \quad (13)$$

где \mathbf{I} — столбцовая матрица токов в ветвях; \mathbf{Y}_b — диагональная матрица проводимостей ветвей; \mathbf{Y} — матрица собственных и взаимных проводимостей схемы сети; \mathbf{M}_t — транспонированная матрица матрицы соединений по узлам; \mathbf{J}_d — диагональная матрица задающих токов; \mathbf{T} — матрица токораспределения задающих токов нагрузок по ветвям схемы сети; \mathbf{n} — единичная столбцовая матрица.

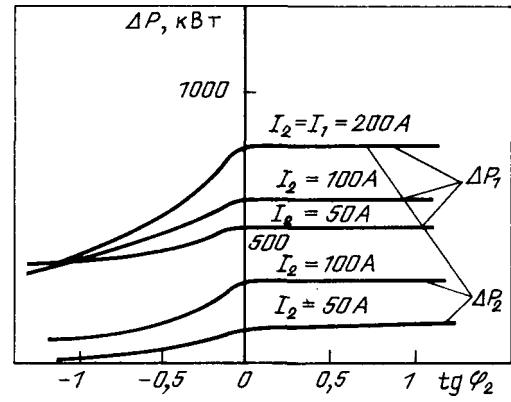


Рис. 4. Графики изменения составляющих потерь при совместном протекании активно-реактивных токов нагрузки

Матрица \mathbf{T} — прямоугольная, порядка $p \times n$, каждая k -я строка ее показывает, какие доли задающих токов нагрузки формируют ток в ветви k , т. е.

$$\begin{aligned} I_k &= c_{k1}J_1; c_{k2}J_2; c_{k3}J_3; \dots; c_{kn}J_n = \\ &= J_{k1}; J_{k2}; J_{k3}; \dots; J_{kn}. \end{aligned} \quad (14)$$

Если известны доли задающих токов по ветвям, т. е. транзитные токи, то можно по (12) найти коэффициенты изменения потерь для каждой доли тока нагрузки, протекающей по данной ветви, а по (11) определить потери мощности и составляющие потерь, вызванные транзитом токов нагрузок по этой ветви. Для этой цели составляется матрица

$$[\alpha T^2]=\begin{vmatrix} \alpha_{11}J_{11}^2 & \alpha_{12}J_{12}^2 & \dots & \alpha_{1n}J_{1n}^2 \\ \alpha_{21}J_{21}^2 & \alpha_{22}J_{22}^2 & \dots & \alpha_{2n}J_{2n}^2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{p1}J_{p1}^2 & a_{p2}J_{p2}^2 & \dots & a_{pn}J_{pn}^2 \end{vmatrix}. \quad (15)$$

Элементы матрицы $[\alpha T^2]$ могут быть также найдены по выражению

$$\alpha_{ki}J_{ki}^2=I_{ki}^2+\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{j=n} (J_{kia}J_{kja}+J_{kip}J_{kjp}). \quad (16)$$

Используя матрицу $[\alpha T^2]$, найдем матрицу составляющих потерь мощности в ветвях схемы сети от транзита по ним токов нагрузок:

$$\Delta P_v=r_d[\alpha T^2], \quad (17)$$

где r_d — диагональная матрица сопротивлений схемы сети.

Матрица суммарных потерь по ветвям схемы сети имеет вид

$$\Delta P_{v\Sigma}=\Delta P_v \mathbf{m}, \quad (18)$$

а матрица суммарных потерь в ветвях схемы сети, отнесенных на долю каждого задающего тока нагрузки,

$$\Delta P_{tp\Sigma}=\Delta P_{v\Sigma} \mathbf{t}, \quad (19)$$

где \mathbf{t} — знак транспортирования; \mathbf{m} — столбцовая единичная матрица.

Таким образом, разделение потерь в ветвях схемы сети между нагрузками узлов может быть проведено на основе полученных выражений.

Расчеты по разделению потерь легко выполнить по результатам плановых заданий по режимам и пере-

токам мощностей объединенных энергосистем, где системаобразующая сеть осуществляет транзит мощности на большие расстояния и потерянная энергия должна быть правильно распределена между объединениями.

Выводы. 1. В современных условиях важно иметь детальный и правильный анализ структуры потерь энергии при ее транспорте. Такой анализ возможен с помощью предлагаемой методики.

2. Целесообразно внести корректиды в действующую методику расчета потерь от транзитных перетоков в электрических сетях.

Приложение. Пример расчета. Для схемы, взятой из [2], найдем составляющие потерь, обусловленные каждой нагрузкой. На схеме рис. 5 указаны все необходимые параметры сети.

Определяем матрицу токораспределения:

$$T = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1/4 & -1/1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1/4 & 0 & 0 \\ 1/2 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -1/1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} 0,8444 & 0,2222 & 0,0444 \\ 0,2222 & 1,1111 & 0,2222 \\ 0,0444 & 0,2222 & 0,8444 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} 2 & 1 & 3 \\ 1 & 2 & 3 \\ 3 & 3 & 2 \end{vmatrix} =$$

$$= \begin{vmatrix} 1,6889 & 0,2222 & 0,1333 \\ -0,3111 & 0,2222 & 0,1333 \\ 0,0899 & 0,2222 & 2,5333 \\ 0,0899 & 0,2222 & -0,4667 \\ 0,2222 & 0,5556 & 0,3333 \end{vmatrix}$$

Определяем матрицу составляющих потерь:

$$\Delta P = r_d[\alpha T^2] = \begin{vmatrix} 3,4528 & 0,4543 & 0,2725 \\ -0,0552 & 0,0394 & 0,0237 \\ 0,2529 & 0,6320 & 7,2057 \\ -0,05532 & -0,1383 & 0,2905 \\ 0,4938 & 1,2346 & 0,7406 \end{vmatrix}$$

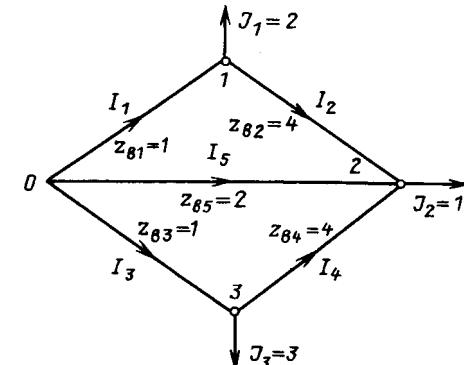


Рис. 5. Схема сети

Матрица потерь в ветвях и матрица составляющих потерь, вызванных протеканием токов нагрузки (транзитных) будут равны:

$$\Delta P_{\Sigma} = \begin{vmatrix} 4,1769 \\ 0,0079 \\ 8,0906 \\ 0,0969 \\ 2,4690 \end{vmatrix}; \quad \Delta P_{tr, \Sigma} = \begin{vmatrix} 4,0890 \\ 2,2221 \\ 8,5330 \end{vmatrix}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Указания о расчете расхода электроэнергии на транзитные и межсистемные перетоки.— М.: СПО Союзтехэнерго, 1979.
- Мельников Н. А. Электрические сети и системы.— М.: Энергия, 1969.

[16.05.88]

УДК 621.311:62-501.22.001.24

Методика расчета частотных характеристик сложных электроэнергетических систем

МУСАЕЛОВ В. С., РОЩИН Г. В., ШТРОБЕЛЬ В. А.

Методика расчета частотных характеристик сложных ЭЭС путем прямого расчета по матрице узловых проводимостей содержит определенные вычислительные трудности, заключающиеся в том, что требуемый объем оперативной памяти ЭВМ начинает резко возрастать после того, как порядок матрицы превысит 10^4 .

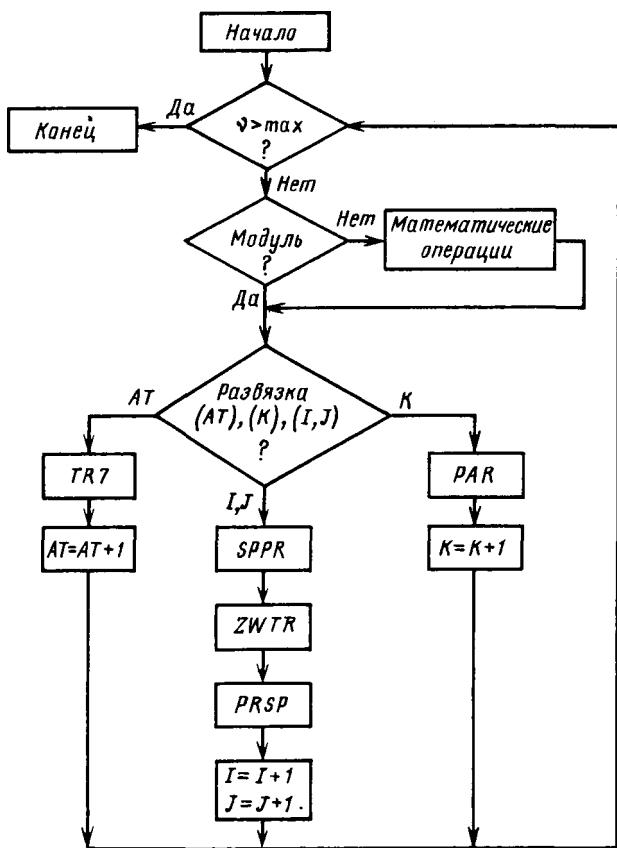
Предлагаемая методика по своему принципу не содержит погрешности и обеспечивает высокое быстродействие.

* Крайчик Ю. С. Методика расчета частотных характеристик электроэнергетических схем.— В кн.: Передача энергии постоянным и переменным током / Тр. НИИПТ, вып. 23.— Л.: Энергия, 1976.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Частотная характеристика строится в координатах R, X , являющихся активным и реактивным сопротивлением (в омах) комплексного сопротивления $Z = R \pm jX$, к которому сворачивается эквивалентная схема рассматриваемой сложной ЭЭС для различных значений гармоник. Возможно получение частотной характеристики в координатах $|Z|, v$. (Перед сверткой параметры схемы сложной ЭЭС должны быть преобразованы таким образом, чтобы во всех узлах схемы было одно и то же напряжение, т. е. приведены к одному напряжению). Число точек частотной характеристики, таким образом, равно числу гармоник, для которых производится свертка схемы сложной ЭЭС.



Свертка производится по программе, составленной конкретно для заданной сложной ЭЭС с использованием программных модулей *PAR*, *TRZ*, *SPPR*, *ZWTR*, *PRSP* и условных операторов программы, реализующих межмодульные связи и связи модулей с другими операторами программы.

Программным модулем мы называем совокупность операторов программы, выполняющих функционально одно и то же действие.

PAR — программный модуль, реализующий расчет параллельного соединения любых комплексных сопротивлений вида $Z = R + iX$.

TRZ — программный модуль, реализующий расчет по формуле преобразования «треугольник — звезда».

Входные и выходные данные — сопротивления вида $Z = R \pm jX$.

SPPR — программный модуль, преобразующий комплексное сопротивление вида $Z=R+jX$ в комплексную проводимость вида $Y=G+jB$.

ZWTR — программный модуль, реализующий расчет по формуле преобразования «звезда — треугольник». Входные и выходные данные — комплексные проводимости $Y = G \pm jB$.

PRSP — программный модуль, реализующий преобразование комплексной проводимости вида $Y = G \pm jB$ в комплексное сопротивление вида $Z = R \pm jX$.

Все вышеуказанные модули составлены на универсальном языке программирования ПЛ/1, отлажены и функционируют.

Число и вид применяемых вышеперечисленных программных модулей, а также число и вид межмодульных связей зависят:

от числа элементов сложной ЭЭС;
от структуры сложной ЭЭС;
от положения точки в сложной ЭЭС, по отношению
к которой производится сверка ее схемы.

В каждом конкретном случае сначала производится структурная свертка схемы сложной ЭЭС к эквивалентному комплексному сопротивлению, по которой составляется алгоритм свертки. После этого составляется программа в операторной форме, в нашем случае, на языке программирования ПЛ/1. Упрощенный алгоритм свертки схемы сложной ЭЭС приведен на рисунке. После того, как программа свертки конкретной ЭЭС составлена, переходят к формированию исходных данных.

По предложенной методике были получены частотные характеристики Восточной и Западной частей в сложной ЭЭС Юга.

Время подготовки исходных данных для программ свертки энергосистем составило приблизительно 1 неделю. Программы свертки вышеуказанных энергосистем применялись на ЭВМ ЕС-1061: время выполнения приблизительно 20 с.

Предлагаемая методика может быть использована при расчете гармоник напряжения на шинах преобразовательных подстанций, в целях рационального выбора фильтров высших гармоник, снижающих влияние этих гармоник, выявления «гармонической» неустойчивости преобразователей и др.

[30.12.87]

Выбор параметров генератора импульсов для испытания трансформаторов и реакторов

ГУБАРЕВ Г. Г., КОНОТОП В. В.
Харьковский политехнический институт

При подготовке испытаний изоляции электротехнического оборудования импульсным напряжением параметры генераторов импульсов напряжения (ГИН) определяют по постоянным времени с использованием принципа раздельного рассмотрения упрощенных схем замещения на фронте и на спаде импульсов [1].

Можно показать, что для объекта испытаний, представляемого емкостной нагрузкой, и при использовании схемы замещения, включающей только активные сопротивления и емкости, генератор будет иметь минимальную запасаемую энергию при емкости в ударе, равной емкости объекта. Коэффициент использования генератора по напряжению при этом равен 0,5. Поскольку ГИН являются универсальным и дорогостоящим оборудованием высоковольтных лабораторий, каждый из них используется для испытания не одного, а многих типов объектов, включая трансформаторы и реакторы. Испытываемые трансформаторы и реакторы в схеме замещения уже не могут быть представлены чисто емкостной нагрузкой. В этом случае корректировку параметров ГИН производят в полностью собранной схеме с подключенным объектом испытаний при разрядном напряжении, равном 50—60 % испытательного.

Как показывает опыт, такой подход требует производить переборку ГИН 2—3 раза [2], занимает много времени, ведет к потере ресурса ГИН и объекта и к значительным материальным затратам. Подбор параметров генератора может быть несколько ускорен и упрощен применением низковольтных электрических моделей [2], однако одновременно оптимизировать параметры схемы генератора по форме воспроизводимого импульса напряжения и запасаемой энергии с помощью низковольтной физической модели крайне сложно.

Целью настоящей статьи является изложение методики определения на цифровых ЭВМ оптимальных значений параметров ГИН при испытаниях трансформаторов и реакторов по критериям реализуемости параметров, совпадения заданного и воспроизведенного импульсов напряжения и минимизации необходимой запасаемой энергии. Методика основана на решении много-критериальной задачи параметрической оптимизации и предназначена для реализации процесса настройки схемы ГИН как однократного акта переключений.

Используя представление процесса разряда ГИН, принятное в [3, 4], и описание объектов испытаний — трансформаторов и реакторов — в виде параллельного соединения индуктивности и входной емкости [1], математическую модель испытательной установки получим в виде системы обыкновенных дифференциальных уравнений седьмого порядка. При этом схема замещения (рис. 1) учитывает емкостной делитель напряжения, подключаемый к выходу ГИН, паразитные емкости, индуктивности и активные сопротивления генератора и токопровода от ГИН к объекту. В матричной форме система уравнений записывается с использованием законов Кирхгофа и имеет вид:

$$A\dot{y}(t) = By(t), \quad (1)$$

— Вологодская областная универсальная научная библиотека —

www.booksite.ru

где

$$A = \begin{pmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ L_1 & L_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ L_1 & L_3 & L_6 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ L_1 & L_3 & L_6 - L_8 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_5 + C'_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_7 \end{pmatrix};$$

$$B = \begin{pmatrix} -R_1 - R_2 & R_2 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ -R_1 & -R_3 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ -R_1 & -R_3 - R_6 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ -R_1 & -R_3 - R_6 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & -1/R_4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix};$$

$$y(t) = (i_1(t) \ i_3(t) \ i_6(t) \ i_8(t) \ u_1(t) \ u_5(t) \ u_7(t))^T;$$

$$u(0) = (0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0)^T$$

$$y(t) = (i_1(t) \ i_3(t) \ i_6(t) \ i_8(t) \ u_1(t) \ u_5(t) \ u_7(t))^T;$$

$$y(0) = (0 \ 0 \ 0 \ 0 \ U_1 \ 0 \ 0)^T.$$

Вектор оптимизируемых параметров включает емкость ГИН, разрядное и демпфирующее сопротивления, а также зарядное напряжение ГИН

$$X = (C_1 R_2 R_3 U_1). \quad (2)$$

Получаемые в процессе поиска значения оптимизируемых параметров в общем случае удовлетворяют двусторонним ограничениям

$$x_{p,\min} \leq x_p \leq x_{p,\max}, \quad p=1, 4. \quad (3)$$

где x_p — элемент вектора (2); $x_{p\min}$, $x_{p\max}$ — предельные технически реализуемые минимальные и максимальные значения параметров, определяемые уровнем развития элементной базы и реальными допусками на значения параметров.

значеній параметров.

При построении алгоритма решения рассматриваемой задачи с учетом ее многокритериальности исходим из того, что наибольшей важностью обладает кри-

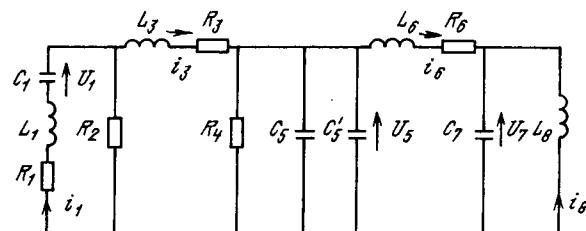


Рис. 1. Расчетная схема разряда ГИН при испытаниях трансформаторов и реакторов: C_1 — емкость ГИН в ударе; L_1, R_1 — индуктивность и активное сопротивление элементов ступеней (конденсаторов, коммутаторов, ошиновки); R_2 — разрядное сопротивление; L_3, R_3 — индуктивность и активное сопротивление демпфирующего резистора; R_4 — разрядное сопротивление; C_5 — паразитная емкость ГИН на землю; C_6 — емкость делителя напряжения; L_6, R_6 — индуктивность и активное сопротивление фронтового резистора и проводников, соединяющих ГИН с нагрузкой; C_7 — входная емкость нагрузки; L_8 — индуктивность нагрузки.

терий, обеспечивающий реализуемость параметров (2), т. е. выполнение ограничений (3). Вторым по важности критерием принята количественная оценка выполнения функциональных требований к схеме в части получения испытательного импульса напряжения в нагрузке с заданной точностью. Третьим по важности критерием является минимизация запасаемой энергии генератора, так как имеется прямая связь между его стоимостью и энергоемкостью. Выражения для определения указанных трех критериев в порядке возрастания их важности записываются в виде:

$$q_1(X) = 0,5C_1U_1^2; \quad (4)$$

$$q_2(X) = U_{\max}^{-2} \sum_{m=1}^M (\max\{0, abc[u_3(t_m) - u_7(t_m)] - \delta(t_m)U_{\max}\})^2; \quad (5)$$

$$q_3(X) = \sum_{p=1}^4 (\max\{0, x_{p\min} - x_p\} + \max\{0, x_p - x_{p\max}\}), \quad (6)$$

где U_{\max} — максимальное значение заданного импульса; m, M — номер и количество точек дискретизации в интервале интегрирования; $u_3(t_m)$ и $u_7(t_m)$ — значения в m -й точке дискретизации заданного и расчетного импульсов на нагрузке; $\delta(t_m)$ — коэффициент, определяющий степень совпадения заданного и расчетного импульсов (допуск по форме импульса).

Таким образом, задачу оптимизации параметров ГИН при испытаниях трансформаторов и реакторов мы сформулировали как трехкритериальную иерархическую, состоящую в определении значения параметров (2), которые минимизируют критерии (4) — (6).

Из известных алгоритмов для решения сформулированной задачи наиболее приемлемыми являются поисковые алгоритмы, основанные на методе деформируемого многогранника Недлера — Мида [5]. Важное значение для практического решения рассматриваемой задачи на ЭВМ имеет выбор алгоритма анализа схемы замещения, приведенной на рис. 1, для вычисления критерия (5). Проведенные численные эксперименты показали удовлетворительность по быстродействию и точности системного метода интегрирования жестких схем дифференциальных уравнений [6]. При этом в реализованном алгоритме интегрирования (1) использован подход к отбору точек дискретизации для вычисления (5), предложенный в [7], который органично учитывает возможности системного метода интегрирования и экспоненциальный характер заданного импульса напряжения, что обеспечивает снижение вычислительных затрат более чем в сто раз по сравнению с методом Рунге — Кутта четвертого порядка.

В качестве примера реализации разработанной методики оптимизации рассмотрен описанный в литературе выбор параметров ГИН 2400 кВ для испытания обмотки высокого напряжения трехфазного трансформатора 160 тыс. кВ·А, 230 кВ грозовым импульсом напряжения. В [1] выполнено решение этой задачи с использованием упрощенных схем замещения на фронте и на спаде импульса. В нашем случае в качестве заданного принят стандартный грозовой импульс напряжения 1,2/50 мкс, удовлетворяющий требованиям ГОСТ 1516.2-76 и описываемый уравнением, полученным

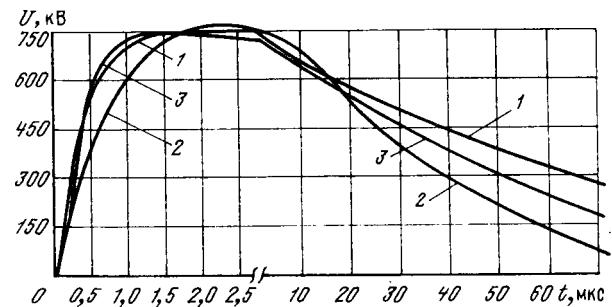


Рис. 2. Графики заданного и расчетных импульсов напряжения на трансформаторе: 1 — импульс заданного напряжения (7); 2 — расчетный импульс напряжения при реализации параметров ГИН и нагрузки, приведенных в [1]; 3 — расчетный импульс напряжения при оптимизированных параметрах ГИН

ным в [8]:

$$u_3(t) = 1,037 \cdot U_{\max} [\exp(-0,0147 \cdot t) - \exp(-2,4689 \cdot t)], \quad (7)$$

где U_{\max} — максимальное значение напряжения импульса; t — время в микросекундах.

Оптимизация параметров (2) для сравнимости результатов проведена при максимальном значении испытательного импульса 750 кВ и ограничениях, выбираемых из условия реализации ГИН, рассчитанного в [1]:

$$0 \leq C_1 \leq 7,2 \cdot 10^{-8} \text{ ф}; R_2 \geq 0; \\ R_3 \geq 0; 0 \leq U_1 \leq 2,4 \cdot 10^6 \text{ В.} \quad (8)$$

Шаг интегрирования системы (1) принят равным $5 \cdot 10^{-13}$ с, начальный шаг дискретизации — $6,55 \cdot 10^{-8}$ с, количество точек дискретизации для представления импульса (7) $M=60$, допуск по форме импульсов в (5) $\delta(t_m)=0,03$. Время выполнения одного этапа оптимизационного поиска, включающее затраты на интегрирование (1) и вычисление критерий (4) — (6), на ЭВМ БЭСМ-6 составляет не более 0,9 с, машинное время на оптимизацию не превышает 20 мин.

На рис. 2 представлены графики заданного и расчетных импульсов напряжения в исходной и результирующих точках оптимизационного поиска в пространстве параметров. В качестве исходной принята точка, реализующая параметры испытательной схемы, полученные в [1]. Приведенные графики показывают, что методика трехкритериальной оптимизации параметров ГИН позволяет значительно повысить точность моделирования заданного импульса. При этом в рассмотренном примере использование запасаемой энергии генератора (4) в качестве одного из критериев иерархической оптимизации позволило снизить значение необходимой запасаемой энергии ГИН на 22 % и одновременно увеличить коэффициент использования ГИН по напряжению на 13,6 % и довести его до 96,4 %. Здесь необходимо отметить, что в предлагаемой методике коэффициент использования генератора по напряжению в качестве критерия оптимизации не применялся. Поэтому его увеличение является, на наш взгляд, одним из достоинств методики и используемого в ней набора критериев оптимальности.

Улучшение характеристик генератора получено в результате уточнения после оптимизации параметров вектора (2).

$X = (7,2 \cdot 10^{-8} \text{ ф}, 1104 \text{ Ом}, 122 \text{ Ом}, 727 \cdot 10^3 \text{ В})$,
отличающихся от ранее определенных значений [1]:
 $X = (7,2 \cdot 10^{-8} \text{ ф}, 712 \text{ Ом}, 288 \text{ Ом}, 878 \cdot 10^3 \text{ В})$.

Выводы. 1. Предложена методика выбора параметров генераторов импульсов напряжения при испытаниях трансформаторов и реакторов, основанная на решении трехкритериальной задачи нелинейного программирования и использовании системного метода интегрирования жестких систем дифференциальных уравнений.

2. Использование методики позволяет свести настройку схемы испытаний при смене объекта к однократному акту переключений, реализующему оптимизированные значения регулируемых параметров, генератора.

3. В рассмотренном примере расчетный импульс удовлетворяет амплитудно-временным характеристикам, заданным ГОСТ 1516.2-76, при существенном снижении запасаемой энергии генератора и повышении его коэффициента использования по напряжению.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Испытание мощных трансформаторов и реакторов / Г. В. Алексенко, А. К. Ашрятов, Е. А. Веремей, Е. С. Фрид. — М.: Энергия, 1978.
2. Долженко А. А., Глуховская С. М. Низковольтная модель генератора импульсных напряжений. — ЭП. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы, 1973, вып. 11 (31).
3. Федченко И. К., Соколовский С. А., Ильенко О. С. Расчет напряжения при испытаниях электрооборудования грозовыми импульсами. — Киев: Высшая школа, 1979.
4. Губарев Г. Г., Конотоп В. В. Синтез параметров генератора импульсов напряжения. — Электричество, 1983, № 12.
5. Nelder J. A., Mead R. A. Simplex method for function minimization. — The Computer Journal, 1965, vol. 7, N 4.
6. Ракитский Ю. В., Устинов С. М., Черноруцкий И. Г. Численные методы решения жестких систем. — М.: Наука, 1979.
7. Губарев Г. Г., Северин В. П. Оптимизация импульсных источников питания. — Электричество, 1983, № 1.
8. Лоханин А. К., Иванова Н. С. Соотношения между расчетными параметрами импульсной волны. — Электричество, 1968, № 12.

[22.06.88]

УДК 621.314.222:538.114.013.62.001.24.

Алгоритм расчета феррорезонансных режимов трехфазных трансформаторов

ЧАБАН В. И., доктор техн. наук, САМОТЫЙ В. В., инж.

Феррорезонансные режимы трехфазных трансформаторов — явление, довольно часто встречающееся на практике. Его экспериментальные исследования (например, [1—5] включают в себя работы по практическому использованию феррорезонанса [3] и борьбе с ним, когда он нежелателен [4, 5]. В области математического моделирования до сих пор не получено удачное решение. Успехи были в первую очередь достигнуты с использованием методов расчета вынужденных периодических режимов.

Первая попытка аналитического решения задачи расчета феррорезонанса была предпринята в [6]. Для этой цели был использован метод малого параметра. Известен также графо-аналитический метод [7]. Нередко применяются метод гармонического баланса [8] и разработанный Г. Е. Пуховым [9] точечный метод [10]. Однако оба эти метода слишком громоздки и обладают недостаточной точностью, особенно первый. Кроме того, эти методы лишены критериев оценки точности, и поэтому они применимы к сравнительно несложным задачам.

За последние годы были разработаны более современные методы ускоренного расчета вынужденных периодических режимов, основывающиеся на экстраполяции [11] и квазиньютоновских итерациях [12]. В околосрезонансных режимах метод [11] обладает недостаточной сходимостью, что же касается [12], то здесь возникают трудности вычисления фундаментальной матрицы. Эта трудность с успехом была преодолена в [13, 14], что предопределило использо-

вание алгоритма [14], в качестве основного алгоритма расчета феррорезонансных режимов трехфазных трансформаторов. Он обладает высокой точностью и сравнительной простотой. На его основе была успешно решена задача расчета феррорезонансных режимов электрических машин [15].

В основу анализа принятые следующие допущения: не учитываются потери в стали;

рабочее поле делится на основное и поля рассеяния;

не учитывается насыщение путей магнитных потоков рассеяния, либо их учет производится приближенно на основе известных методов;

не учитывается поверхностный эффект в электрических проводниках.

Рассмотрим режим работы трехфазного трансформатора при наличии емкостей как в первичной, так и во вторичной целях. Соединение обмоток — Y/Y с нулевыми проводниками на обеих сторонах. Уравнения состояния в этом случае состоят из уравнений трансформатора и конденсаторов.

Дифференциальные уравнения трансформатора запишем в виде [14]

$$\dot{X}_T = D(U - V - RI), \quad (1)$$

где $\dot{X}_T = (\psi, I_2)_t$ — матрица-столбец основных потокосцеплений и токов вторичной обмотки; $\lambda(\lambda = U, V, I) = (\lambda_1, \lambda_2)_t$ — матрицы-столбцы напряжений (U), токов (I) и напряжений на конденсаторах (V); $R = \text{diag}(R_1, R_2)$ — матрица сопротивлений; $D = (D_1, A_2)_t$ — матрица удельных магнитных сопротивлений;

$$\begin{aligned}\lambda_k(\lambda = U_k, I_k, V_k, \psi, k=1, 2) &= (\lambda_A, \lambda_B, \lambda_C); \\ R_k(k=1, 2) &= \text{diag}(r_{kA}, r_{kB}, r_{kC}); D_1 = (\alpha_1 G, \alpha_2 G); \\ A_2 &= (-\alpha_1 \alpha_2 G, \alpha_2 (1 - \alpha_2 G));\end{aligned}$$

$\alpha_B \alpha_C - \alpha_0^2$	$\alpha_0 (\alpha_0 - \alpha_C)$	$\alpha_0 (\alpha_0 - \alpha_B)$
$\alpha_0 (\alpha_0 - \alpha_C)$	$\alpha_A \alpha_C - \alpha_0^2$	$\alpha_0 (\alpha_0 - \alpha_A)$
$\alpha_0 (\alpha_0 - \alpha_B)$	$\alpha_0 (\alpha_0 - \alpha_A)$	$\alpha_0 \alpha_B - \alpha_0^2$

$$\Delta = \alpha_A \alpha_B \alpha_C + \alpha_0^2 (2\alpha_0 - \alpha_A - \alpha_B - \alpha_C);$$

$$\alpha_j(j=A, B, C) = \alpha_j'' + \alpha_0 + \alpha_1 + \alpha_2.$$

Здесь α_1, α_2 — обратные индуктивности рассеяния; α_0 — обратная индуктивность нулевой последовательности; $\alpha_j'' = d\phi_j/d\psi_j$ — обратные дифференциальные индуктивности, определяемые по кривым намагничивания магнитных систем отдельных фаз $\phi_j = \phi_j(\psi_j)$; индексы 1, 2 указывают на принадлежность к первичной и вторичной обмоткам (вторичная предполагается приведенной к числу витков первичной); A, B, C — фазы; t — транспонирование матрицы. В дальнейшем примем $U_2 = 0$, а сопротивления и индуктивности нагрузки будем считать составными частями значений R_2, α_2 .

Первичные токи определяем из уравнений состояния магнитопровода

$$I_{1j}(j=A, B, C) = \alpha_j' \psi_j + \alpha_0(\psi_A + \psi_B + \psi_C) - I_{2j}, \quad (2)$$

где $\alpha_j'(j=A, B, C) = \phi_j/\psi_j$ — обратные статические индуктивности, определяемые по той же кривой намагничивания, что и дифференциальные.

Уравнения конденсаторов будут иметь вид

$$\dot{V} = C^{-1} I, \quad (3)$$

где $C^{-1} = \text{diag}(1/C_{1A}, 1/C_{1B}, 1/C_{1C}, 1/C_{2A}, 1/C_{2B}, 1/C_{2C})$ — матрица обратных емкостей конденсаторов фаз.

Выражения (1), (3) образуют полную систему дифференциальных уравнений трансформатора и конденсаторов. Запишем их в общем виде:

$$\dot{X} = PH, \quad (4)$$

где $X = (X_T, V)_t$; $P = \text{diag}(D, C^{-1})$; $H = (U - V - RI, I)_t$.

Расчет переходных и стационарных процессов сводится к задаче Коши интегрирования уравнений (4). При заданных начальных условиях получаем переходный процесс, в стационарный — при определенным образом вычисленных начальных условиях $X(0)$, исключающих переходную реакцию. Естественно, что такие условия должны удовлетворять уравнению периодичности

$$F(X(0)) = X(0) - X(T) = 0, \quad (5)$$

где T — период.

Уравнение (5) решаем итерационным методом Ньютона

$$X(0)^{(k+1)} = X(0)^{(k)} - F'(X(0)^{(k)})^{-1} F(X(0)^{(k)}), \quad (6)$$

где, согласно (5),

$$F'(X(0)) = 1 - \Phi(T); \quad \Phi(T) = \partial X(T) / \partial X(0). \quad (7)$$

Матрицу $\Phi(T)$ называют матрицей монодромии. Главная трудность дальнейшего численного анализа состоит в ее вычислении. С целью разрешения

этой трудности воспользуемся вспомогательным уравнением

$$\dot{Y} = H, \quad (8)$$

где $Y = (\Psi, Q)_t$ — матрица-столбец полных потокосцеплений Ψ и зарядов конденсаторов Q ; субматрицы-столбцы Ψ и Q имеют вид, аналогичный I .

Представим Φ в виде произведения двух матриц [13—15]

$$\Phi = PS, \quad (9)$$

где

$$S = \partial Y / \partial X(0). \quad (10)$$

Вариационные уравнения для S получаем дифференцированием (8) по $X(0)$:

$$\dot{S} = TS, \quad S(0) = P(0)^{-1}, \quad (11)$$

где

$$T = \begin{array}{|c|c|} \hline -RA & -C^{-1} \\ \hline A & \emptyset \\ \hline \end{array}. \quad (12)$$

Здесь

$$A = (A_1, A_2)_t; \quad A_1 = (\alpha_1(1 - \alpha_1 G), -\alpha_1 \alpha_2 G). \quad (13)$$

На каждой итерации формулы (6) совместному интегрированию подлежит система уравнений (4), (11) на интервале времени от 0 до T .

Для феррорезонанса на основной частоте характерно соблюдение условия

$$F(X(0)) = X(0) + X(T/2) = 0, \quad (14)$$

что позволяет сократить интервал интегрирования (4), (11) до $T/2$.

При отсутствии нулевых проводников уравнения состояния (4) необходимо записать в контурных координатах, а также исключить одно из основных потокосцеплений.

В симметричном режиме достаточно ограничиться интегрированием уравнений одной фазы, например A . Тогда $X = (\psi_A, I_{2A}, V)_t$, а матрица G выражается в скаляр $G = 1/(\alpha_A'' + \alpha_1 + \alpha_2)$. Остальные упрощения $\lambda(\lambda = U, V, I) = (\lambda_{1A}, \lambda_{2A})$; $R = \text{diag}(r_{1A}, r_{2A})$; $C^{-1} = \text{diag}(1/C_{1A}, 1/C_{2A})$.

Феррорезонанс возникает при определенных соотношениях индуктивностей, емкостей и резистивных сопротивлений. В симметричном режиме для прямолинейной характеристики намагничивания при наличии конденсаторов в первичной обмотке и резистивно-индуктивной нагрузке резонансную емкость C_0 определяем по формуле

$$C_0 = aL_s / (\omega_0^2 L_s^2 + r_1 r_2 (1 - ab)), \quad (15)$$

где $a = (\alpha'' + \alpha_2)/\alpha_1$; $b = (\alpha'' + \alpha_1)/\alpha_1$; $L_s = (\alpha'' + \alpha_1 + \alpha_2)/\alpha_1 \alpha_2$; ω_0 — резонансная частота.

Если конденсаторы включены во вторичную обмотку, то достаточно заменить в числителе коэффициент a на b . В общем случае ω_0 может принимать значения [16]

$$\omega_0 = \frac{m}{n} \omega, \quad (16)$$

где ω — круговая частота входного напряжения; m, n — целые взаимно простые числа.

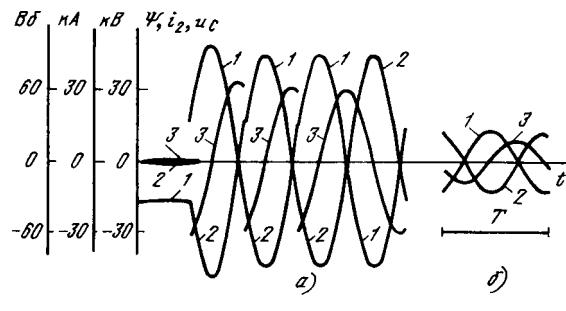


Рис. 1. Расчетные кривые основного потокосцепления (1) выходного тока (2) и напряжения на конденсаторе (3) на последующих итерациях, приведших к установившемуся режиму

Режим $m=1$, $n=2$ нашел применение в четырехстабильном параметроне [17]. Напомним, что индуктивность нагрузки является составной частью обратной индуктивности рассеяния α_2 .

Представляем кривую намагничивания двумя касательными в насыщенной и ненасыщенной зонах. Для этих зон определяем обратные дифференциальные индуктивности α_1'' и α_2'' как тангенсы углов их наклона. Тогда в соответствии с (15) получаем диапазон изменения емкости C_0 , при которой возможен феррорезонанс: $C_0(\alpha_1'') < C_0 < C_0(\alpha_2'')$.

Алгоритм расчета. 1. Располагая на k -й итерации текущими $X(0)^{(k)}$ (на первом шаге начальными $X(0)^{(0)}$) значениями, вычисляем матрицу $P(0)^{(k)}$. Это позволяет найти начальные условия для уравнения (11).

2. Располагая начальными условиями $X(0)^{(k)}$ и $S(0)^{(k)}$, интегрируем одним из численных методов систему уравнений (4), (11) на интервале времени от 0 до T , либо в случае (14) — до $T/2$.

3. Согласно (5), (7), (9) вычисляем $F(X(0)^k)$, и $F'(X(0)^k)$.

4. Согласно итерационной формуле (6) определяем уточненное значение $X(0)^{(k+1)}$.

5. Проверяем условие заданной точности

$$\text{mod}((X(0)^{(k+1)} - X(0)^{(k)})/X(0)^{(k+1)}) < \epsilon. \quad (17)$$

При невыполнении условия (17) вычисления повторяем с п. 1, в противном случае расчет прекращается.

На рис. 1—4 приведены расчетные примеры феррорезонансных режимов питающегося через длинную линию емкостью C_0 понижающего трансформатора ТДУ ($S_n=125$ МВ·А, $U_{1n}/U_{2n}=330/10,5$ кВ). Использованы значения: $r_1=0,00156$ Ом; $r_2=0,0034$ Ом; $\alpha_1=5863$ Гн $^{-1}$; $\alpha_2=2160$ Гн $^{-1}$. Кривая намагничивания аппроксимирована зависимостью

$$i(\psi) = \begin{cases} \alpha_1''\psi, |\psi| \leq \psi_1; \\ a_2 \text{sign}(\psi) + a_3\psi + a_4\psi^2 \text{sign}(\psi) + a_5\psi^3, \\ \psi_1 < |\psi| < \psi_2; \\ \alpha_2''\psi + a_1 \text{sign}(\psi), |\psi| \geq \psi_2, \end{cases}$$

где $\alpha_1''=1,352$; $\alpha_2''=31,9$; $a_1=-1102,3$; $a_2=5868$; $a_3=-450,3$; $a_4=11,12$; $a_5=-0,08545$; $\psi_1=32,45$ Вб; $\psi_2=43$ Вб.

Расчетные кривые на рис. 1—3 получены при $r_n=0$; $L_n=1,537$ мГн; $C_0=4,8$ мкФ, а на рис. 4 — при $r_n=0$; $L_n=9,357$ мГн; $C_0=4,5$ мкФ. Кривые на рис. 1—2 получены в режиме заданного входного напряжения $U_{1A}=230\sin(314, 159t)$ В. Начальное приближение определяет зону притяжения того или иного режима.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

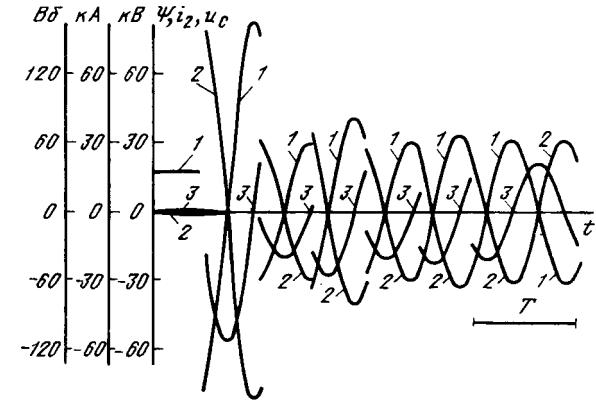


Рис. 2. То же, но в случае неустойчивого режима

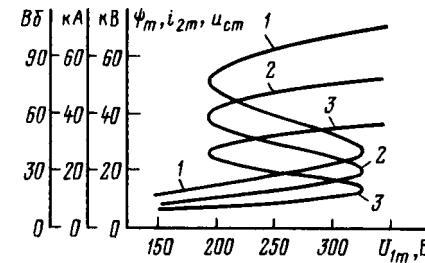


Рис. 3. Расчетные зависимости максимальных значений основного потокосцепления (1), выходного тока (2) и напряжения конденсатора (3) от амплитуды входного напряжения U_{1m}

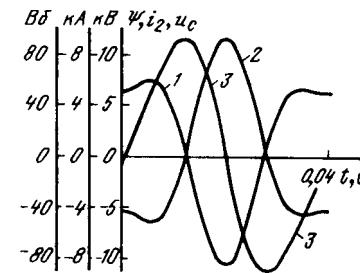


Рис. 4. Расчетные кривые установившихся значений основного потокосцепления (1), выходного тока (2) и напряжения на конденсаторе (3) в режиме субгармонических колебаний на частоте 25 Гц

Первый устойчивый режим (рис. 1, а) получен при начальном приближении $X(0)^{(0)}=(-35, 0, 0)$; второй — при нулевом приближении (рис. 1, б), а неустойчивый (рис. 2) — при $X(0)=(35, 0, 0)_t$. Субгармонические колебания (рис. 4) получены в режиме заданного входного напряжения $U_{1A}=6000\sin(314, 159t)$ В при начальном приближении $X(0)^{(0)}=(35, 0, 0)_t$.

Установившийся режим на рис. 1, а получен за 4 итерации формулы (6), на рис. 1, б — за одну итерацию, на рис. 2 — за 7 итераций, на рис. 4 — за 8 итераций. Прямое интегрирование уравнений (4) до получения установившегося режима составляет более 2000Т. Результаты этого сопоставления являются убедительным аргументом в пользу предложенного метода анализа. Так, для рис. 1, а выигрыш машинной библиотеки

ногого времени по сравнению с прямым интегрированием процесса до установившегося режима составляет более чем раз.

Предложенный алгоритм позволяет исследовать феррорезонансные режимы трехфазных трансформаторов расчетным путем, минуя применяемые для этой цели на практике дорогостоящие натурные эксперименты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рахимов Г. Р. Феррорезонанс (автопараметрическое возбуждение электромагнитных цепей).—Ташкент: АН УзССР, 1957.
2. Леськив И. Н. Результаты экспериментальных исследований нелинейных феррорезонансных контуров.—Вестн. львов. политехн. ин-та, 1977, № 118.
3. Кирианаки Н. В. Нелинейные частотные и фазовые избиратели.—Львов: Вища школа, 1987.
4. Зилес Л. Д. О подавлении феррорезонанса трансформаторов напряжения 110—500 кВ.—Электричество, 1986, № 12.
5. Цирель Я. А., Поляков В. С. Феррорезонансные явления в сетях с глухозаземленной нейтралью и мероприятия по их предотвращению. Электрические станции, 1977, № 3.
6. Долгинов А. И. Резонанс в электрических сетях и системах.—М.—Л.: Госэнергоиздат, 1957.
7. Петровский В. А. Феррорезонансный контур с управляемым дросселем.—Теоретическая электротехника, 1974, Вып. 16.
8. Глухивский Л. И. Основные положения дифференциального гармонического метода расчета периодических процессов в нелинейных цепях.—Электричество, 1980, № 11.
9. Пухов Г. Е. Методы анализа и синтеза квазинаналоговых электронных цепей.—Киев: Наукова думка, 1967.
10. Фильц Р. В. Математические основы теории электро-механических преобразователей.—Киев: Наукова думка, 1979.
11. Skelboe S. Computation of the periodic steady-state response of nonlinear networks by extrapolation methods.—IEEE Trans., vol. CAS-27, 1980.
12. Эйприлл Т., Трик Т. Анализ стационарного режима нелинейных цепей с периодическими входными сигналами.—В кн.: Автоматизация проектирования. Пер. с англ. / Под ред. Д. Калахана.—М., Мир, 1972.
13. Чабан В. И. Методы анализа электромеханических систем.—Львов, Вища школа, 1985.
14. Чабан В. И., Самотый В. В. Ускоренный поиск периодических режимов трехфазных трансформаторов.—Электрические сети и системы, 1986, вып. 22.
15. Чабан В. И., Билья Л. А. Расчет феррорезонансных режимов синхронных машин.—Техническая электродинамика, 1985, № 6.
16. Синицкий Л. А. Элементы качественной теории нелинейных электрических цепей.—Львов: Вища школа, 1975.
17. Ефимов Ю. Н. Исследование условий самовозбуждения параметрона с переменной индуктивностью.—Изв. вузов, Радиотехника, 1962, № 3.

[08.12.87]

УДК 621.315.64.72:537.226.001.6.001.24

Влияние длительной эксплуатации полиимидно-фторопластовой изоляции в термобарических условиях на ее электрическую прочность

ТАРЕЕВ Б. М., МЕСЕНЖНИК Я. З., ПРУТ Л. Я., СТАРКОВ С. Т.

В качестве изоляции обмоточных проводов погруженых электродвигателей (ПЭД) нефтенасосов используется полиимидно-фторопластовая изоляция (ПФИ). Покрытие из термопластичного фторопласта обеспечивает спекание ленточной полиимидно-фторопластовой пленки и образование герметичного сварного шва при термообработке до 300 °С. Эксплуатационной средой изоляции обмоточных проводов ПЭД служит электроизоляционное масло. В Западно-Сибирском нефтяном регионе, крупнейшем в СССР, ПЭД эксплуатируются при температуре пластовой жидкости до 90 °С и гидростатическом давлении до 25 МПа.

При эксплуатации ПЭД в нефтяных скважинах ПФИ обмоточных проводов подвергается длительному электрическому и термобарическому старению. Напряженность электрического поля в изоляции обмоточных проводов достигает 10,5 МВ/м, а ресурс ПЭД согласно технической документации составляет 21000 ч. Основной причиной отказов ПЭД является электрический пробой изоляции.

Вопросы электрического старения изоляции исследованы достаточно хорошо. Значительно менее исследованы в долгосрочной перспективе.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

довано термобарическое старение изоляции [1]. В то же время исследование изоляции при раздельном действии таких факторов, как температура и электрическое напряжение, а также температура и гидростатическое давление, не определяет действительных процессов, происходящих при одновременном действии этих факторов.

Исследование влияния длительного (до 22 000 ч) совместного электрического и термобарического воздействий на кратковременную электрическую прочность E_{pr} , МВ/м ПФИ обмоточных проводов погруженых электродвигателей типа ПЭД-32, эксплуатировавшихся в Западно-Сибирском нефтяном регионе, показало, что E_{pr} в этих условиях меняется незначительно:

Время эксплуатации

ПЭД, ч	0	2500	10 000	20 000	22 000
E_{pr} , МВ/м	$106 \pm 1,7$	103 ± 3	91 ± 4	$95 \pm 2,6$	$96 \pm 2,1$

Примечание. При определении доверительных интервалов E_{pr} использовалось распределение Стьюдента.

В начальной стадии эксплуатации, при заполнении электроизоляционным маслом газовых включений зна-

чение $E_{\text{пр}}$ ПФИ может несколько увеличиться. Так, после выдержки в термобароклаве этой изоляции в течение 100 ч при давлении 60 МПа и температуре 200 °С, значение $E_{\text{пр}}$ возрастает с $98 \pm 5,5$ до $115 \pm 4,5$ МВ/м.

Так как ПФИ ПЭД работает под давлением в среде электроизоляционного масла, заполняющего газовые включения и являющегося составной частью изоляции ПЭД, то представляет интерес исследование в бароклаве зависимости $E_{\text{пр}}$ электроизоляционного масла от p при всестороннем сжатии. Некоторые результаты исследования приведены ниже:

p , МПа	0,1	10	20	30	40	50	60
$E_{\text{пр}}$, МВ/м	15	18	20	22	22	25	28

Предпробойные процессы в жидкых диэлектриках (как и сам пробой) связаны с значительным локальным разогревом жидкости в канале пробоя, вскипанием ее, газовыделением и ориентацией вдоль поля пузырьков газа, имеющих пониженные значения $E_{\text{пр}}$. Можно предположить, что при повышении внешнего давления таких пузырьков формируется меньше и напряжение начала ионизации в них увеличивается, что приводит к росту $E_{\text{пр}}$.

Исследования, проведенные в термобароклаве при температуре 20 и 200 °С и давлении до 100 МПа в среде электроизоляционного масла показали, что с ростом давления увеличивается $E_{\text{пр}}$ (см. таблицу).

Рост $E_{\text{пр}}$ ПФИ с увеличением давления связан в основном как с увеличением напряжения начала ионизации в газовых включениях, так и с уменьшением дефектности и упорядоченностью структуры этой изоляции. Незначительное снижение $E_{\text{пр}}$ при длительной эксплуатации (табл. 1) определяется в основном тепловым старением.

При этом следует иметь ввиду, что ПФИ устойчива к тепловому старению. Так, срок службы полиимидной пленки при старении на воздухе до достижения удлинения на разрыв 1 % составляет 70 000 ч при $T = 250$ °С [2].

Время до пробоя ПФИ обмоточных проводов ПЭД в Западно-Сибирском нефтяном регионе не превышает 10 000 ч. Электрический пробой изоляции в этом случае связан в основном с локальным расслоением адгезионного соединения сварного шва. Так как в статорной обмотке ПЭД используются обмоточные провода суммарной длиной 360 м, а прочность сварного шва ленточной изоляции неоднородна по длине, то вероятность локального расслоения сварного шва достаточно велика. При этом в воде процесс расслоения протекает быстрее. При длительной эксплуатации происходит постепенная потеря герметичности ПЭД, попадание пластовой жидкости в электроизоляционное масло, что ускоряет процесс расслоения адгезионного соединения и приводит к электрическому пробою ПФИ в месте расслоения.

Так, анализ ПЭД, отработавших до 1440 ч и отка-

завших из-за электрического пробоя ПФИ, показывает, что в большинстве случаев наблюдается потеря герметичности и попадание воды в электроизоляционное масло. При этом, до 70 % отказов ПЭД по причине пробоя электрической изоляции происходит в течение 48 ч после попадания воды в электроизоляционное масло.

Таким образом, среднее время до пробоя ПФИ в эмульсии вода—электроизоляционное масло, образующейся в негерметичных ПЭД при вращении ротора с частотой 2820 об/мин, не превосходит 48 ч.

Исследования, проведенные в термобароклаве, показали, что время до пробоя ПФИ обмоточных проводов в воде при давлении 20 МПа и температуре 200 °С меньше, чем в аналогичных условиях в электроизоляционном масле, но составляет несколько тысяч часов [3].

Можно предположить, что столь значительное различие между временем до пробоя ПФИ обмоточных проводов ПЭД в условиях эксплуатации изоляции в эмульсии вода—электроизоляционное масло и временем до пробоя этой изоляции в термобароклаве в воде связано с возможным повреждением изоляции при сборке ПЭД, изгибе изоляции в лобовой части и другими причинами технологического характера. Можно также предположить, что быстрое локальное расслоение сварного шва и электрический пробой ПФИ при попадании воды в условиях эксплуатации в электроизоляционное масло вызваны как особыми окислительными свойствами эмульсии вода—электроизоляционное масло, так и попаданием в электроизоляционное масло свободного газа.

Известно, что время до пробоя ПФИ ПЭД в значительной степени зависит от содержания газа в пластовой жидкости. Так, при содержании газа более 250 м³/т среднее время до пробоя ПФИ ПЭД не превышает 6000 ч, а при содержании газа 50—60 м³/т среднее время до пробоя превышает 11 000 ч. Высокое содержание свободного газа в пластовой жидкости может привести к «срыву подачи» охлаждающей ПЭД откачиваемой пластовой жидкости (5—10 % нефти, а остальная вода, нагнетаемая в скважину для вытакливания нефти) из-за образования сильной газовой пены. В отдельных случаях, когда не срабатывает тепловая защита, происходит перегрев изоляции ПЭД, расплавление полиэтиленовой муфты токоввода и потеря герметичности. При этом возможно проникновение молекул газа в электроизоляционное масло, а затем под давлением через сварной шов под изоляцию и последующий локальный разрыв сварного шва при выходе газа в результате снижения давления газа.

Таким образом, можно сделать вывод, что электрический пробой ПФИ ПЭД в процессе эксплуатации связан в основном не с процессами ионизационного или теплового старения, а с локальным разрушением сварного шва ленточной запечатанной изоляции в результате потери герметичности ПЭД и попадания пластовой жидкости или газа в электроизоляционное масло. Действительно, дисперсионный анализ показал, что отличия вре́мен до пробоя ПФИ ПЭД не значимо по критерию Фишера при изменении как напряженности электрического поля с 4,7 до 10,5 МВ/м, так и мощности ПЭД с 32 до 90 кВт. Обеспечение герметичности ПЭД в процессе длительной эксплуатации достаточно сложно и целесообразна защита ПФИ обмоточных проводов гидрофобным герметиком. Вместе с тем

Температура T , °С	Электрическая прочность $E_{\text{пр}}$ (МВ/м) при давлении p (МПа)			
	0,1	30	60	100
20	$105 \pm 5,4$	$122 \pm 4,4$	$146,6 \pm 12,1$	$181,7 \pm 12$
200	99 ± 7	$119 \pm 8,8$	$131 \pm 7,8$	149 ± 11

защита герметиком делает статорную обмотку ПЭД практически неремонтируемой, а дисперсионный анализ показал, что отличия времен до пробоя ПФИ ПЭД не значимо по критерию Фишера для новых и для ремонтируемых ПЭД, когда заменяется обмотка статора. При этом за срок службы ПЭД делаются 3—4 замены обмотки статора. Следует иметь в виду, что электрический пробой ПФИ при эксплуатации ПЭД в нефтяных скважинах приводит к демонтажу электропогружной установки (кабельная линия, ПЭД, нефтенасос), а стоимость демонтажа и последующего монтажа электропогружной установки превосходит стоимость ПЭД.

Для оценки экономической целесообразности герметизации ПФИ необходимы сведения о времени эксплуатации до пробоя этой изоляции в ПЭД при отсутствии в электроизоляционном масле воды и газа. Хотя подобные сведения в литературе отсутствуют, но известно [3], что при выдержке в электроизоляционном масле обмоточных проводов с ПФИ в термобароклаве при давлении 20 МПа и температуре 20 °C в течение 20 000 ч их $E_{\text{пр}}$ снижается незначительно, что свидетельствует

о достаточно высоком ресурсе ПЭД с герметизированной изоляцией.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Полимерная электропроводка под давлением / С. Н. Колесов, Я. З. Мессенжник, Н. С. Волков и др.— Ташкент: Фан, 1976.— 96 с.
2. Справочник по электротехническим материалам / Под ред. Ю. В. Корицкого, В. В. Пасынкова, Б. М. Тареева. Т. 2.— М.: Энергоатомиздат, 1987.— 464 с.
3. Гнедин А. А. Разработка и исследование нагревостойких обмоточных проводов с пленочной изоляцией для погружных маслонаполненных электродвигателей: Автограф. дис. канд. техн. наук.— М.: ВНИИКП, 1988.
4. Тареев Б. М., Мессенжник Я. З., Прут Л. Я. Физические характеристики полимеров при термобарическом нагружении.— Электричество, 1986, № 11, 62—63.
5. Электрофизические характеристики полимерных диэлектриков при совместном воздействии давления и температуры / Б. М. Тареев, Я. З. Мессенжник, Л. Я. Прут, С. Т. Старков 6-я Всесоюзная конференция по физике диэлектриков, 1988 г. Тезисы докладов. Секция «Диэлектрики в экстремальных условиях».— Томск, 1988, с. 42—43.

[28.09.89]

УДК 537.8.001.24

Электромагнитное поле распределенного источника

ГУСЕЙНОВА Т. И., КАГАНОВ З. Г., КРАЙНОВА Т. М., ФРАДКИН Б. М.

Во многих технических задачах возникает необходимость индукционного поверхностного нагрева металлических изделий, толщина которых много меньше их длины и ширины (листы, плиты и т. п.). Эти изделия могут быть как ферромагнитными, так и параметрическими.

Рассмотрим явления в электромагнитной системе, показанной на рис. 1 и состоящей из следующих элементов:

объекта нагрева — неферромагнитного проводящего листа 4 толщиной d ;

расположенного над листом 4 источника распределенного электромагнитного поля (ЭМП) 2, в свою очередь состоящего из эластичного магнитодиэлектрика, в котором размещена система параллельных проводников Γ , обтекаемых возбуждающим гармоническим током I , заданной величины и частоты [1, 2];

зазора 3 между источником ЭМП 2 и листом 4, заполненного диэлектрической средой (например термоактивной пленкой, фиксирующей тепловой портрет листа 4, с помощью которого контролируется поверхностная целостность изделия);

обратных проводов 8, проходящих под нагревающим листом. Проводники 7 плоские, их ширина $2b$ много больше толщины. Расстояние между осями проводников $2a$. Толщина диэлектрического зазора $\Delta \ll d_1$, где d_1 — расстояние от нагреваемого тела 4 до обратного провода 8. Магнитодиэлектрик 2 толщиной c характеризуется заданной относительной магнитной проницаемостью $\mu_r = \text{const}$. В первом приближении объемный ток I , протекающий по тонкому провод-

нику 7, можно заменить настилом тока с линейной плотностью ($A/\text{м}$):

$$\delta_z = I/2b. \quad (1)$$

Направление тока I считается совпадающим с осью z , перпендикулярной плоскости чертежа.

Полагая систему бесконечно протяженной влево и вправо, ограничиваемся анализом ЭМП на одном участке шириной $2a$.

В данном случае магнитный вектор — потенциал ЭМП будет также направлен только по оси z , т. е.

$$\vec{A} = A_z \vec{k} = \vec{A} \vec{k}, \quad (2)$$

где \vec{k} — орт по оси z .

Для расчетных областей 1 (воздух), 2 (магнитодиэлектрик), 3 (диэлектрик), 5, 6 (воздух) можно записать уравнение Лапласа:

$$\nabla^2 \vec{A} = 0, \quad (3)$$

а для расчетной области 4 (металлический лист) — уравнение Пуассона:

$$\nabla^2 \vec{A} = -\mu_0 \delta_z, \quad (4)$$

где δ_z — плотность вихревых токов, индуцируемых в проводящем неферромагнитном слое 4 квазистационарным ЭМП, возбуждаемом проводниками 7 и 8 слоем 2 и 5.

Учитывая симметрию системы, будем искать общее решение уравнений (3) и (4) для всех расчетных

областей в виде суммы:

$$\begin{aligned} A^{(i)} &= \dot{A}_0^{(i)} f_1^{(i)}(y) + \dot{a}_0^{(i)} f_2^{(i)}(y) + \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} [\dot{A}_n^{(i)} f_3^{(i)}(y) + \dot{a}_n^{(i)} f_4^{(i)}(y)] \cos kx, \end{aligned} \quad (5)$$

где $i=1, 2, 3, \dots, 6$ — индексы рассматриваемых сред (расчетных областей); k — собственные числа системы (5),

$$k = \frac{\pi}{a} n, \quad n=1, 2, \dots, \infty; \quad (6)$$

$\dot{A}_0^{(i)}, \dot{a}_0^{(i)}, \dot{A}_n^{(i)}, \dot{a}_n^{(i)}$ — комплексные постоянные, подлежащие определению из граничных условий на стыках сред; $f_1^{(i)}(y), \dots, f_4^{(i)}(y)$ — функции, конкретизируемые для каждой из расчетных областей.

Составляющие вектора магнитной индукции

$$B_x^{(i)} = \frac{\partial A^{(i)}}{\partial y}; \quad B_y^{(i)} = -\frac{\partial A^{(i)}}{\partial x}. \quad (7)$$

Для каждой из расчетных областей по рис. 1 общее решение (5) принимает вид:

область 1 (воздух над магнитодиэлектриком)

$$A^{(1)} = \dot{A}_0^{(1)} y + \dot{a}_0^{(1)} + \sum_{n=1}^{\infty} \dot{A}_n^{(1)} e^{-k(y-c-\Delta)} \cos kx, \quad (8)$$

где $f_1^{(1)}(y) = y, f_2^{(1)}(y) = 1, f_3^{(1)}(y) = e^{-k(y-c-\Delta)}, f_4^{(1)}(y) = 0$, величины c, Δ определены на рис. 1;

область 2 (магнитодиэлектрик)

$$\begin{aligned} A^{(2)} &= \dot{A}_0^{(2)} y + \dot{a}_0^{(2)} + \sum_{n=1}^{\infty} [\dot{A}_n^{(2)} \operatorname{ch} k(y-\Delta) + \\ &+ \dot{a}_n^{(2)} \operatorname{ch} k(y-c-\Delta)] \cos kx; \end{aligned} \quad (9)$$

область 3 (диэлектрический слой)

$$\begin{aligned} A^{(3)} &= \dot{A}_0^{(3)} y + \dot{a}_0^{(3)} + \sum_{n=1}^{\infty} [\dot{A}_n^{(3)} \operatorname{ch} ky + \\ &+ \dot{a}_n^{(3)} \operatorname{ch} k(y-\Delta)] \cos kx; \end{aligned} \quad (10)$$

область 4 (проводящий слой нагреваемый — металлический лист)

$$\begin{aligned} A^{(4)} &= \dot{A}_0^{(4)} \operatorname{ch} py + \dot{a}_0^{(4)} \operatorname{sh} py + \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} [\dot{A}_n^{(4)} \operatorname{ch} \gamma y + \dot{a}_n^{(4)} \operatorname{sh} \gamma y] \cos kx, \end{aligned} \quad (11)$$

где

$$p = \sqrt{j\omega\sigma\mu_0}, \quad \gamma = \sqrt{k^2 + p^2}, \quad (12)$$

σ — удельная электропроводность среды 4;

область 5 (воздух между проводящим слоем 4 и обратным проводом 8)

$$\begin{aligned} A^{(5)} &= \dot{A}_0^{(5)} y + \dot{a}_0^{(5)} + \sum_{n=1}^{\infty} [\dot{A}_n^{(5)} \operatorname{ch} k(y+d) + \\ &+ \dot{a}_n^{(5)} \operatorname{ch} k(y+d_1)] \cos kx; \end{aligned} \quad (13)$$

слой 6 (воздух ниже обратного провода 8)

$$A^{(6)} = \dot{A}_0^{(6)} y + \dot{a}_0^{(6)} + \sum_{n=1}^{\infty} \dot{A}_n^{(6)} e^{k(y+d_1)} \cos kx. \quad (14)$$

Решения (8) — (14) записаны при следующих усло-

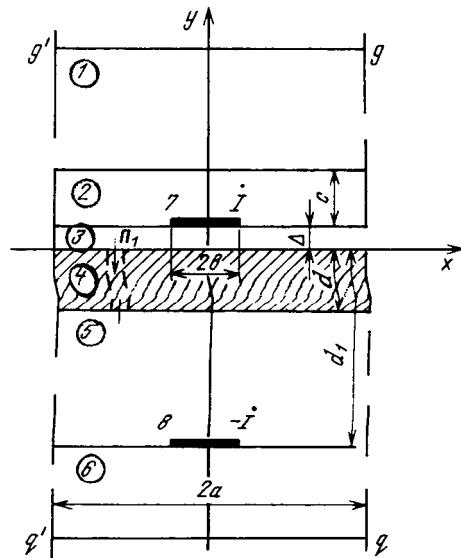


Рис. 1. Разрез элемента системы «намагничивающее устройство — проводящий слой»: 1 — воздух; 2 — элластичный магнитодиэлектрик; 3 — термоприводная пленка; 4 — нагреваемый металлический лист; 5, 6 — воздух; 7, 8 — прямой и обратный провода

виях: решения симметричны относительно оси y и в них отсутствуют нечетные составляющие вида $\sin kx$; на левой (g', q') и правой (g, q) границах отсутствуют все составляющие магнитной индукции по оси y , т. е.

$$\dot{B}_y^{(i)} = -\frac{\partial A^{(i)}}{\partial x} \Big|_{x=\pm a} = 0. \quad (15)$$

Разложим в ряд по собственным функциям $\cos kx$ линейную плотность тока δ_λ , заданную с периодом $T=2a$ следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \delta_\lambda(x) &= \frac{I}{2a} \text{ при } -b \leq x \leq b; \\ \delta_\lambda(x) &= 0 \text{ при } b < |x| < a. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Тогда получим

$$\delta_\lambda(x) = \frac{I}{2a} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I}{\pi n b} \sin \frac{n\pi b}{a} \cos kx. \quad (17)$$

Для определения постоянных интегрирования учтем, что при $y \rightarrow \pm \infty$ поле отсутствует, т. е.

$$\dot{A}_0^{(6)} = \dot{A}_0^{(1)} = 0, \quad (18)$$

кроме того, на границах сред магнитный вектор-потенциал непрерывен; разность тангенциальных составляющих вектора напряженности магнитного поля равна нулю или заданной плотности тока.

Таким образом, согласно (8) — (14) значения магнитного вектор-потенциала в каждой из расчетных областей имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} A^{(1)} &= \mu_0 \frac{I}{2a} \left(\Delta + \frac{\operatorname{th} \frac{pd}{2}}{p} \right) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\mu_0 \delta(n)}{k T_7} \times \\ &\times [1 + (T_3 - T_2 T_6) k \operatorname{sh} k\Delta + \gamma \operatorname{ch} k\Delta T_6] e^{-k(y-c-\Delta)} \cos kx. \end{aligned} \quad (19)$$

$$A^{(2)} = \mu_0 \frac{l}{2a} \left(1 + \frac{\operatorname{th} \frac{pd}{2}}{p} \right) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\mu_0 \mu_r \delta(n)}{k \operatorname{sh} kc} \times \times [1 + (T_3 - T_2 T_6) k \operatorname{sh} k\Delta + \gamma T_6 \operatorname{ch} k\Delta] \times \times \left[-\frac{\operatorname{ch} k(y-\Delta)}{T_7} + \operatorname{ch} k(y-c-\Delta) \right] \cos kx. \quad (20)$$

$$A^{(3)} = \mu_0 \frac{l}{2a} \left(y + \frac{\operatorname{th} \frac{pd}{2}}{p} \right) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\mu_0 \delta(n)}{k \operatorname{sh} k\Delta} \times \times [k(T_3 - T_2 T_6) \operatorname{sh} k\Delta + \gamma T_6 \operatorname{ch} k\Delta] \times \times \operatorname{ch} ky - \gamma T_6 \operatorname{ch} k(y-\Delta) \cos kx. \quad (21)$$

$$A^{(4)} = \frac{\mu_0 l}{2ap} \left(\operatorname{th} \frac{pd}{2} \operatorname{ch} py + \operatorname{sh} py \right) + \sum_{n=1}^{\infty} \times \times \mu_0 \delta(n) (\operatorname{ch} \gamma y (T_3 - T_2 T_6) + T_6 \operatorname{sh} \gamma y) \cos kx. \quad (22)$$

$$A^{(5)} = \mu_0 \frac{l}{2a} \left[y + \left(d - \frac{\operatorname{th} \frac{pd}{2}}{p} \right) \right] + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\mu_0 \delta(n)}{k} \times \times \left\{ \frac{\gamma [T_6 \operatorname{ch} \gamma d + (T_3 - T_2 T_6) \operatorname{sh} \gamma d]}{\operatorname{sh} k(d-d_1)} \times \times [-e^{k(d-d_1)} \operatorname{ch} k(y+d) + \operatorname{ch} k(y+d_1)] - -e^{k(d-d_1)} \operatorname{ch} k(y+d) \cos kx; \quad (23) \right.$$

$$A^{(6)} = \mu_0 \frac{l}{2a} \left(d - d_1 - \frac{\operatorname{th} \frac{pd}{2}}{p} \right) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\mu_0 \delta(n)}{k} \times \times [-e^{k(d-d_1)} \operatorname{ch} k(d-d_1) + \gamma [T_6 \operatorname{ch} \gamma d + (T_3 - T_2 T_6) \operatorname{sh} \gamma d] e^{k(d-d_1)} \cos kx e^{k(y+d_1)}. \quad (24)$$

В выражениях (19) — (24), помимо (7) и (12), приняты следующие обозначения: c , Δ , d , d_1 — линейные размеры по рис. 1; $\delta(n) = \frac{l}{n\pi b} \sin \frac{n\pi b}{a}$ — n -я составляющая плотности тока;

$$T_1 = T_2 + \frac{\gamma}{k} \operatorname{cth} k\Delta; \quad (25)$$

$$T_2 = \frac{k \operatorname{th} \gamma d + \gamma}{k + \gamma \operatorname{th} \gamma d}; \quad (26)$$

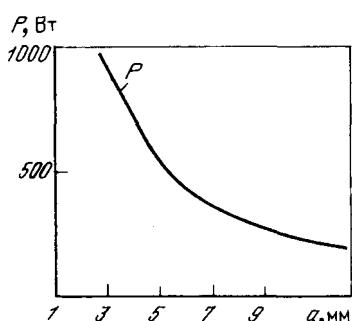


Рис. 2. Зависимость активной мощности от расстояния между проводами

$$T_3 = \frac{e^{k(d-d_1)}}{(k + \gamma \operatorname{th} \gamma d) \operatorname{ch} \gamma d}; \quad (27)$$

$$T_4 = -\mu_r \operatorname{sh} k\Delta T_5 + \operatorname{sh} kc \operatorname{ch} k\Delta; \quad (28)$$

$$T_5 = -\operatorname{ch} kc + \frac{1}{T_7}; \quad (29)$$

$$T_6 = \frac{k T_3 T_4 - \mu_r T_5}{T_1 T_4 k - \frac{\gamma \operatorname{sh} kc}{\operatorname{sh} k\Delta}}; \quad (30)$$

$$T_7 = \frac{\operatorname{sh} kc + \mu_r \operatorname{ch} kc}{\mu_r}; \quad (31)$$

μ_r — относительная магнитная проницаемость магнитодизлектрика 2 (рис. 1).

Распределение электромагнитного поля в воздухе ниже обратного провода 8 (рис. 1) практического значения не имеет. Поэтому в формуле (24) положено $y=d_1$. Для расчета поля в области 6 в (24) нужно подставить y вместо d_1 .

Нас интересует зависимость активной составляющей мощности выделяющейся в проводящем слое 4, от расстояния между проводами. Кроме того, целесообразно определить зависимости от координаты x модуля вектора Пойнтинга и напряженности магнитного поля на поверхности слоя 4.

Полная мощность, потребляемая слоем 4,

$$\dot{S} = \dot{U} \dot{I}, \quad (32)$$

где \dot{U} — напряжение на слое 4;

$$\dot{U} = j\omega \oint \vec{A} dl; \quad (33)$$

\dot{I} — сопряженный комплекс тока.

Мощность нагрева проводящей поверхности определяется как действительная часть вектора Пойнтинга:

$$P = \int_s \operatorname{Re} [\dot{E}_z^{(4)} \dot{H}_x^{(4)}] ds, \quad (34)$$

где $\dot{E}_z^{(4)}$ — составляющая напряженности электрического поля в металле в направлении по оси z ;

$$\dot{E}_z^{(4)} = -\frac{1}{\sigma} \frac{\partial \dot{H}_x^{(4)}}{\partial y}; \quad (35)$$

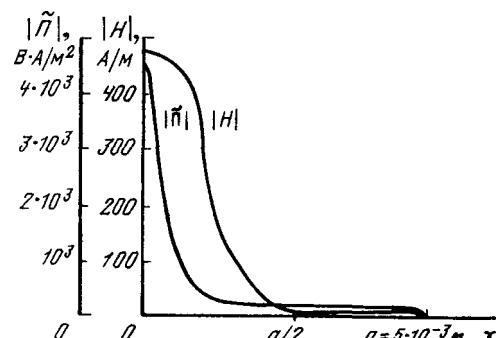


Рис. 3. Изменение модулей вектора Пойнтинга и напряженности магнитного поля по координате x

$\dot{H}_x^{(4)}$ — сопряженный комплекс составляющей напряженности магнитного поля в металле, направленной по оси x ;

$$\dot{H}_x^{(4)} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \dot{A}}{\partial y}. \quad (36)$$

Следовательно, все интересующие нас величины — \dot{E}_2 , \dot{H}_x , P легко определяются по соответствующим значениям магнитного вектор-потенциала \dot{A} .

В качестве примера построим зависимости от расстояния между проводами a активной P мощности, выделяемой на квадратной площадке в 1 дм². Линейные размеры системы по рис. 1 равны: $a=3 \div 12$ мм, $b=1,2$ мм, $c=5$ мм, $\Delta=0,5$ мм, $d=2$ мм, $d_1=10$ мм. Кроме того, принято: удельная проводимость проводящего листа из алюминиевого сплава $\sigma =$

$=342 \cdot 10^5 \frac{1}{\text{Ом} \cdot \text{м}}$, частота $f=10^6$ Гц, ток в обмотке намагничивающего устройства $I=1,2$ А, относительная магнитная проницаемость магнитодиэлектрика $\mu_r=20$. Результаты расчетов показаны на рис. 2. При этом очевидно, что активная мощность, выделяемая в проводящем слое тем больше, чем чаще сетка проводников, возбуждающих магнитное поле.

На рис. 3 показано распределение модулей вектора Пойнтинга и напряженности магнитного поля по ширине зазора между проводами для $a=5$ мм.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 957091 (СССР). Намагничивающее устройство. Опубл. в Б. И., 1982, № 33.
2. А. с. 1040401. Намагничивающее устройство. Опубл. в Б. И., 1983, № 33.

[17.04.89]

УДК 537.22:621.791.75

Анализ зарядного устройства, работающего в периодическом режиме при неизменной мощности, потребляемой из сети

ЛЕПЕХИН Н. М., ЕРМОЛОВИЧ Э. С.
Истринский филиал ВЭИ

Для питания импульсных нагрузок электрофизических установок с энергией разряда $10^3 \div 10^6$ Дж и более обычно используют емкостные накопители энергии (ЕНЭ), зарядка которых от зарядного устройства (ЗУ) представляет значительные трудности, связанные с необходимостью обеспечения высоких к. п. д., приемлемых энергетических характеристик, малой массы и стоимости.

Максимальный к. п. д. зарядного контура достигается при заряде ЕНЭ от источника тока [1]. Поэтому режим работы ЗУ при неизменном зарядном токе принят считать оптимальным [2]. Однако, как показано в [3], критерий оптимальности по максимуму к. п. д. не учитывает воздействия способа заряда на энергетические показатели и массу ЗУ. При этом сравнение максимально достижимого к. п. д. зарядного контура при зарядке ЕНЭ постоянным током и при неизменной мощности, потребляемой из сети, показывает, что они отличаются на 1—2 %.

В [3] также показано, что заряд ЕНЭ при неизменной мощности, обеспечивая практически такие же значения к. п. д. зарядного контура, как и при заряде от источника тока, позволяет в то же время существенно уменьшить установленную мощность ЗУ, а следовательно массу и объем устройства в целом. Кроме того, очевидно, что периодический или повторнократковременный режим заряда мощных и сверхмощных ЕНЭ при неизменной мощности, потребляемой из сети, оказывает и минимальное влияние на питающую электросеть. Поэтому ЗУ, обеспечивающие заряд ЕНЭ при неизменной мощности, потребляемой из сети,

представляют собой интерес для питания мощных и сверхмощных импульсных нагрузок.

Другими требованиями к мощным и сверхмощным ЗУ являются повышенная надежность и помехоустойчивость, которые в значительной мере могут быть достигнуты при максимальном упрощении схемы ЗУ.

В настоящей статье проведен анализ ЗУ, выполненного на основе однотактного обратного преобразователя, иначе называемого ЗУ со «звенящим дросселем» и [4], принципиальная электрическая схема которого представлена на рис. 1. Рассматриваемая схема ЗУ содержит коммутирующий элемент K , дозирующий реактор индуктивностью L , обратный зарядный диод D и ЕНЭ емкостью C_n .

Следует отметить, что проблема создания эффективного коммутирующего элемента применительно к данной схеме ЗУ, используемого для питания мощных и сверхмощных импульсных нагрузок, в настоящее время может быть успешно решена, например, за счет использования мощных запираемых тиристоров или мощных тиристорных ключей с последовательной коммутацией.

Схемы ЗУ рассматриваемого типа относятся к классу схем с дозирующими реакторами, обеспечивают заряд ЕНЭ в режиме неизменной мощности потребляемой из сети [5] и имеют лучшие показатели предельных моделей, например, коэффициенты использования источника питания и к. п. д. для таких схем равны соответственно 1 и 0,97 [6]. Кроме того, например, в [7] обоснована перспективность применения ЗУ с дозирующими трансреакторами в некото-

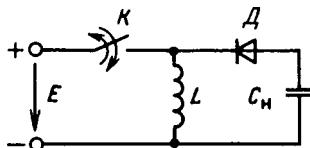


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема ЗУ

ных высокодинамичных устройствах и, так же как в [5], приведены основные расчетные выражения.

Однако общий анализ работы ЗУ названного типа проведен к настоящему времени недостаточно полно, в частности, отсутствуют уравнения усредненной зарядной кривой, внешней статической характеристики, а также выражения для энергетических характеристик ЗУ.

При анализе работы ЗУ принято, что потери в ключевом элементе, в активном сопротивлении обмотки реактора, а также в обратном диоде равны нулю. При этом ключевой элемент, реактор и обратный диод считались идеальными. Исходными величинами были приняты: емкость ЕНЭ величиной C_n , номинальное напряжение заряда ЕНЭ, равное U_c , а также напряжение E на входе зарядной цепи. Все расчетные зависимости определены в относительных единицах. В качестве базовых величин приняты:

напряжение на входе зарядной цепи

$$U_b = E; \quad (1)$$

среднее значение зарядного тока

$$I_b = I_{cp} = C_n U_c / t_3; \quad (2)$$

среднее значение полезной мощности

$$P_b = P_{cp} = \frac{C_n U_c^2}{2 t_3} \quad (3)$$

(где t_3 — время заряда ЕНЭ);

частота поступления доз энергии в ЕНЭ

$$f_b = n / t_3, \quad (4)$$

где n — число доз энергии, поступивших в накопитель за время заряда.

При анализе ЗУ все расчетные зависимости определены в функции относительного времени заряда

$$t_3^* = \frac{t_3}{\omega_0 C_n L} = t_3 \omega_0 = 2\pi f_0 t_3 \quad (5)$$

(где ω_0 — собственная круговая частота зарядного контура) или же в зависимости от числа доз энергии, поступивших в накопитель за время заряда, т. е. в зависимости от номера импульса зарядного тока:

$$t_3^* = 2\pi n \frac{f_0}{f_b} = 2\pi n f^*, \quad (6)$$

где f_0 — собственная частота зарядного контура; f^* — относительная частота зарядного контура.

Соотношением (6) определяется физический смысл связи относительного времени заряда и числа зарядных импульсов тока.

Для усредненного значения напряжения на ЕНЭ, когда начальное значение напряжения на ЕНЭ равно нулю, и активной мощности, потребляемой из сети, справедливы выражения [5]:

$$U_c(t) = I_m \sqrt{L/C_n} f t_3; \quad (7)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

$$P = L I_m^2 f / 2. \quad (8)$$

Здесь амплитуда тока, достигаемая в реакторе, в случае, когда активным сопротивлением зарядной цепи можно пренебречь, определяется соотношением

$$I_m = E \sqrt{C_n / L}, \quad (9)$$

отсюда усредненное значение напряжения на ЕНЭ в относительных единицах:

$$U_c^* = \frac{I_m}{E} \sqrt{\frac{L}{C_n}} f t_3 = \sqrt{n} = \sqrt{\frac{t_3^*}{2\pi f^*}}. \quad (10)$$

При принятых значениях базовых величин активная мощность, потребляемая из сети,

$$P^* = \frac{L I_m^2 f}{2} \frac{2t_3}{C_n U_c^2} = \frac{n}{(\sqrt{n})^2} = 1. \quad (11)$$

Усредненное значение зарядного тока в относительных единицах

$$I_{cp}^* = P^* / U_c^* = 1 / U_c^*. \quad (12)$$

Уравнение (12) представляет собой внешнюю статическую характеристику ЗУ для средних значений зарядного тока. Это уравнение может быть также представлено в виде

$$I_{cp}^* = 1 / \sqrt{n} = \sqrt{2\pi f^* / t_3^*}. \quad (13)$$

Для возможности осуществления заряда и полного разряда дозирующего реактора на частоту коммутаций ключа K накладывается очевидное ограничение:

$$f \leq \frac{1}{\pi/2 \sqrt{LC_n} + LI_m/E}. \quad (14)$$

При принятых значениях базовых величин неравенство (14) преобразуется к виду

$$f^* \geq 1/4 + 1/2\pi \approx 0.5. \quad (15)$$

Усредненные кривые заряда ЕНЭ, определяемые выражением (10), в зависимости от относительного времени заряда и различных значений относительной частоты зарядного контура, представлены на рис. 2.

Как было отмечено выше, предпочтительными схемами мощных и сверхмощных ЗУ являются наиболее простые схемы заряда ЕНЭ. Усредненная кривая заряда ЕНЭ от ЗУ, выполненного по однофазной однополупериодной схеме выпрямления, полученная в [8], при заряде ЕНЭ через индуктивность, представлена на рис. 2 пунктиром.

Внешняя статическая характеристика исследуемого ЗУ, определяемая выражением (12), представлена на рис. 3, а. Внешние статические характеристики однофазной одно- и двухполупериодной мостовой схемы выпрямления, полученные в [8], при заряде ЕНЭ через индуктивность представлены пунктиром соответственно на рис. 3, б и в.

Мгновенное значение n -го импульса зарядного тока определяется выражением [5]

$$i(t) = I_m (\cos \omega_0 t - \sqrt{n - 1} \sin \omega_0 t), \quad (16)$$

где t — время, отсчитываемое от начала импульса.

Длительность импульса зарядного тока

$$t_{im(n)} = 1 / \omega_0 (\pi/2 - \operatorname{arctg} \sqrt{n - 1}) \quad (17)$$

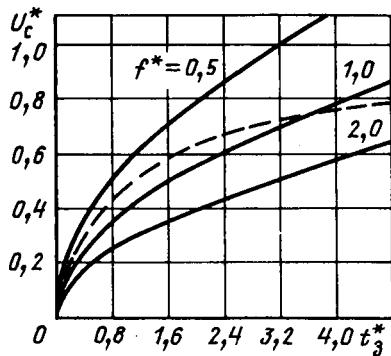


Рис. 2. Усредненные кривые заряда

или в относительных единицах:

$$t_{im(n)}^* = \pi/2 - \operatorname{arctg} \sqrt{n-1}. \quad (18)$$

Фаза зарядного тока n -го импульса

$$\varphi_n = \operatorname{arctg} \sqrt{n-1}. \quad (19)$$

Для определения действующего значения зарядного тока воспользуемся известным соотношением:

$$I_n = \sqrt{\frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} i^2(\tau) d\tau}, \quad (20)$$

где Δt — интервал времени, когда структура схемы замещения неизменна (интервал непрерывности); τ — время, отсчитываемое от начала интервала непрерывности.

Временная зависимость зарядного тока на интервале непрерывности определяется соотношением (16), а длительность импульса тока на интервале непрерывности — соотношением (17). Отсюда после интегрирования и соответствующих преобразований (см. приложение) имеем:

$$I_n = I_m \sqrt{(\sin \beta / \beta)(1 - n/2) + (\sqrt{n-1} / \beta)(\cos \beta - 1) + n/2}, \quad (21)$$

где

$$\beta = \pi - 2 \operatorname{arctg} \sqrt{n-1}. \quad (22)$$

В выражении (21) подкоренное выражение для сокращения дальнейших записей обозначим A_n , тогда приведенное действующее значение n -го импульса зарядного тока

$$I_n^* = I_n / I_6 = I_m \sqrt{A_n} / I_6 = 2\pi f^* \sqrt{n A_n}. \quad (23)$$

Относительное действующее значение тока, потребляемого из сети за цикл заряда,

$$I_u^* = \sqrt{1 / \sum_{i=1}^n (I_n^*)^2} = \sqrt{2\pi f^* \sum_{i=1}^n A_n}. \quad (24)$$

Относительное действующее значение тока, потребляемого из сети, полученное в [5], определяется при принятых значениях базового тока выражением

$$I_u^* = \frac{I_u}{\sqrt{6} I_6} = 2\pi f^* \sqrt{n/6}. \quad (25)$$

Сравнение выражений (24) и (25) показывает, что для мощных и сверхмощных ЗУ расчет действующего

Вологодская областная универсальная научная библиотека

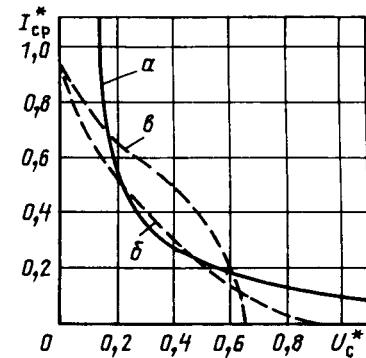


Рис. 3. Внешние статические характеристики ЗУ с дозирующим реактором (a), однофазной однополупериодной схемы выпрямления (b), двухполупериодной мостовой схемы выпрямления (c)

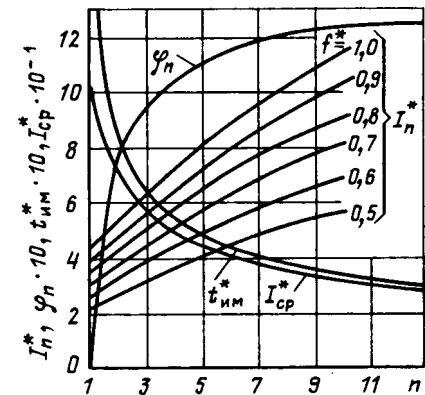


Рис. 4. Параметры импульсов зарядного тока

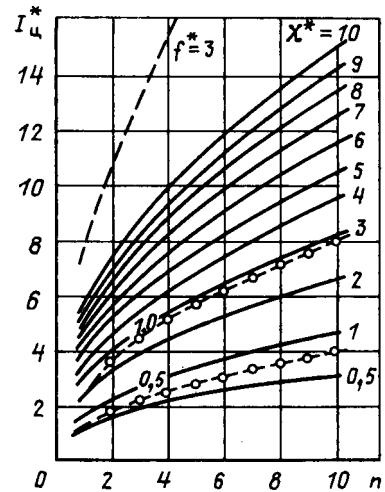


Рис. 5. Действующие значения тока потребляемого из сети за цикл заряда

значения зарядного тока целесообразно проводить на основе выражений (22) — (24), т. е. когда за основу расчета берется точное выражение для мгновенных значений зарядного тока.

Параметры импульсов зарядного тока, определяемые выражениями (13), (18), (19), (23), а также (24), представлены соответственно на рис. 4 и рис. 5 при

различных значениях относительной частоты зарядного контура. На рис. 5 пунктиром представлены также относительные действующие значения тока, потребляемого из сети, определяемые выражением (25).

Определим основные энергетические характеристики ЗУ, используя известные соотношения.

Коэффициент мощности ЗУ

$$\chi = \frac{P_{cp}}{S_1} = \frac{P_{cp}}{EI_u^* I_6} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{n}{2\pi f^* \sum_{i=1}^n A_n}}, \quad (26)$$

где S_1 — среднеквадратичное значение полной потребляемой мощности.

Относительное значение типовой мощности реактора

$$P_r^* = \frac{S_1}{P_{cp}} = \frac{1}{\chi} = 2 \sqrt{\frac{2\pi f^* \sum_{i=1}^n A_n}{n}}. \quad (27)$$

Относительное значение максимальной потребляемой мощности

$$P_{tm}^* = S_{1m}/P_{cp} = I_{1m}E/P_{cp} = 4\pi f^*. \quad (28)$$

Энергетические характеристики ЗУ, определяемые выражениями (11), (26), (27) и (28) при относительной частоте зарядного контура равной единице, представлены на рис. 6.

Выполним оценку к. п. д. зарядного контура следующим образом. Если допустить, что форма импульсов зарядного тока в течение всего времени заряда остается неизменной, то к. п. д. зарядного контура определяется в общем виде соотношением [9]:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{1}{n} \frac{W_R}{W_C}}, \quad (29)$$

где n — число зарядных импульсов, определяемых временем заряда; W_C — энергия, переданная в накопитель; W_R — суммарные потери энергии в сопротивлении зарядного контура.

Из выражения (29) следует, что к. п. д. зависит от числа импульсов и отношения потерь энергии в со-

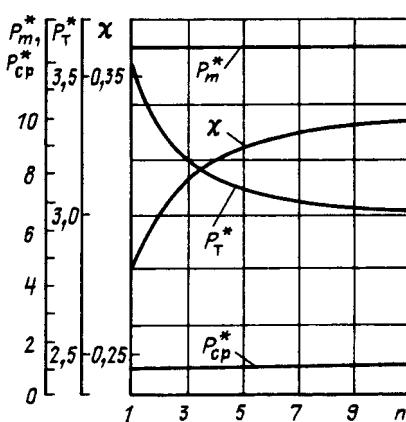


Рис. 6. Электрические характеристики ЗУ

противлении зарядного контура к суммарной энергии, переданной в накопитель. Зависимость к. п. д. зарядного контура, определяемая выражением (29) при $W_R = -0,5W_C$, показывает, что даже при столь низкой добротности зарядного контура к. п. д. заряда достигает около 89 % уже при четырех импульсах зарядного тока. При выполнении построений динамических и энергетических характеристик исследуемого ЗУ, как следует из приведенной грубой оценки к. п. д. зарядного контура, число зарядных импульсов может быть ограничено девятым-девятым. Применительно к полученным результатам и были выполнены рис. 2—6.

Выводы. 1. Анализ кривых рис. 2 показывает, что верхняя частота срабатывания ЗУ определяется в основном относительной частотой зарядного контура. При относительной частоте зарядного контура, равной приблизительно 0,5, или относительном времени заряда выше 3,6 заряд ЕНЭ от исследуемого ЗУ является предпочтительным по сравнению, например, с зарядом ЕНЭ через индуктивность от однофазной однополупериодной схемы выпрямления.

2. Исследуемая схема ЗУ (рис. 3) обладает наиболее мягкой внешней статической характеристикой по сравнению с устройствами, выполненными по однофазной одно- и двухполупериодной мостовой схемам выпрямления, при заряде ЕНЭ через индуктивность.

3. Полученные в общем виде расчетные зависимости параметров зарядного процесса и энергетические характеристики (рис. 2—6) могут быть применены для определения основных параметров и выбора элементов ЗУ, соответствующих выбранному режиму работы.

4. Для мощных и сверхмощных ЗУ расчет действующего значения зарядного тока (как это следует из рис. 5) необходимо проводить на основе точных выражений для мгновенных значений зарядного тока.

Приложение. Действующее значение зарядного тока на интервале непрерывности

$$I_n = \sqrt{1/\Delta t \int_0^{\Delta t} i^2(\tau) d\tau}, \quad (\text{П-1})$$

где

$$i(\tau) = I_m(\cos \omega_0 \tau - \sqrt{n-1} \sin \omega_0 \tau); \quad (\text{П-2})$$

$$\Delta t = t_{\text{им}}(n) = 1/\omega_0(\pi/2 - \arctg \sqrt{n-1}); \quad (\text{П-3})$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC_n}. \quad (\text{П-4})$$

Откуда

$$\begin{aligned} i^2(\tau) &= I_m^2(\cos \omega_0 \tau - \sqrt{n-1} \sin \omega_0 \tau)^2 = \\ &= I_m^2(\cos \alpha - a \sin \alpha)^2 = \\ &= I_m^2(\cos^2 \alpha - 2a \sin \alpha \cos \alpha + a^2 \sin^2 \alpha), \end{aligned} \quad (\text{П-5})$$

где

$$\alpha = \omega_0 \tau; \quad (\text{П-6})$$

$$a = \sqrt{n-1}. \quad (\text{П-7})$$

После тригонометрических преобразований (П-5) с использованием (П-7) и приведения подобных получаем

$$i^2(\tau) = I_m^2(\cos 2\alpha - a \sin 2\alpha + n/2 - n/2 \cos 2\alpha). \quad (\text{П-8})$$

Отсюда, используя (П-6), имеем

$$\begin{aligned}
\int_0^{\Delta t} i^2(\tau) d\tau &= I_m^2 \int_0^{\Delta t} (\cos 2\alpha - a \sin 2\alpha + \frac{n}{2} - \frac{n}{2} \cos 2\alpha) d\tau = \\
&= I_m^2 \int_0^{\Delta t} (\cos 2\omega_0\tau - \sqrt{n-1} \sin 2\omega_0\tau + \\
&+ \frac{n}{2} - \frac{n}{2} \cos 2\omega_0\tau) d\tau = I_m^2 \left[\frac{1}{2\omega_0} \sin 2\omega_0\tau \Big|_0^{\Delta t} + \right. \\
&\quad \left. + \frac{\sqrt{n-1}}{2\omega_0} \cos 2\omega_0\tau \Big|_0^{\Delta t} + \frac{n}{2} \tau \Big|_0^{\Delta t} - \right. \\
&\quad \left. - \frac{n}{2} \frac{1}{2\omega_0} \sin 2\omega_0\tau \Big|_0^{\Delta t} \right] = I_m^2 \left(\frac{1}{2\omega_0} \sin 2\omega_0\Delta t + \right. \\
&\quad \left. + \frac{\sqrt{n-1}}{2\omega_0} \cos 2\omega_0\Delta t - \frac{\sqrt{n-1}}{2\omega_0} + \frac{n}{2} \Delta t - \right. \\
&\quad \left. - \frac{n}{2} \frac{1}{2\omega_0} \sin 2\omega_0\Delta t \right). \quad (\text{П-9})
\end{aligned}$$

После подстановки (П-3) в (П-9) и приведения подобных имеем:

$$\begin{aligned}
\int_0^{\Delta t} i^2(\tau) d\tau &= I_m^2 \left(\frac{1}{2\omega_0} \sin 2\gamma + \frac{\sqrt{n-1}}{2\omega_0} \cos 2\gamma - \frac{\sqrt{n-1}}{2\omega_0} + \right. \\
&\quad \left. + \frac{n}{2\omega_0} \gamma + \frac{n}{4\omega_0} \sin 2\gamma \right), \quad (\text{П-10})
\end{aligned}$$

где

$$\gamma = \left(\frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \sqrt{n-1} \right). \quad (\text{П-11})$$

Тогда после раскрытия скобок и приведения подоб-

ных подкоренное выражение имеет вид

$$\frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} i^2(\tau) d\tau = I_m^2 \left[\frac{\sin \beta}{\beta} \left(1 - \frac{n}{2} \right) + \frac{\sqrt{n-1}}{\beta} (\cos \beta - 1) + \frac{n}{2} \right], \quad (\text{П-12})$$

где

$$\beta = \pi - 2 \operatorname{arctg} \sqrt{n-1}. \quad (\text{П-13})$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пентегов И. В., Волков И. В. Об оптимальном законе заряда батарей конденсаторов.— Доклады АН УССР, 1966, № 4, с. 477—479.
2. Милях А. Н., Волков И. В. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей.— Киев: Наукова думка, 1974.
3. Кныш В. А. Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов.— Л.: Энергиздат, 1981.
4. Пазеев Г. Ф. О некоторых ключевых схемах для заряда емкости от источника постоянного напряжения.— Проблемы технической электродинамики, 1969, вып. 19. с. 97—102.
5. Пентегов И. В. Основа теории зарядных цепей емкостных накопителей энергии.— Киев: Наукова думка, 1982.
6. Булатов О. Г., Иванов В. С., Панфилов Д. И. Полупроводниковые зарядные устройства емкостных накопителей энергии.— М.: Радио и связь, 1986.
7. Царенко А. И., Ноникашвили А. Д., Ястребский И. Ю. Высокодинамичный источник импульсов предионизации для лазерных технологических установок.— Электротехника, 1987, № 11, с. 51.
8. Чиженко И. М., Бердинских Г. С. Зарядные устройства емкостных накопителей энергии.— Киев: Наукова думка, 1980.
9. Булатов О. Г., Иванов В. С., Панфилов Д. И. Тиристорные схемы включения высоконапряженных источников света.— М.: Энергия, 1975.

[14.04.89]

Технология электропередач ультравысокого напряжения

(заседания Рабочей группы РГ-38.04 СИГРЭ «Средства испытания

и исследовательские программы на электропередачах УВН» и «круглого стола»
«Технология электропередач УВН», 25—30 сентября 1989 г., Москва—Кокчетав)

В заседаниях участвовали специалисты из Бразилии, КНР, Канады, Франции, Италии, Японии, США, Саудовской Аравии, Югославии и Советского Союза. Они были организованы Советским национальным комитетом СИГРЭ, ПО «Дальние электропередачи», ВЭИ им. Ленина, МЭИ и ВНИИЭ.

В заседаниях РГ-38.04, которые проходили в Москве и Кокчетаве, приняли участие 11 постоянных членов рабочей группы и 20 приглашенных специалистов. В работе «круглого стола», которая проходила в Кокчетаве, участвовало 108 представителей проектных, исследовательских и эксплуатационных организаций Советского Союза, зарубежных фирм и исследовательских центров, специализирующихся в области технологии электропередач УВН переменного тока.

В работе приняли участие члены других исследовательских комитетов СИГРЭ (ИК-14, ИК-22, ИК-35, ИК-33, ИК-34, ИК-37).

Рабочая группа 38.04 на своих заседаниях определила основные направления, задачи и тематику входящих в ее состав подгрупп.

Тематика РГ-38.04 СИГРЭ была сформулирована в конце 70-х — начале 80-х годов, когда электропередачи УВН переменного и постоянного тока стали реальной возможностью, были решены основные технологические проблемы передачи электроэнергии на напряжение 1000 кВ и выше переменного и ± 600 кВ постоянного тока.

На сессии СИГРЭ 1988 г. в Париже был опубликован сводный доклад (доклад 38-12, части I и II), в котором нашли отражение основные результаты в области электропередач УВН в США, СССР, Японии, Бразилии, Италии и других странах, где эта технология достигла наиболее высокого уровня и вступили в строй первые опытные или промышленные электропередачи¹.

Учитывая достигнутые результаты, Рабочая группа 38.04 утвердила развитие этой тематики на период до 1992 г. в следующей редакции: «Сбор и обработка информации по развитию средств испытания, проектных разработок, практических и исследовательских результатов в области электропередач УВН». Основное внимание предполагается уделить сопоставлению электропередач 1000 кВ и выше переменного тока и выше ± 600 кВ постоянного тока по ряду аспектов:

действующие и строящиеся электропередачи УВН (опыт и сравнение с электропередачами СВН);

проблемы технологии ВЛ и оборудования УВН; средства испытания и исследовательские программы;

ожидаемые преимущества того или иного типа электропередач, определяющие их выбор.

Основной итог деятельности РГ-38.04 найдет отражение в двух докладах: «Опыт строительства и эксплуатации электропередачи 1200 кВ переменного и ± 750 кВ постоянного тока в СССР, электропередачи 1000 кВ в Италии и двухцепной ВЛ-1100 кВ в Японии»; «Проекты электропередач УВН и существующие технические проблемы».

«Круглый стол», тематика которого была посвящена технологии электропередач УВН, практически положил начало работы РГ-38.04 по принятой программе. В процессе трехдневных заседаний было обсуждено 14 докладов от организаций Советского Союза, по 3 — от Японии и КНР, по 2 — от Бразилии и Италии, 1 — от Франции. В дискуссии выступило более 50 участников.

Большое значение в работе «круглого стола» имело посещение действующей подстанции 1150 кВ «Кокчетавская» и выезд на линию 1150 кВ в районе этой подстанции, где были продемонстрированы в полном объеме работы под напряжением и экипировка персонала для производства таких работ. Этот визит придал практическую значимость тем вопросам, которые были вынесены на обсуждение участников заседаний «круглого стола», нашел отражение в их выступлениях.

Заседания трех секций «круглого стола» открылись специальным докладом «Некоторые проблемы освоения и испытаний электропередач УВН как элемента объединенных энергосистем», представленным от имени Советского национального комитета СИГРЭ Генеральным директором ПО «Дальние электропередачи» О. А. Никитиным.

На заседаниях секции «Планирование развития электропередач УВН» председательствовали Ж. К. Медейрос (Бразилия) и Л. А. Кошев (СССР).

В представленных на секции докладах и дискуссии отмечалось, что в настоящее время электропередачи УВН применяются как для транспорта больших потоков электроэнергии от удаленных электростанций, так и в качестве межсистемных связей. При этом все большее экологическое и технико-экономическое значение приобретает проблема максимального использования земельных коридоров, отчуждаемых для транспорта электроэнергии. В решении этих задач в США, СССР, Японии, Италии, Бразилии исходят из различных критерий, зависящих от своеобразия развития экономики и техники в этих странах.

¹ В сокращенном изложении эти материалы опубликованы также в журнале СИГРЭ «Электра», 1989, № 122 и журнале «Электричество», 1989, № 6.

Одна из научных и технических проблем создания и развития электропередач УВН связана с регулированием напряжения и компенсацией реактивной мощности. Участники отметили, что выбор средств компенсации и регулирования определяется их функциями и техническими возможностями. Здесь, несмотря на обилие накопленного на сегодня опыта, невозможно дать какие-либо общие рекомендации. Принятие решения определяется особенностями каждого объекта и практикой, принятой в каждой стране. Вновь поднятый вопрос о сравнении синхронных и статических компенсаторов показал, что синхронные компенсаторы приняты в советских проектах только на первых этапах работы электропередачи 1150 кВ. С развитием сети УВН предусматриваются и другие решения, такие как СТК, а в последующем, возможно, и реакторы с подмагничиванием. Бразилия и Канада (Хайдро Квебек) в этом вопросе занимают иную позицию. Для этих стран статические тиристорные компенсаторы являются наиболее целесообразными с технико-экономической точки зрения. Указывалось, что в различных странах ценообразование и другие экономические ограничения могут приводить к принятию различных схем компенсации.

Широкому обсуждению подвергалась проблема передачи электроэнергии переменным и постоянным током. Мнения многих участников сходятся в том, что при сопоставлении вариантов применения переменного или постоянного тока, нельзя ограничиваться лишь стоимостными оценками. Наряду с чисто экономическими соображениями большое значение при выборе схем УВН имеет анализ воздействия передачи УВН на устойчивость параллельной работы, надежность и живучесть энергосистемы в целом. Необходимо также учитывать и такие факторы, как экологические ограничения, региональная значимость объекта, промышленные возможности страны и др.

С другой стороны, при сравнении вариантов систем УВН переменного и постоянного тока в дальних электропередачах не решенным остается вопрос выбора критериев планирования. Использование традиционного правила « $n=1$ » для дальних передач УВН переменного тока может привести к их недопустимому удорожанию. В то же время применение надежных средств обеспечения успешного ОАПВ еще на стадии проектирования несомненно может снизить стоимость электропередачи в целом.

Применительно к ППТ использование АПВ полуцени в сочетании с возможностью сравнительно длительной работы ВЛ одной полуцепью с возвратом тока через землю обеспечивает существенное повышение надежности и снижение стоимости систем ППТ УВН.

Открытым остался вопрос о максимальном рабочем напряжении систем УВН переменного тока. В СССР это напряжение может достигать 1200 кВ, в Италии и Японии при ином номинальном напряжении оно составляет 1100 кВ. С учетом сравнительно небольшой разницы между этими значениями высказывались положения о целесообразности установления единого уровня рабочего напряжения.

В некоторых докладах сообщалось о новых технических решениях в области систем переменного тока, отличных от традиционных. К ним относятся и самокомпенсирующиеся высоковольтные линии, предлагаемые советскими специалистами, и шестифазные системы. Традиционные системы переменного и постоянного тока не исчерпали всех своих возможностей.

Так, вновь прозвучала идея развития систем переменного тока с повышенными динамическими характеристиками за счет широкого внедрения силовой электроники, в частности, ППТ, СТК, тиристорных РПН и фазовращателей и т. п. Такие системы переменного тока предложено назвать гибкими (Flexible AC Transmission System)².

На заседании секции «Линии электропередачи УВН переменного тока» председательствовали Хайashi (Япония) и Н. Н. Тиходеев (СССР). Секция начала свою работу после посещения подстанции 1150 кВ «Кокчетавская», где участники «круглого стола» познакомились с комплексом оборудования 1200 и 500 кВ, созданным в СССР, воздушной линией и производством ремонтных работ на ней под напряжением.

В дискуссионном порядке было обсуждено 10 докладов и сообщений специалистов Японии, Италии, Китая, Франции, США и СССР.

Доклады, сообщения и дискуссии подтвердили, что работы по ВЛ УВН переменного тока ведутся и весьма активно в Италии, СССР, США и Японии.

Проведенные на ВЛ 1200 кВ в СССР испытания о влиянии линии на окружающую среду подтвердили правильность основных технических решений, заложенных при ее проектировании. В частности, установлено, что влияющие на окружающую среду параметры ВЛ 1200 кВ близки по своим значениям к ВЛ 735—800 кВ.

Большая работа по освоению ВЛ УВН ведется в Японии, где основное внимание сконцентрировано на строительстве двухцепной ВЛ с высокими опорами башенного типа, что требует наименьших земельных участков. В японских докладах нашли отражение также результаты комплексных исследований воздушной и линейной изоляции.

Вместе с тем было отмечено, что применительно к ВЛ УВН ряд проблем остается нерешенным. К ним можно отнести такие, как обеспечение грозоупорности ВЛ с опорами большой высоты (до 110 м в Японии); анализ эффективности грозозащитных тросов с положительными и отрицательными углами защиты; условия работы гирлянд изоляторов и внешней изоляции аппаратов при зимних осадках; обеспечение электрической прочности междуфазовой воздушной и линейной изоляции и снижение потерь на корону для нетрадиционных типов промежуточных опор.

Нормативы допустимого экологического воздействия ЛЭП УВН различны в разных странах. Одним из экспертов предложено стандартизировать эти нормативы, а до выработки стандартов выполнить долгосрочную международную программу по тщательному сбору комплекса данных об экологических воздействиях электрических и магнитных полей.

Обсуждались медикобиологические последствия работ под напряжением на ВЛ УВН. Предложено использовать для этих работ роботов.

Подчеркивалось, что весьма желательно проведение исследований и разработок по усовершенствованию материалов для опор и изоляторов ВЛ.

На заседании третьей секции «Оборудование и подстанции УВН» председательствовали С. Д. Лизунов (СССР) и Д. Манзони (Италия). Были заслушаны и обсуждены доклады специалистов из СССР, Японии, Китая, Италии, США. Доклады можно сгруппировать по трем основным темам: характеристики подстанций

² Термин введен Н. Г. Хингорани (EPRI, США).

УВН и оборудования; расчет перенапряжений на оборудовании УВН; способы и средства испытаний.

Посещение подстанции 1150 кВ «Кокчетавская», по мнению зарубежных участников, позволило сделать существенное заключение: на сегодня технология создания электропередач УВН достигла коммерческого уровня, открытая подстанция 1150 кВ может быть построена; она работает и обслуживается так же, как и подобные подстанции СВН.

Результаты, достигнутые Италией и Японией в разработке и изготовлении оборудования УВН, подтвердили новые технологические возможности этих стран в создании систем УВН. Так, сообщалось о разработанных и испытанных новых видах оборудования: элегазовых выключателях и разъединителях, подземных кабелях, мощных оксидноцинковых разрядниках, магнитоуправляемых реакторах для компенсации реактивной мощности.

Большое внимание было уделено надежности оборудования, в частности, вольтодобавочных трансформаторов (ВДТ), трансформаторов, реакторов, а также оборудования на 750 кВ.

Докладчики от СССР показали возможность использования МО разрядников, полимерных изоляторов, разработки и испытания которых позволили снизить габариты, массу и стоимость новых генераторных трансформаторов. Методика измерений на оборудовании новых подстанций 1150 кВ аналогична методике измерений на оборудовании подстанций 750 кВ.

При обсуждении вопроса о допустимых уровнях изоляции специалисты из США, Канады и Бразилии выразили сомнение в том, что снижение уровня изоляции повысит надежность проектируемого оборудования. Так, для автотрансформаторов и реакторов на напряжение 750 кВ в их странах соответствующие показатели составили 2,6 отказа/год на 100 трансформаторов и 1,4 отказа/год на 100 реакторов. По данным же советских специалистов эти результаты более обнадеживающие и составляют 1 % для автотрансформаторов и менее 2 % для реакторов. Вместе с тем было высказано мнение о том, что возможны и другие причины отказов оборудования, которые возникают в аварийных ситуациях и не имеют отношения к уровню изоляции. Это качество изготовления оборудования, условия его эксплуатации и т. п. Были представлены также данные по тестовым испытаниям трансформаторов и расчетам внутренних перенапряжений, воздействующих на их изоляцию, а также результаты испытания трансформаторов на динамическую прочность конструкции при к.з.

Было высказано пожелание, чтобы на следующем заседании РГ-38.04 больше внимания было уделено опыту эксплуатации, который позволил повысить надежность и улучшить характеристики нового оборудования УВН, прежде всего элегазовых подстанций и подземных колебаний.

КАРТАШЕВ И. И., НИКИТИН О. А.

УДК 62-83-52(049)

Всесоюзное научно-техническое совещание «Проблемы управления промышленными электромеханическими системами» (13—15 сентября 1989 г., Ульяновск)

Совещание было организовано по инициативе Центрального правления ВНТОЭ и его секции «Электропривод и системы автоматического управления» при участии Ульяновского политехнического института и Ульяновского республиканского правления НТОЭ. Работало четыре секции: Перспективные системы электропривода; Элементы и устройства автоматизированного электропривода; Электроприводы с микро-ЭВМ и МП; Маломощные электроприводы и приводы малых перемещений.

В совещании приняли участие более 150 специалистов научно-исследовательских институтов, научно-производственных объединений промышленных предприятий и вузов из 26 городов Советского Союза.

Рассмотрев вопросы автоматизированного электропривода ведущих отраслей промышленности, совещание наметило дальнейшие пути его совершенствования с целью повышения надежности автоматизации, внедрения модульности, энергосбережения и повышенной работоспособности.

По проблемам управления электромеханическими системами совещание рекомендует следующие основные направления:

ориентация на широкое применение электроприводов переменного тока;

повсеместное применение микропроцессорной техники для управления электроприводами и решения задач АСУТП;

усовершенствование алгоритмов управления для увеличения производительности агрегатов, обеспечения автодиагностики и повышения надежности;

повышение внимания к созданию энергетических систем и улучшению энергетической совместимости установок;

создание высокоточных и динамических электроприводов и систем для ГПС, станкостроения и робототехники;

ориентация на создание установок повышенной заводской готовности, предусматривающей минимальную степень наладки на предприятиях — потребителях;

создание и внедрение типовых электромеханических модулей для роботов, манипуляторов и модулей ГПК, работающих в обычных промышленных и особых средах с использованием двигателей постоянного и переменного тока и нетрадиционными преобразователями энергии;

создание прецизионных электроприводов для отработки малых перемещений.

По проблеме создания микропроцессорных (МП) и других видов цифровых систем управления электроприводами Совещание считает наиболее перспективными следующие научно-исследовательские и проектно-конструкторские работы;

дальнейшее развитие теории и практики построения систем микропроцессорного управления, их диагностирование, математическое и программное обеспечение;

накопление и обобщение программного и математического обеспечения микропроцессорных систем управления;

совершенствование систем ЧПУ станков;

развитие методов автоматизированного проектирования, исследования и настройки электропривода с МП управлением;

реализация в системах с микропроцессорами оптимального, адаптивного и других видов управления, повышающих эффективность работы электроприводов;

внедрение систем электроприводов с МП управлением для станков с ЧПУ, промышленных роботов и манипуляторов, электрооборудования модулей ГПС, поточных линий, прецизионных механизмов и комплексов, многомассовых механизмов.

Совещание считает, что работники министерств электротехнической, электронной и радиотехнической промышленности не приняли мер к полной реализации рекомендаций ВНТС «Проблемы оптимизации работы автоматизированных электроприводов» (Душанбе, 1986 г.) и обращается к ним с просьбой завершить:

разработку и организацию производства электродвигателей для частотно-регулируемых электроприводов;

разработку номенклатуры комплектных МП устройств управления вентильными электроприводами; организацию выпуска номенклатуры устройств управления микро-ЭВМ и микропроцессорами, включая устройства ввода, связи с электромеханическими системами текущего контроля;

организацию промышленного производства более совершенных датчиков основных координат для аналоговых и цифровых систем управления;

освоение производства силовых транзисторов, транзисторных и оптотиристорных модулей напряжением до 1500 В;

работы по созданию и освоению производства запираемых тиристоров на импульсные токи до 1000 А;

наладку выпуска МП для устройств управления электроприводами постоянного и переменного тока с полным набором периферийного оборудования, обеспечивающего возможности дисплейного контроля режима работы электропривода, диагностики неисправностей и связей с машинами верхних уровней управления.

Госкомитету СССР по народному образованию шире практиковать по прямым договорам с предприятиями целевую интенсивную подготовку специалистов, способных решать задачи проектирования и использования современных систем электропривода с МП управлением в технологических комплексах РТК, модулях ГПС, станках с ЧПУ и в другом технологическом оборудовании.

Расширить уровень подготовки инженеров по электроприводу и автоматизации промышленных установок в области современной теории автоматического управления и ее приложениях с учетом необходимости создания систем управления с широким использованием вычислительных средств.

Считать целесообразным расширение научных исследований и подготовки в вузах Ульяновской области специалистов по автоматизации производственных процессов, электроприводу, робототехническим системам, электрооборудованию летательных аппаратов.

КУЛИКОВ С. Н., САБИНИН Ю. А.

В Центральном правлении Всесоюзного научно-технического общества энергетиков и электротехников имени академика Г. М. Кржижановского (ВНТОЭ)

В соответствии с новым Уставом ВНТОЭ (§ 8.1, 8.2—8.7, 9.3), утвержденном на V пленуме Центрального правления общества, в составе ВНТОЭ с 1990 г. образуются следующие Ассоциации:

— Ассоциация инженеров-электриков, объединяющая действительных членов общества, ведущих специалистов в области электроэнергетики и электротехники;

— Ассоциация инженеров-теплотехников, объединяющая действительных членов общества, ведущих специалистов разных областей теплоэнергетики;

— Ассоциация инженеров-гидроэнергетиков, объединяющая действительных членов общества, ведущих специалистов разных областей гидроэнергетики.

Уставом ВНТОЭ предусмотрены следующие основные цели Ассоциаций: объединение специалистов в соответствии с их творческими интересами; выполнение наиболее ответственных научно-технических заданий Верховного Совета СССР, Верховных Советов союзных и автономных республик, Госплана СССР и Госпланов союзных республик, ГКНТ, Комитета СССР по Ленинским и Государственным премиям, министерств и ведомств; проведение общественной экспертизы крупных проектов, разработок, предложений и стандартов; выработка рекомендаций по отдельным научно-техническим проблемам и вопросам; коллективное рецензирование книг и статей дискуссионного характера; выполнение

нение наиболее крупных и сложных заказов на хоздоговорной основе.

Ассоциация в составе ВНТОЭ ведет свою работу автономно в соответствии с уставом ВНТОЭ и уставом Ассоциации под общим руководством Центрального правления ВНТОЭ, которое работает в тесном контакте с Отделением физико-технических проблем энергетики (ОФТПЭ) АН СССР. Устав Ассоциации принимается ее учредительным собранием, созываемым Центральным правлением ВНТОЭ, и регистрируется в Центральном правлении общества.

Для руководства текущей деятельностью Ассоциации избираются ее президиум, президент, его заместители, члены президиума и казначай. Казначай ведет учет действительных членов и уплаты ими взносов и работает на общественных началах.

План работы Ассоциации разрабатывается ее президиумом на 2—3 года, рассматривается и утверждается на общем собрании (конференции) Ассоциации и Центральным правлением ВНТОЭ. Ассоциация строит свою творческую работу на основе рекомендаций собраний ее членов. Для выполнения своих планов, порученных организаций и хоздоговорных работ Ассоциация создает творческие коллективы, рабочие группы и т. п., утверждает и заслушивает их руководителей. Ассоциации ВНТОЭ подготавливают и проводят научные конференции (семинары, симпозиумы, коллоквиумы и т. д.), главным образом проблемного и методического характера.

Денежные средства Ассоциации образуются от дополнительных членских взносов действительных членов, входящих в Ассоциацию, отчислений за выполнение ею хоздоговорных работ, дотаций от Центрального правления ВНТОЭ и могут использоваться для проведения плановых мероприятий Ассоциации: семинаров, симпозиумов, коллоквиумов, конференций, научных командировок, издания (соиздания) трудов и других научно-технических материалов, предоставления в особых случаях членам Ассоциации оплачиваемого творческого отпуска, других творческих целей.

Действительный член ВНТОЭ, кроме прав члена ВНТОЭ, имеет право:

- руководить научно-техническими разработками, выполняемыми по договору с заказчиком через любую из организаций ВНТОЭ, включая Центральное правление, и участвовать в их выполнении;

- выступать в качестве эксперта от имени организаций ВНТОЭ при экспертизе проектов, конструкций и т. п.;

- представлять доклады на конференции, совещания, симпозиумы и семинары, проводимые ВНТОЭ по специальности действительного члена ВНТОЭ, и поль-

зоваться в этом случае оплачиваемой командировкой от одной из организаций ВНТОЭ; печатать свои статьи, написанные без соавторов, а также доклады с соавторами, получившие одобрение на конференциях ВНТОЭ, в издаваемых (соиздаваемых) ВНТОЭ журналах и научно-технических сборниках без дополнительного рецензирования;

- при издании научных трудов указывать, что их автор является действительным членом ВНТОЭ;

- читать публичные лекции и курсы лекций от имени ВНТОЭ;

- направляться в первую очередь на международные конференции (семинары) в случае представления доклада через ВНТОЭ.

Члены ВНТОЭ, желающие быть избранными в действительные члены общества и войти в соответствующую Ассоциацию ВНТОЭ, подают заявление об этом в республиканское, краевое, областное или непосредственно в Центральное правление с приложением (на 1—2 стр.) перечня своих основных работ (монографий, книг, статей в научно-технических журналах, изобретений, осуществленных проектов и т. п.) и рекомендаций 3-х действительных членов Общества — специалистов в той же области науки и техники*.

Соответствующие правления ВНТОЭ рассматривают заявления соискателей, выносят по ним решения и направляют все указанные выше документы в Центральное правление на заключение бюро соответствующей секции. Результаты тайного голосования на бюро секций утверждаются президиумом Центрального правления.

Списки избранных действительных членов ВНТОЭ будут публиковаться в соиздаваемых ВНТОЭ журналах: «Электричество», «Электротехника», «Теплоэнергетика», «Гидротехническое строительство».

Учредительные собрания Ассоциаций намечено созвать в первом полугодии 1991 г. Для подготовки этих собраний Президиум Центрального правления создал Организационное бюро Ассоциаций. По всем вопросам, связанным с формированием института действительных членов ВНТОЭ и его Ассоциаций, обращаться в Центральное правление ВНТОЭ (191025 Ленинград, Стремянная ул., 10).

Президиум ЦП ВНТОЭ, ОФТПЭ АН СССР

* Постановлением президиума Центрального правления ВНТОЭ от 25 января 1989 г. на период формирования института действительных членов ВНТОЭ и Ассоциаций ВНТОЭ правом представления к избранию действительным членом ВНТОЭ обладают также члены бюро секций Центрального правления, действительные члены и члены-корреспонденты АН СССР и союзных республик.

Лев Гразданович Мамиконянц

(К 75-летию со дня рождения)

18 марта исполнилось 75 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора, заместителя директора ВНИИЭ по научной работе, члена редколлегии журнала «Электричество», члена КПСС, участника Великой Отечественной войны Льва Граздановича Мамиконянца.

Л. Г. Мамиконянц известен советским и зарубежным ученым как крупный специалист по электрическим машинам, электроэнергетическим системам и управлению ими. Ему принадлежат фундаментальные исследования в области режимов работы синхронных и асинхронных машин, крупных турбо- и гидрогенераторов, асинхронизированных машин, рационального использования особенностей их эксплуатационных характеристик для повышения надежности электроэнергетических систем и их объединений.

С 1945 г. Л. Г. Мамиконянц работает во Всесоюзном научно-исследовательском институте электроэнергетики (ВНИИЭ), с 1954 г.—заместителем директора по научной работе. Широкий кругозор, большая эрудиция, высокая общая культура, хорошее знание не только теории, но и практики электроэнергетики, позволяют Л. Г. Мамиконянцу успешно руководить широким спектром исследовательских работ в области систем возбуждения, диагностики, исследования тепловых и вибрационных характеристик турбо- и гидрогенераторов, установившихся и переходных процессов в электроэнергетических системах, создания в СССР линий электропередач переменного тока 500, 750 и 1150 кВ, качества электроэнергии и др.

Льву Граздановичу принадлежат основополагающие работы в области специальных режимов работы мощных турбо- и гидрогенераторов, оказавшие большое влияние на техническую политику создания отечественного генераторо-



строения. Им разработан оригинальный метод определения сверхпереходных значений параметров синхронных машин, получивший в литературе название «метода Мамиконянца».

Результатом исследований специальных режимов работы синхронных машин явилось повышение надежности энергосистем. Аналогичные режимы в энергосистемах развитых капиталистических стран стали внедряться спустя 10 лет и более после их применения в СССР. В 1986 г. Л. Г. Мамиконянц с соавторами отмечен Государственной премией СССР за разработку теории и методов управления режимами электроэнергетических систем и их применение в автоматизированных системах управления Единой электроэнергетической системы СССР.

Являясь долгое время председателем межведомственной комиссии по приемке мощных генераторов, Л. Г. Мамиконянц внес большой личный вклад в создание и освоение отечественных турбо- и гидрогенераторов, в том числе для Красноярской и Саяно-Шушенской

ГЭС. Он — автор более 170 печатных научных трудов, в том числе 26 книг и брошюр, 13 авторских свидетельств, ведет большую работу по подготовке научных кадров, под его руководством защитило кандидатские диссертации 25 человек, докторские — 5.

Много лет Л. Г. Мамиконянц читал лекции в Московском энергетическом институте по курсам «Специальные вопросы электростанций» и «Испытание синхронных машин». В течение нескольких десятков лет входит в редколлегию журнала «Электричество», а в 1974—1989 гг. был главным редактором этого журнала.

Л. Г. Мамиконянц активно участвует в работе ряда научно-технических и ученых советов (Минэнерго СССР, Минэлектротехприбор СССР, ГКНТ СССР, Госстандарт СССР и др.), является заместителем председателя Комитета СССР по ленинским и государственным премиям в области науки и техники.

Л. Г. Мамиконянц принимает активное участие в деятельности международных энергетических организаций. Много лет он был председателем Советского Национального комитета (СНК) СИГРЭ, членом ее руководящих и исследовательских органов. В настоящее время он член международной экспертной группы СИГРЭ-2000 и заместитель председателя СНК этой организации. Большой вклад внес Лев Гразданович также в деятельность Международной электротехнической комиссии (МЭК), где возглавлял подкомитет 2Ж «Параметры синхронных машин», и в настоящее время является председателем советской части этого подкомитета.

Л. Г. Мамиконянц награжден двумя орденами Трудового Красного Знамени, орденом Великой Отечественной войны I степени, медалями; он заслуженный деятель науки и техники РСФСР.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество»,
группа товарищей

Игорь Владимирович Жежеленко

(К 60-летию со дня рождения)

В апреле 1990 г. Игорю Владимировичу Жежеленко, ученому-электроэнгинееру, исполняется 60 лет.

После окончания Московского энергетического института он работал на различных должностях в электрохозяйстве крупного промышленного предприятия и в проектном институте. С 1966 г. его трудовая деятельность связана с Мариупольским металлургическим институтом, в котором он прошел путь от преподавателя, заведующего созданной им кафедрой «Электроснабжение промышленных предприятий» до ректора института. В 1967 г. И. В. Жежеленко защитил кандидатскую, а в 1973 г.—докторскую диссертацию; в 1974 г. ему было присуждено ученое звание профессора.

И. В. Жежеленко начал свой путь в науке, когда проблема повышения качества электроэнергии, электромагнитной совместимости электрооборудования и электрических сетей существовала лишь в постановочном плане. Изучение и развитие комплекса вопросов, составляющих сущность проблемы, их формирование в виде крупного самостоятельного раздела науки об электроснабжении обязано трудам многих ученых и специалистов, в числе которых И. В. Жежеленко — его вклад занимает достойное место. Это относится к таким вопросам, как расчет, нормирование и компенсация колебаний и несимметрии напряжения и, в первую очередь, высших гармоник.

И. В. Жежеленко одним из первых в стране поставил вопрос о необходимости всестороннего изучения и решения проблемы высших гармоник в системах электроснаб-



жения промышленных предприятий; его докторская диссертация, последующие работы явились весомым вкладом в коренное решение этой проблемы.

Проф. Жежеленко много сделал для практического решения многих вопросов повышения качества электроэнергии. Работая во временной комиссии ГКНТ СССР, он впервые на основании многочисленных исследований руководимой им кафедры оценил ежегодный ущерб, обусловленный пониженным качеством электроэнергии, в масштабе страны. Результаты его работ нашли отражение в ряде отраслевых и ведомственных нормативов, стандартов на качество электроэнергии. В разработке многих из них И. В. Жежеленко принимал непосредственное участие; он является также инициатором и одним из авторов разработки се-

рии приборов контроля качества электроэнергии.

Внедрение его разработок на предприятиях различных отраслей народного хозяйства позволило сэкономить десятки миллионов рублей; эти разработки отмечены медалями ВДНХ СССР, защищены авторскими свидетельствами.

И. В. Жежеленко много и плодотворно работает в других областях электроэнергетики. Им предложены оригинальные подходы к определению электрических нагрузок промышленных предприятий; оптимизации режимов их систем электроснабжения, анализу энергетических процессов в нелинейных электрических цепях.

Широта и разносторонность интересов, богатый опыт научной и инженерной деятельности И. В. Жежеленко нашли отражение в 15 монографиях, изданных в СССР и за рубежом, более чем в 350 научных статьях.

Проф. Жежеленко ведет активную работу по воспитанию кадров высшей квалификации. Им подготовлено 35 кандидатов технических наук; на руководимой им кафедре подготовлено 3 доктора технических наук.

Проф. Жежеленко свойственна активная жизненная позиция. Его публикации в центральной и республиканской периодической печати по вопросам совершенствования системы высшего образования неизменно встречают живой отклик. Он принимает активное участие в работе технических советов ряда министерств, в международных конференциях и симпозиумах.

Многочисленные ученики и коллеги желают Игорю Владимировичу новых творческих успехов.

Группа товарищей и учеников

* * *

Президиум Верховного Совета УССР Указом от 23 февраля 1990 г. присвоил проф. И. В. Жежеленко почетное звание «Заслуженный деятель науки и техники УССР».

Эммануил Григорьевич Файнштейн

(К 70-летию со дня рождения)

Исполнилось 70 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора, заведующего кафедрой вычислительной техники Криворожского горнорудного института Эммануила Григорьевича Файнштейна.

После окончания в 1944 г. ЛПИ Эммануил Григорьевич работал в Центральной производственной службе Узбекэнерго, где занимался вопросами эксплуатации и профилактики оборудования электростанций и сетей, разработкой противоаварийных мероприятий и др. Первым исследовал и внедрил метод самосинхронизации гидрогенераторов без успокоительной обмотки, разработал теорию и метод оценки влияния мощных вентильных преобразователей при несимметричных режимах в энергосистеме. В 1950 г. защитил кандидатскую диссертацию.

С 1953 г. Э. Г. Файнштейн работал доцентом, а в 1963—1974 гг.—заведующим кафедрой основ электротехники и электрических машин КГРИ. Выполнял ряд работ по анализу аварий и разработке схем защиты подстанций, исследованию радиометрического метода обогащения кусковых руд. Значительное число исследований посвящено разработке эффективных методов магнитной сепарации



железных руд. В 1975 г. Э. Г. Файнштейн защитил докторскую диссертацию на тему «Теоретические основы расчета магнитных систем сепараторов».

С 1976 г. работает в области микропроцессорного управления тиристорным электроприводом, опубликовал монографию по этой проблеме.

С 1978 г. проф. Э. Г. Файнштейн возглавляет кафедру вычи-

слительной техники КГРИ. За более чем 35-летний период работы в институте он зарекомендовал себя как научно-педагогический работник высокой квалификации. Читаемые им лекции по ТОЭ, математическим моделям и методам в расчетах на ЭВМ, высшей математики (специальные главы) получили высокую оценку коллег и студентов. Много сил и энергии Эммануил Григорьевич отдает руководству научной работой студентов. Из числа своих бывших студентов он подготовил 16 кандидатов наук.

Проф. Э. Г. Файнштейн — член Научно-методического совета Минвуза УССР. Многие годы возглавлял Криворожское отделение республиканских семинаров «Техническая кибернетика», «Теоретическая электротехника, электроника и моделирование». Им опубликовано более 150 научных работ, монографий, множество учебных пособий.

Э. Г. Файнштейн — участник Великой Отечественной войны, награжден орденами и медалями, Почетной грамотой Верховного Совета УзССР. Желаем ему больших успехов в научной, педагогической и общественной деятельности.

Группа товарищей

Уважаемые читатели!

Редакция журнала информирует Вас о книгах, которые будут выпущены Энергоатомиздатом в 1991 г. и смогут, по нашему мнению, вызвать наибольший интерес читателей журнала.

С аннотациями на эти и другие книги можно ознакомиться в плане выпуска литературы издательства на 1991 г., который имеется во всех книжных магазинах, распространяющих научно-техническую литературу, а также в технических библиотеках.

Номер, указанный в начале библиографического описания, соответствует номеру позиции в аннотированном плане 1991 г., на который необходимо ссылаться при заказе книг.

Прием заказов на книги магазины проводят без ограничений с 15 апреля по 31 октября 1990 г.

Предварительные заказы гарантируют приобретение

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Энергетика

38. Багиев Г. Л., Златопольский А. Н. Организация, планирование и управление промышленной энергетикой: Учебник для вузов.— 50 к.

Электроэнергетика. Электротехника

39. Электроэнергетика в природе / Под ред. Г. Н. Лялика и А. Ш. Резниковского.— 1 р. 40 к.

40. Афанасьев В. В., Веселовский О. Н. Расчеты электрических цепей на программируемых микрокалькуляторах.— 55 к.

41. Касаткин А. С., Немцов М. В. Электротехника.

42. Барсов И. Н. Теоретические основы электротехники: Учеб. пособие для техникумов.— 1 р. 30 к.

43. Фуфаева Л. И. Применение ЭВМ при изучении теоретических основ электротехники: Учебник для техникумов.— 80 к.

Электрические и магнитные измерения

44. Акопян Д. Г., Лернер Д. М. Управление и защита сверхпроводниковых магнитных систем.— 55 к.
45. Новицкий П. В., Зограф И. А. Оценка погрешности результатов измерений.— 2-е изд.— 1 р. 50 к.
46. Прохоров С. А. Статистические измерения при неравномерной дискретизации случайных процессов.— 60 к.
47. Справочник по эксплуатации и ремонту электрических счетчиков / Под ред. М. С. Векслера.— 1 р. 30 к.

Электротехнические материалы и кабельные изделия

48. Григорян А. Г., Дикерман Д. Н., Пешков И. Б. Производство кабелей и проводов с пластмассовой и резиновой изоляцией.— 1 р. 40 к.
49. Гроднев И. И., Ларин Ю. Т., Теумин И. И. Оптические кабели.— 2-е изд.— 1 р. 20 к.
50. Холодный С. Д. Методы испытаний и диагностики кабелей и проводов.— 1 р. 40 к.

Техника высоких напряжений

51. Процессы при однофазном автоматическом повторном включении линий высоких напряжений / Н. Н. Беляков, К. П. Кадомская, М. Л. Левинштейн и др.— 3 р. 40 к.
52. Гинзбург Л. Д. Твердая изоляция высоковольтных конструкций внутренних установок.— 1 р. 30 к.
53. Сви П. М. Методы и средства диагностики оборудования высокого напряжения.— 75 к.
54. Электрофизические основы техники высоких напряжений: Учебник для вузов / Под ред. И. П. Верещагина, В. П. Ларионова.— 1 р. 50 к.

Источники электрической энергии

55. Вайлов А. М., Эйгель Ф. И. Контроль состояния аккумуляторов (методы и средства контроля при эксплуатации).— 1 р. 30 к.
56. Инженерные методы расчетов действия механических нагрузок на химические источники тока / В. Ю. Лавров, Я. Г. Марков, А. И. Русин и др.— 60 к.
57. Лазаренко Ю. В., Пустовалов А. А., Шаповалов В. П. Малогабаритные ядерные источники электрической энергии.— 2 р.
58. Стриха В. И., Кильчицкая С. С. Солнечные элементы на основе контакта металл — полупроводник.— 45 к.

Электрические машины

59. Гольдберг О. Д., Абдулаев И. М., Абиев А. Н. Автоматизация контроля параметров и диагностика асинхронных двигателей.— 45 к.
60. Гуревич Э. И. Тепловые испытания и исследования электрических машин.— 2-е изд.— 1 р. 40 к.
61. Коськин Ю. П. Введение в электромеханотронику.— 50 к.
62. Лупкин В. М. Анализ режимов синхронной машины методами Ляпунова.— 60 к.
63. Соколов Р. И. Эксплуатация и ремонт электродвигателей с термореактивной изоляцией.— (Б-ка электромонтера).— 30 к.
64. Проектирование электрических машин: Учебник для вузов / Под ред. И. П. Копылова.— 2-е изд.— 1 р. 70 к.

65. Специальные электрические машины. Источники и преобразователи энергии: Учебн. пособие для вузов / Под ред. А. И. Бертинова, Б. Л. Алиевского.— 2-е изд.— 1 р. 70 к.

66. Газов Г. В., Хрущев В. В. Автоматизированное проектирование электрических машин малой мощности: Учебн. пособие для вузов.— 95 к.

67. Тавнер П., Пенман Дж! Эксплуатационный контроль электрических машин: Справочное пособие: Пер. с англ.— 1 р. 50 к.

Электрические аппараты

68. Адоньев Н. М., Афанасьев В. В., Локш А. И. Генераторные выключатели и аппаратные комплексы высокого напряжения.— 1 р. 20 к.

69. Магистральные электроводы. Электрические аппараты. Полупроводниковые преобразователи / Н. М. Васько, А. Г. Вольвич, О. Н. Жулев и др.— 1 р. 60 к.

Трансформаторы

70. Трансформаторы: Переводы докладов международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-88) / Под ред. С. Д. Лизунова.— (Энергетика за рубежом).— 2 р. 40 к.

71. Цирель Я. А. Регулирование напряжения трансформаторами.— (Б-ка электромонтера).— 40 к.

72. Шафир Ю. Н. Распределение тока в обмотках трансформаторов.— 65 к.

Электрические конденсаторы и резисторы

73. Врублевский Л. Е., Зайцев Ю. В., Тихонов А. И. Силовые резисторы.— 1 р. 10 к.

74. Назаров Н. И., Кучинский Г. С. Силовые электрические конденсаторы.— 2-е изд.— 1 р. 30 к.

Преобразовательная техника

75. Балига Дж. Мощные полупроводниковые приборы: Пер. с англ.— 2 р. 40 к.

76. Васильев А. С., Дзилев С. В. Методы машинного проектирования преобразователей электрической энергии для электротехнологий.— 1 р. 20 к.

77. Волович Г. И. Динамика вентильных источников вторичного электропитания постоянного тока.— 65 к.

78. Грехов И. В., Қардо-Сысоев А. Ф. Сверхбыстро действующие полупроводниковые коммутаторы.— 50 к.

79. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках / М. И. Абрамович, В. М. Бабайлов, В. Е. Липер и др.— 1 р. 80 к.

80. Розанов Ю. К. Силовая преобразовательная техника.— 1 р. 40 к.

81. Статические агрегаты бесперебойного питания / Ф. И. Ковалев, Г. Г. Адамия, В. И. Кузькин и др.— 1 р. 30 к.

82. Уильямс В. Мощная электроника: приборы, управление, применение: Справочное пособие: Пер. с англ.— 2 р. 20 к.

Электрические сети и системы

83. Толкачев Г. Л., Растиоргев В. Ф. Монтаж полимерной кабельной арматуры.— (Б-ка электромонтера).— 40 к.

84. Трунковский Л. Е. Электрические сети промышленных предприятий.— 2-е изд.— (Б-ка электромонтера).— 45 к.

85. **Филатов А. А.** Переключения в электроустановках 0,4—10 кВ распределительных сетей.— (Б-ка электромонтера).— 45 к.

86. **Шварцман А. З.** Моя профессия — сельский электрик.— (Б-ка электромонтера).— 35 к.

Линии электропередачи

87. **Волновые** процессы и перенапряжения в подземных линиях / Н. И. Гумерова, А. Н. Данилин, Б. В. Ефимов и др.— 85 к.

88. **Гордон С. В.** Транспортные и такелажные работы на линиях электропередачи.— (Б-ка электромонтера).— 35 к.

89. **Зеличенко А. С., Смирнов Б. И.** Проектирование механической части воздушных линий сверхвысокого напряжения.— 2-е изд.— 40 к.

90. **Кесельман Л. М.** Основы механики воздушных линий электропередачи.— 1 р. 60 к.

91. **Лисовский Г. С., Хейфиц М. Э., Айрапетов Ю. Г.** Главные схемы и электротехническое оборудование подстанций 35—1150 кВ.— 3-е изд.— 1 р. 90 к.

92. **Собственные** нужды тепловых электростанций / Э. М. Аббасова, Ю. М. Голоднов, В. А. Зильберман и др.— 75 к.

93. **Баков Ю. В.** Проектирование электрической части электростанций с применением ЭВМ: Учеб. пособие для вузов — 95 к.

94. **Губин М. Ф.** Электрическое оборудование ГЭС, ГАЭС и крупных насосных станций: Учебник для вузов.— 55 к.

95. **Коршунов С. Е., Лернер Н. М., Синцов Г. П.** Справочник по монтажу силового и вспомогательного электрооборудования на электростанциях и подстанциях / Под ред. Н. А. Иванова, Н. Г. Этуса.— 3-е изд.— 1 р. 10 к.

96. **Справочник** по наладке контрольно-измерительных приборов и электропроводов запорной арматуры на электростанциях / Под ред. Э. С. Мусаэляна.— 2-е изд.— 1 р. 70 к.

97. **Справочник** по проектированию подстанций 35—1150 кВ / Г. К. Вишняков, Е. А. Гоберман, В. К. Мурашко и др.— 2 р. 20 к.

Режимы работы электроэнергетических систем

98. **Киракосов В. Г., Лучинский Я. Н., Полуботко В. А.** Управление турбинами при аварийных нарушениях режима энергосистем.— 55 к.

Релейная защита, автоматика и связь в энергосистемах

99. **Ванин В. К., Павлов Г. М.** Релейная защита на элементах вычислительной техники.— 2-е изд.— 1 р. 40 к.

100. **Майборода Г. А.** Устройство телемеханики УТМ-7 для систем управления в энергосистемах.— (Б-ка электромонтера).— 25 к.

101. **Фадке А., Торп Дж.** Компьютеризация релейной защиты электрических систем: Пер. с англ.— 1 р. 80 к.

102. **Шабад М. А.** Максимальная токовая защита.— (Б-ка электромонтера).— 40 к.

103. **Обработка** технико-экономической информации на ЭВМ в энергетике / Л. М. Баркалов, И. Г. Горлов, В. А. Семенов и др.— 1 р. 20 к.

104. **Панель** высокочастотной направленной фильтровой защиты ПДЭ-2802 / Я. С. Гельфанд, Н. А. Дони, А. И. Левнуш и др.— (Б-ка электромонтера).— 40 к.

105. **Федосеев А. М.** Релейная защита электроэнергетических систем: Учебник для вузов.— 2-е изд.— 1 р. 40 к.

106. **Беркович М. А., Гладышев В. А., Семенов В. А.** Автоматика энергосистем: Учебник для техникумов.— 3-е изд.— 80 к.

107. **Чернобровов Н. В.** Релейная защита энергетических систем: Учебник для техникумов.— 1 р. 30 к.

Электрооборудование и электроснабжение промышленных предприятий

108. **Инструктивные** материалы Главгосэнергонадзора / Минэнерго СССР.— 4-е изд.— 1 р. 60 к.

109. **Михайлов В. И., Тарнижевский М. В., Тимченко В. Ф.** Режимы коммунально-бытового электропотребления.— 1 р. 50 к.

110. **Носов К. Б., Дворак Н. М.** Способы и средства обеспечения самозапуска электродвигателей.— 60 к.

111. **Шидловский А. К., Вагин Г. Я., Куренный Э. Г.** Расчеты электрических нагрузок систем электроснабжения промышленных предприятий.— 85 к.

112. **Справочник** по монтажу электроустановок промышленных предприятий / Под ред. Ю. К. Юшкова и др.— 2 р.

113. **Трифонов А. Н.** Справочник электромонтажника. Монтаж силового оборудования / Под ред. А. Д. Смирнова, Б. А. Соколова, А. Н. Трифонова.— 2 изд.— 60 к.

114. **Электромонтажные** устройства и изделия. Справочник / Главэлектромонтаж Минмонтажспецстроя СССР.— 3-е изд.— 1 р. 60 к.

115. **Корнилович О. П.** Техника безопасности при работе с инструментами и приспособлениями.— (Б-ка электромонтера) — 35 к.

116. **Манойлов В. Е.** Основы электробезопасности.— 5-е изд.— 1 р. 90 к.

117. **Смелков Г. И., Пехотиков В. А.** Пожарная безопасность светотехнических изделий.— 35 к.

Электропривод

118. **Барьюдин А. А., Коган А. И., Парфенов Б. М.** Тиристорный электропривод постоянного тока с реверсом поля двигателя.— 45 к.

119. **Евзеров И. Х., Фейгельман И. И., Ткаченко А. А.** Конструирование мощных тиристорных электроприводов.— 1 р. 80 к.

120. **Елизаров Е. А., Лукин В. П.** Наладка и эксплуатация электроприводов постоянного тока буровых установок.— (Б-ка электромонтера).— 30 к.

121. **Казмиренко В. Ф., Лесков А. Г., Введенский В. А.** Системы следящих приводов.— 1 р. 30 к.

122. **Певзнер Е. М., Яуре А. Г.** Эксплуатация крановых тиристорных электроприводов.— (Б-ка электромонтера).— 35 к.

123. **Ильинский Н. Ф.** Общий курс электропривода: Учебник для вузов.— 1 р. 20 к.

Электротермия

124. **Мармер Э. Н., Муреванная С. Г., Васильев Ю. Э.** Электропечи для термовакуумных процессов.— 2-е изд.— 3 р. 30 к.

125. **Арендарчук А. В., Слободский А. П.** Электротермические установки направленного излучения.— (Б-ка электротермиста).— 25 к.

126. Бердичевский А. Е., Филиппов Ю. И. Оборудование для электрической контактной сварки.— 50 к.
 127. Веселовский А. П., Фролов В. Я., Донской А. В. Электродугоконтактная резка металлов.— 45 к.
 128. Макаров А. Н., Свенчанский А. Д. Оптимальные тепловые режимы дуговых сталеплавильных печей.— (Б-ка электротермиста).— 35 к.

129. Оборудование для контактной сварки: Справочное пособие / Под ред. В. В. Смирнова.— 2 р. 60 к.

Вычислительная техника

224. Алексаков Г. Н., Гаврилин В. В., Федоров В. А. Персональный аналоговый компьютер.— 60 к.

225. Басиладзе С. Г. Интерфейсы магистрально-модульных многопроцессорных систем в ядерной электронике.— 1 р. 10 к.

226. Григорьев В. Л. Архитектура и программирование арифметического сопроцессора.— 60 к.

227. Гуляев В. А., Кудряшов В. И. Автоматизация наладки и диагностирования микроУВК.— 1 р. 20 к.

228. Цифровое моделирование систем стационарных случайных процессов / Е. Г. Гридина, А. Н. Лебедев, Д. Д. Недосекин, Е. А. Черняевский.— 50 к.

229. Холленд Р. Микропроцессоры и операционные системы: Краткое справочное пособие: Пер. с англ.— 1 р.

230. Базовые матричные кристаллы и матричные БИС / В. Г. Домрачев, П. П. Мальцев, И. В. Новиценко, С. Н. Пономарев.— 55 к.

231. Вуль В. А. Дисковые оптические запоминающие устройства.— 65 к.

232. Нарышкин А. К. Импульсные устройства ЭВМ, приборов и систем: Учебник для техникумов.— 80 к.

233. Мячев А. А. Мини- и микроЭВМ систем обработки информации: Справочник.— 1 р. 60 к.

234. Артамонов Г. Т., Брехов О. М. Оценка производительности ВС аналитико-статистическими методами.— 1 р. 40 к.

235. Основы программирования и алгоритмические языки: Учеб. пособие для техникумов / В. Г. Баула, Н. Д. Васюкова, В. В. Тюляева, П. В. Уманец.— 1 р. 20 к.

236. Сборник задач по микросхемотехнике: Автоматизированное проектирование: Учебн. пособие для вузов / Под ред. В. И. Анисимова.— 85 к.

АКАДЕМИЯ НАУК СССР

Отделение физико-технических проблем энергетики Отделение экономики

О КОНКУРСЕ НА СОИСКАНИЕ ИМЕННОЙ ПРЕМИИ АКАДЕМИИ НАУК СССР

Отделение физико-технических проблем энергетики и Отделение экономики Академии наук СССР сообщает, что в 1990 г. будет проведен конкурс на соискание премии Г. М. Кржижановского в размере 2000 рублей — за лучшие исследования в области энергетики и за лучшие научные труды в области экономических наук.

Срок представления работ до 22 сентября 1990 г.

Право выдвижения кандидатов на соискание премий имеют научные учреждения, высшие учебные заведения, конструкторские бюро, научные общества, ведомства, действительные члены и члены-корреспонденты Академии наук СССР и академий наук союзных республик.

На соискание именных премий представляются:

опубликованные научные работы (серия работ) или материалы научного открытия (изобретения) — в 3-х экземплярах (количество авторов не более 3-х человек);

мотивированное представление, включающее научную характеристику работы; ее значение для развития науки и народного хозяйства, а также сведения об авторе с перечнем его основных научных трудов и изобретений.

Материалы с надписью «На соискание премии имени Г. М. Кржижановского» направлять в Отделение физико-технических проблем энергетики АН СССР по адресу: 117901 Москва В-71, Ленинский пр., 14, корп. 1.

ВСЕ ЛЮБЯТ ВНИМАНИЕ. ТЕХНИКА БЕЗОПАСНОСТИ ТОЖЕ

Уважаемые
ОТБ, ОГМ, главные инженеры, руководители
предприятий и организаций!
Вы уже ЗАКАЗАЛИ наши
ПЛАКАТЫ ПО ТЕХНИКЕ БЕЗОПАСНОСТИ!
Вам повезло!

А если нет, СПЕШИТЕ это сделать.
Бланк-заказ на 1991 г. Вам вышлют бесплатно
по Вашему запросу
(на почтовой открытке, пожалуйста).

Наш адрес: 113114, Москва, Шлюзовая наб., 10
Энергоатомиздат. Отдел распространения.

Наш телефон: 235-39-27

ПЛАКАТЫ издаются на офсетной бумаге.
Формат 45×60 см. Цена 20 к.
Наши ПЛАКАТЫ гарантируют
безопасность Вашего труда.

Энергоатомиздат

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., Митюшкян 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., Федосеев А. М., 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. Макаршин, А. Л. Прилуцкий

Художественный редактор Т. А. Дворецкова Технический редактор Г. В. Преображенская Корректор Л. С. Тимохова

Сдано в набор 16.02.90 Подписано в печать 26.03.90 Т-06516. Формат 84×108^{1/16}. Бумага кн. журн. офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 10,08.
Усл. кр.-отт. 10,5. Уч.-изд. л. 11,81. Тираж 4 998 экз. Заказ 372. Цена 1 р.

Энергоатомиздат, 113114 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат Государственного комитета СССР по печати
142300, г. Чехов Московской области

Чуприков В. С. Управление статическим тиристорным компенсатором для линий электропередач	1	Chuprikov V. S.— Control of Static Thyristor Compensators for Transmission Lines	1
Коврижных М. Л., Шлейфман И. Л. Метод математического моделирования электрической дуги отключения, учитывающий искажение тока	8	Kovrizhnikh M. L., Shleifman I. L.— A Method for Mathematical Simulation of an Electric Arc When Opening a Circuit With Account Taken of Distortion in the Current	8
Саушев А. В. Метод построения границы области работоспособности электротехнических объектов	14	Saushev A. V.— A Method for Establishing the Boundary of the Region of Serviceability of Electrical Installations	14
Попов В. И. Взаимоиндуктивные связи многофазных разнополюсных обмоток совмещенного магнитопровода	19	Popov V. I.— Mutual Inductive Coupling of Polyphase Various-Pole Windings of a Composite Magnetic Circuit	19
Хугорецкий Г. М., Данилевич Я. Б. Турбогенераторы единой унифицированной серии мощностью 160—800 МВт, 3000 об/мин	29	Khutoretski G. M., Danilevitch J. B.— A Single Unified Series of Turbogenerators With Ratings of 160—800 MW, 3000 rpm	29
Воронин С. Г. Синхронизация вращения роторов вентильных двигателей	31	Voronin S. G.— Synchronization of the Rotation of Rotors in Valve Motors	31
Азизов Э. А., Иванов И. А., Лотоцкий А. П. Каскадные системы с индуктивными накопителями	35	Azizov E. A., Ivanov I. A., Lototski A. P.— Cascade Systems With Inductive Stores	35
Шаров Е. Т. Динамика четырехтактных электромагнитных трансформаторов постоянного тока	40	Sharov E. T.— The Dynamics of Four-Step Electromagnetic DC Transformers	40
Белов Г. А. Динамические модели инвертирующего импульсного стабилизатора напряжения	48	Belov G. A.— Dynamic Models for an Inverting Impulse Voltage Stabilizer	48
Лутидзе Ш. И., Игнатов В. Е., Карлаш И. В., Носков В. Н. Экспериментальная модель трехфазного криотронного преобразователя на 50 Гц	55	Lutidze S. I., Ignatov V. E., Karlash I. V., Noskov V. N.— An Experimental Model for a Three-Phase Cryotron Converter for 50 Hertz	55
Сообщения			
Захаркин О. В., Путилова А. Т. Экспресс-оценка статической устойчивости линий в сложной электроэнергетической системе	59	Zakharkin O. V., Putilova A. T.— An Express-Estimate of the Steady-State Stability of Lines in a Complex Electric Power System	59
Дударев Л. Е., Волошек И. В. К анализу переходных процессов в сети с изолированной нейтралью	61	Dudarev L. E., Voloshek I. V.— On the Transient Analysis of Ungrounded Neutral Networks	61
Филиппова Т. А., Азаров В. С. Потери электроэнергии от транзитных перетоков в электрических сетях	64	Philippova T. A., Azarov V. S.— Electric Energy Losses From Transit Power Flow in Networks	64
Мусаевов В. С., Рошин Г. В., Штробель В. А. Методика расчета частотных характеристик сложных электроэнергетических систем	67	Musayevov V. S., Roschin G. V., Shtrobel V. A.— A Method for Calculating the Frequency Characteristics of Complex Power Systems	67
Губарев Г. Г., Конотоп В. В. Выбор параметров генератора импульсов для испытания трансформаторов и реакторов	69	Gubarev G. G., Konotop V. V.— Selecting the Parameters of a Pulse Generator for Testing Transformers and Reactors	69
Чабан В. И., Самотый В. В. Алгоритм расчета феррорезонансных режимов трехфазных трансформаторов	71	Chaban V. I., Samoty V. V.— An Algorithm for Calculating Ferroresonance Phenomena in Three-Phase Transformers	71
Тареев Б. М., Месенжник Я. З., Прут Л. Я., Старков С. Т. Влияние длительной эксплуатации полимида-фторопластовой изоляции в термобарических условиях на ее электрическую прочность	74	Tareyev B. M., Mesenzhnik J. Z., Prut L. J., Starkov S. T.— How Extensive Operation of Polyimide-Fluoroplastic Insulation in a Thermal Vacuum Chamber Influences Its Electrical Withstand Strength	74
Гусейнова Т. И., Каганов З. Г., Крайнова Т. М., Фрадкин Б. М. Электромагнитное поле распределенного источника	76	Guseinova T. I., Kaganov Z. G., Krainova T. M., Fradkin B. M.— The Electromagnetic Field of a Distributed Source	76
Лепехин Н. М., Ермолович Э. С. Анализ зарядного устройства, работающего в периодическом режиме при неизменной мощности, потребляемой из сети	79	Lepekhin N. M., Yermolovitch E. S.— Analysis of a Charger for Periodic Duty With Constant Power Consumed From the Network	79
Хроника			
	84	CHRONICLE	
	84		