

**Э. В. ПОДГОРНЫЙ
С. Д. ХЛЕБНИКОВ**

**МОДЕЛИРОВАНИЕ
И РАСЧЕТЫ
ПЕРЕХОДНЫХ
РЕЖИМОВ
В ЦЕПЯХ
РЕЛЕЙНОЙ
ЗАЩИТЫ**



ПРЕДИСЛОВИЕ

Развитие энергетики СССР, рост мощности станций и протяженности линий электропередачи, использование напряжений 500, 750 и 1150 кВ предъявляют к релейной защите все более высокие требования. Современная релейная защита должна обладать быстродействием около одного периода промышленной частоты. Обеспечение селективности и чувствительности при этом представляет серьезную проблему, решение которой немыслимо без детального анализа переходных процессов в сети и вторичных цепях. Широкое использование полупроводниковых приборов позволяет осуществлять релейные устройства, реагирующие на разнообразные параметры переходных и установившихся токов. Одной из основных задач анализа токов и напряжений является выделение характерных признаков, позволяющих правильно распознать вид коммутации в сети.

Книга посвящена расчетам переходных и установившихся процессов в схемах и устройствах релейной защиты. Значительное внимание уделено трансформаторам тока и напряжения, процессам в дифференциальных схемах защит, исследование которых выполнялось на аналоговых и физических моделях. При этом использовался обширный экспериментальный материал в виде натурных осциллографов, снятых в ряде энергосистем. Применение аналоговых вычислительных машин (АВМ) весьма эффективно, так как на простых моделях можно получать решения с достаточной точностью. Математическое моделирование дает возможность проверять допущения, используемые в приближенных аналитических расчетах, облегчает получение простых формул для учета переходных процессов при выборе уставок защит и т. д. На АВМ легко воспроизводятся самые различные

формы токов и напряжений. Перспективным представляется совместное использование АВМ и устройств защиты (или их макетов) при лабораторных испытаниях.

В книге описаны схемы формирования основных первичных воздействий, а также схемы измерения мгновенных и интегральных величин процесса. Даётся обзор характерных форм вторичных токов, приводятся эмпирические формулы для расчета интегральных значений токов, объясняется влияние параметров вторичных цепей. Приводится методика испытаний сложных полупроводниковых реле. Исследование защит методами математического и физического моделирования позволяет с минимальными затратами найти лучшие схемные решения и определить границы применимости разработанных реле.

В книгу включены также общие вопросы анализа переходных процессов в цепях с ферромагнитными сердечниками. Показано, что расчеты целесообразно производить на основе однозначной аппроксимации петли гистерезиса.

В книге отражены в основном исследования, выполненные коллективом кафедры электрических станций и отделом электромагнитных процессов лаборатории постоянных магнитов Новочеркасского политехнического института. Главы 1, 2 и § 3-1, 4-5 написаны С. Д. Хлебниковым; гл. 4, 5, 6 и § 3-2 — Э. В. Подгорным; § 4-1, 4-4 написаны ими совместно; § 3-3 написан А. С. Засыпкиным. Авторы выражают глубокую благодарность сотрудникам А. В. Богдану, В. А. Гармашу, Б. П. Золоеву, Е. Т. Шарову за помощь при написании книги; канд. техн. наук Я. С. Гельфанду, А. И. Левиушу за ценные советы при редактировании рукописи.

Все пожелания и замечания авторы просят направлять по адресу: 113114 Москва, Шлюзовая набережная, 10, изд-во «Энергия».

Авторы и редактор книги

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ НА АНАЛОГОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИНАХ

1-1. ПОНЯТИЯ И ОБОЗНАЧЕНИЯ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ ПРИ ОПИСАНИИ ИССЛЕДУЕМЫХ ПРОЦЕССОВ И МОДЕЛИ

Анализ электромагнитных процессов на аналоговых вычислительных машинах (АВМ) сводится к решению обыкновенных дифференциальных уравнений, в которых искомыми функциями времени являются токи, напряжения, магнитные потоки и т. д. Мгновенные значения переменных обозначаются $i(t)$, $u(t)$, $\Phi(t)$ или просто i , u , Φ .

Непосредственно для исследуемой цепи составляется система дифференциальных уравнений. В простом линейном случае коэффициенты системы — постоянные числа, соответствующие параметрам r , L , C , M ; если параметры изменяются во времени, уравнения содержат переменные коэффициенты, т. е. функции $r(t)$, $L(t)$, $C(t)$, $M(t)$. При описании нелинейных цепей вводят нелинейные параметры, например $r(i)$ или $r(u)$, или непосредственно функциональную связь между переменными, например вольт-амперную характеристику $u(i)$.

Общий вид обыкновенного линейного дифференциального уравнения n -го порядка

$$a_n \frac{d^n x}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 x = f(t). \quad (1-1)$$

Здесь $x=x(t)$ — искомая функция времени; a_n , a_{n-1} , ..., a_0 , $f(t)$ — заданные функции времени или постоянные.

Наряду с формой записи (1-1) для линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами целесообразно применять операторную, или символическую запись, используя оператор дифференцирования

$$p = \frac{d}{dt} \left(p^k = \frac{d^k}{dt^k} \right)$$

$$a_n p^n x + a_{n-1} p^{n-1} x + \dots + a_0 x = f(t). \quad (1-2)$$

В форме записи (1-2) дифференциальные уравнения принимают вид алгебраических, так как формально оператор дифференцирования можно рассматривать как алгебраический множитель. Операторная форма записи удобна при анализе работы различных электромагнитных преобразователей, в которых входная функция $x(t)$ (возмущающая сила) и выходная функция $y(t)$ (ответная реакция) связаны дифференциальным уравнением вида

$$\frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 y = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \dots + b_0 x. \quad (1-3)$$

Связь между $x(t)$ и $y(t)$ можно сделать более наглядной, записав (1-3) в виде операторного соотношения

$$y(t) = H(p) x(t) = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0}{p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0} x(t), \quad (1-4)$$

где $H(p)$ — линейный оператор системы.

Оператор $H(p)$ показывает, какую совокупность действий нужно выполнить над функцией $x(t)$, чтобы получить функцию $y(t)$.

Решение уравнений вида (1-3) на АВМ можно рассматривать как физическую реализацию оператора $H(p)$ в форме записи (1-4) с помощью соответствующей структурной схемы. Свойства линейных операторов и способы их реализации описаны в [Л. 1, 2]. Здесь операторная запись будет применяться только для тождественного преобразования дифференциальных уравнений.

Аналоговая вычислительная машина представляет собой моделирующую установку, в которой аналогами зависимых переменных являются напряжения, а независимой переменной — время. Решение осуществляется в виде непрерывного процесса в электрической схеме модели; фиксация решения сводится к измерению на-

пряжений в определенные моменты времени или осциллографированию.

АВМ состоит из отдельных функциональных блоков, осуществляющих элементарные математические операции: сложение, умножение, интегрирование и др.; комбинаций таких блоков реализуют сложные зависимости между напряжениями в модели, соответствующие уравнениям для исследуемых функций.

Напряжения, изображающие реальные переменные u, i, Φ будут обозначаться $\bar{u}, \bar{i}, \bar{\Phi}$. Связь между реальными и машинными переменными выражается через масштабы модели следующим образом:

$$\text{Масштаб переменной} = \frac{\text{физическая величина}}{\text{машинная величина}}$$

Таким образом,

$$m_u = \frac{\bar{u}}{u} \frac{B}{B}, \quad m_i = \frac{\bar{i}}{i} \frac{A}{B}, \quad m_\Phi = \frac{\bar{\Phi}}{\Phi} \frac{B\sigma}{B}.$$

Скорость реального процесса и скорость его в модели в общем случае различны. Масштаб по независимой переменной вводится как

$$m_t = \frac{\bar{t}}{t} = \frac{\bar{f}}{f},$$

где t — реальное время процесса; \bar{t} — машинное время; при периодических процессах f — частота; \bar{f} — частота в модели.

В литературе часто встречается и обратное определение масштабов $(\frac{\text{машинная величина}}{\text{физическая величина}})$.

Для анализа передаточных функций блоков модели обычно используется преобразование Лапласа. При этом функциям времени (оригиналам) — $u(t), i(t)$ ставятся в соответствие изображения $U(p), I(p)$

$$u(t) \doteq U(p), \quad i(t) \doteq I(p).$$

Для передаточных функций приняты следующие обозначения: $Z(p) = U(p)/I(p)$ — операторное сопротивление; $K(p) = U_{\text{вых}}(p)/U_{\text{вх}}(p)$ — передаточная функция по напряжению.

Здесь $p = \sigma + j\omega$ — независимая комплексная переменная.

Передаточные функции линейных звеньев определяются, как правило, при нулевых начальных условиях.

В этом случае передаточные функции совпадают по форме с выражениями линейных операторов (1-4), но отличаются смыслом: в линейном операторе $p = d/dt$ — символ операции, в передаточной функции p — аргумент (комплексное число).

Частотные свойства блоков модели описываются частотной характеристикой, иначе — комплексным коэффициентом передачи

$$K(j\omega) = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}},$$

где $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$ — комплексы входного и выходного напряжений.

В показательной форме записи

$$K(j\omega) = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)};$$

$K(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика; $\varphi(\omega)$ — фазо-частотная характеристика.

Частотная характеристика $K(j\omega)$ получается из передаточной функции $K(p)$ заменой p на $j\omega$.

В табл. 1-1 приведены основные операционные звенья АВМ, выполняющие элементарные линейные операции: умножение на постоянный коэффициент, дифференцирование, интегрирование, суммирование. Дифференцирующий усилитель — наиболее склонное к самовозбуждению звено, поэтому оно сравнительно редко используется.

Операцию суммирования часто совмещают с какой-либо другой на одном усилителе; например, суммирующий интегратор является важнейшим операционным звеном универсальных АВМ. В суммирующих усилителях коэффициенты передачи по i -му входу равны отношению $Z_0(p)/Z_i(p)$ или $Y_i(p)/Y_0(p)$, где $Z_i(p)$, $Y_i(p)$ — операторные сопротивление и проводимость i -й входной цепи; $Z_0(p)$, $Y_0(p)$ — то же для цепи обратной связи.

Коэффициент передачи по любому входу не зависит от параметров остальных входных цепей.

В табл. 1-2 приведены звенья для реализации некоторых часто встречающихся передаточных функций с помощью одного операционного усилителя. Рассмотренные операции можно представить так же, как линейную комбинацию элементарных, и осуществить с помощью звеньев табл. 1-1. В таком случае потребуется большее число усилителей; зато появится возможность измерять

Таблица 1-1

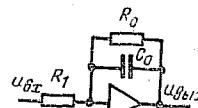
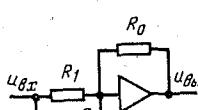
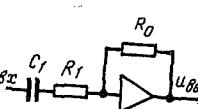
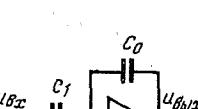
Звено	Передаточная функция	Схема	Значение коэффициентов
Усилительное	K		Для масштабного усилителя $K = -\frac{R_0}{R_1}$; при $R_0 = R_1$, $K = -1$ (инвертор). Для делителя напряжения $K = \alpha$, $0 \leq \alpha \leq 1$
Дифференцирующее	$-pT$		$T = R_0 C_1$
Интегрирующее	$-\frac{1}{pT}$		$T = R_1 C_0$
Суммирующее	Для i -го входа — K_i		$K_i = \alpha_i \frac{R_0}{R_i}$; $u_{\text{вых}} = -\sum K_i u_i$

Примечания: 1. В суммирующем усилителе (сумматоре) коэффициенты передачи регулируются независимо по каждому входу.

2. Под общим коэффициентом передачи сумматора понимают арифметическую сумму $\sum_{i=1}^n K_i$.

3. На интегрирующих усилителях имеется специальная схема для задания начального условия $u_{\text{вых}(0)} = u(0)$.

Таблица 1-2

Звено	Передаточная функция	Схема	Значение коэффициентов
Инерционное (аперiodическое)	$-\frac{K}{1+pT}$		$K = \frac{R_0}{R_1};$ $T = R_0 C_0$
Форсирующее (усиляющее + дифференцирующее)	$-K(1+pT_1) = -K + pK T_1$		$K = \frac{R_0}{R_1};$ $T_1 = R_1 C_1, \quad T_2 = R_0 C_1$
Звено реальной гибкой обратной связи	$-\frac{pT_2}{1+pT_1}$		$T_1 = R_1 C_1, \quad T_2 = R_0 C_1;$ при $R_1 \ll R_0$ звено приближенного дифференцирования
Усилительное + интегрирующее	$-\frac{1+pT_1}{pT_2} = -\left(K + \frac{1}{pT_2}\right)$		$T_1 = R_1 C_1, \quad T_2 = R_0 C_0$ $K = \frac{C_1}{C_0}$

Причесание. Для плавкой регулировки коэффициентов в операционных цепях с резисторами используются делители напряжения. При моделировании с невысокой точностью резисторные делители допустимо устанавливать также со входных цепей с конденсаторами (§ 1-2).

промежуточные величины; кроме того, облегчается регулировка коэффициентов модели.

Выполнение сложных операций с помощью одного усилителя широко используется при структурном методе моделирования, когда отдельные блоки модели являются аналогами звеньев исследуемой системы. Этот принцип применяется также в специализированных аналоговых установках.

На рис. 1-1 показаны схемные изображения двух основных нелинейных звеньев: функционального преобразователя, или блока нелинейности, и блока умножения. Наибольшее распространение получили устройства, осуществляющие кусочно-линейную аппроксимацию нелинейности при помощи схем с ламповыми или полупроводниковыми вентилями.

Изменяющиеся во времени параметры реализуются в АВМ на специальных делителях напряжения, движки которых передвигаются с помощью серводвигателя. Таким образом, осуществляется умножение функции на переменный коэффициент $a(t)$. Имеются устройства с плавной аппроксимацией $a(t)$, например кулачковые преобразователи и со ступенчатой аппроксимацией — шаговые преобразователи.

Следует отметить, что решение на АВМ уравнений с переменными коэффициентами и нелинейных дифференциальных уравнений обычно не приводит к принципиальным усложнениям по сравнению с решением уравнений с постоянными коэффициентами, как это имеет место при аналитическом решении. Во многих случаях переход от модели линейной системы к нелинейной можно осуществить простой заменой соответствующих блоков. Погрешность решения нелинейных уравнений получается больше, чем линейных, так как точность технической реализации нелинейностей на современных аналоговых устройствах приблизительно на порядок ниже, чем точность линейных блоков.

Операционные блоки АВМ, соединенные в требуемой последовательности, составляют структурную схему модели. Структурная схема определяет выбранную программу решения задачи, или иначе — алгоритм модели. Одна и та же задача может быть решена по различным алгоритмам. При выборе рационального алгоритма нет необходимости каждый раз вычерчивать структурную схему, если использовать предлагаемую ниже символику.

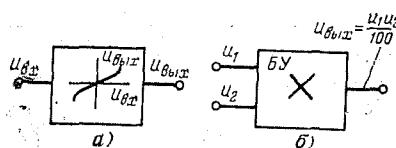


Рис. 1-1. Изображения нелинейных звеньев АВМ.

a — функциональный преобразователь или блок нелинейности БН; *b* — блок умножения двух переменных.

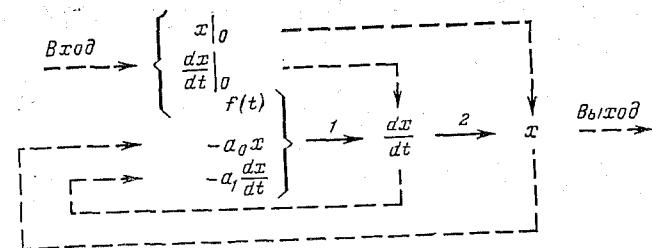
Алгоритм будем записывать в виде цепочек букв, обозначающих функции, и стрелок между ними, показывающих связь между функциями. Над каждой стрелкой ставится цифра, соответствующая номеру уравнения связи между функциями. Если выполняются элементарные операции, то можно не писать уравнения, а просто ставить над стрелкой символ операции: Σ — суммирование; \int — интегрирование; \times — умножение функций; НП — нелинейное преобразование и т. д. Пунктирной стрелкой обозначается перенос функции. Применительно к модели можно уточнить запись, учитывая изменение знака каждым операционным усилителем: вместо \int писать $-\int$ и т. д. При реализации сложных операций можно применять операторную запись, используя символ $p = d/dt$. В принципе можно получить полную запись, эквивалентную структурной схеме. Подобная запись используется в теории направленных графов применительно к математическим моделям, для построения и преобразования блок-схем [Л. 7]. Здесь же символьическая запись применяется только для пояснения построения модели. Поэтому иногда целесообразно опускать некоторые операции, например умножение на постоянный коэффициент. По выбранному алгоритму составляется подробная структурная схема с указанием коэффициентов, начальных условий и других конкретных данных модели для решаемой задачи.

В качестве примера приведем стандартную программу решения дифференциального уравнения второго порядка

$$\frac{d^2x}{dt^2} + a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = f(t);$$

$$f(t), \left. \frac{dx}{dt} \right|_{t=0}, x|_{t=0} — заданы.$$

Алгоритм решения обыкновенных дифференциальных уравнений n -го порядка на АВМ построен на принципе понижения порядка производных путем последовательного n -кратного интегрирования. Для этого рассматривается уравнение разрешается относительно старшей производной d^2x/dt^2 и интегрируется; полученный результат dx/dt с учетом начального условия $dx/dt|_{t=0}$ повторно интегрируется для получения x . Значения dx/dt , x используются при первой операции. В описанной выше записи этот алгоритм выглядит следующим образом:



Соответствующие уравнения

$$1. \frac{dx}{dt} = \int_0^t \left[f(t) - a_1 \frac{dx}{dt} - a_0 x \right] dt + \left. \frac{dx}{dt} \right|_0;$$

$$2. x = \int_0^t \frac{dx}{dt} dt + x|_0.$$

В дальнейшем для упрощения записи алгоритмов не будем полностью изображать линии переноса функций, оставляя только начала и концы этих линий с соответствующей нумерацией.

Структурная схема, реализующая данный алгоритм, приведена рис. 1-2. Заметим, что алгоритм не изменится,

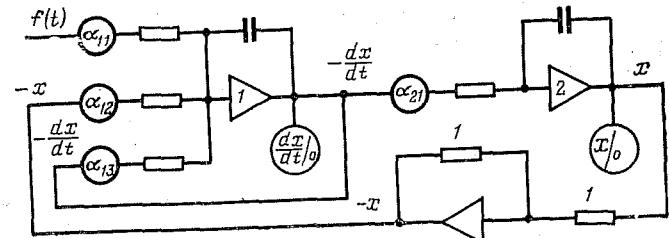


Рис. 1-2. Структурная схема модели для решения линейного дифференциального уравнения второго порядка.

если a_0 и a_1 — переменные коэффициенты; в схеме модели на рис. 1-2 делители a_{12} и a_{13} нужно заметить на блоки переменных коэффициентов $a_{12}(t)$ и $a_{13}(t)$.

1-2. ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ И ПОГРЕШНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ЛИНЕЙНЫХ ОПЕРАЦИЙ

Операционный, или решающий усилитель — это усилитель постоянного тока (УПТ) с большим коэффициентом усиления, работающий в режиме глубокой отрицательной обратной связи (рис. 1-3). Отри-

цательная обратная связь создается за счет подключения внешней электрической цепи (например, сопротивление R_0 на рис. 1-3) между выходным 2 и входным g зажимами УПТ, имеющими всегда потенциалы противоположных знаков, что обеспечивается нечетным числом каскадов усилителя. В операционный усилитель входят УПТ и внешние операционные цепи: цепь обратной связи (зажимы g—2) и входная цепь (зажимы 1—g; на рис. 1-3 включен резистор R_1). В суммирующем усилителе имеется несколько входных цепей, присоединяемых к зажиму g (вход на сетку лампы первого каскада). Точки g часто называют суммирующей.

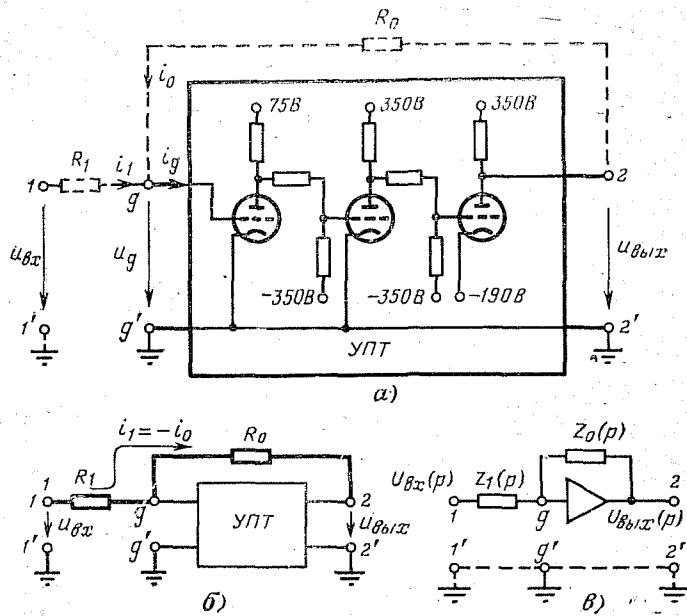


Рис. 1-3. Операционный усилитель и его изображение.
а — принципиальная схема трехкаскадного УПТ с резисторами R_1 и R_0 в операционных цепях (внешние цепи показаны пунктиром); б — блок-схема операционного усилителя; в — однолинейное изображение операционного усилителя с одним входом (1-1').

При большом коэффициенте усиления УПТ $K_y = -u_{\text{вых}}/u_g$ значение потенциала точки g получается весьма малым во всем рабочем диапазоне выходных напряжений.

Идеализируя УПТ [Л. 4, 6], можно рассматривать его как четырехполюсник, обладающий следующими свойствами:

1. Точка g «потенционально заземлена», т. е. будучи изолированной от земли, она имеет потенциал, равный нулю.

2. Ток между зажимами g—g' (сеточный ток и ток утечки) равен нулю. При этом усилитель не создает нагрузки на входные цепи; по отношению к зажимам g—g' его входное сопротивление бесконечно велико.

3. Выходное внутреннее сопротивление между зажимами 2—2' равно нулю. При этом по отношению к выходным зажимам усилитель представляет собой идеальный источник э. д. с., т. е. $u_{\text{вых}}$ не зависит от нагрузки, создаваемой подключаемыми цепями.

Вследствие весьма высоких качеств современных УПП, установленных в аналоговых машинах, такая идеализация приемлема при рассмотрении передаточных функций, осуществляемых операционными блоками. Насколько перечисленные свойства будут сохраняться в работающем усилителе, зависит в значительной степени от правильного расчета параметров модели и обеспечения нормального режима ее работы. На рис. 1-3,б приведена блок-схема операционного усилителя с резисторами R_1 , R_0 в операционных цепях. Связь между входным напряжением $u_{\text{вх}}$, подаваемым на зажимы 1—1', и выходным напряжением $u_{\text{вых}}$ определяется из уравнений

$$u_g = -\frac{u_{\text{вых}}}{K_y}; \quad i_1 + i_0 = 0;$$

$$i_1 = \frac{u_{\text{вх}} - u_g}{R_1}; \quad i_0 = \frac{u_{\text{вых}} - u_g}{R_0},$$

откуда

$$u_{\text{вых}} = -\frac{R_0}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{K_y} \left(1 + \frac{R_0}{R_1} \right)} u_{\text{вх}}. \quad (1-5)$$

При большом коэффициенте усиления (10^4 — 10^5) выражение (1-5) упрощается

$$u_{\text{вых}} = -\frac{R_0}{R_1} u_{\text{вх}}. \quad (1-6)$$

Полученный результат (1-6) характеризуется следующими особенностями:

1. Передаточный коэффициент $K = R_0/R_1$ схемы определяется только параметрами внешних операционных цепей.

2. Несмотря на использование усилителя, его коэффициент усиления K_y в окончательном выражении выходного напряжения отсутствует. Если в процессе работы K_y изменяется, это не скажется на передаточном коэффициенте, лишь бы K_y оставался настолько большим, чтобы можно было пренебречь вторым членом в знаменателе (1-5).

3. Схема изменяет знак. Наличие знака минус в выражении (1-6) может вызвать недоумение, так как сюда не входят никакие параметры усилителя. Дело в том, что усилитель поддерживает $u_g \approx 0$, и в цепях R_1 и R_0 протекает один и тот же ток ($i_1 = -i_0$), так что распределение потенциала по цепи 1—g—2 соответствует неравенству $u_{\text{вх}} > u_g > u_{\text{вых}}$ или $u_{\text{вх}} < u_g < u_{\text{вых}}$ в зависимости от знака $u_{\text{вх}}$. Так как $u_g \approx 0$, то знаки $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{вых}}$ противоположны.

На рис. 1-3,в приведено однолинейное изображение операционного звена с сопротивлениями $Z_1(p)$ и $Z_0(p)$. Такое изображение более рационально, чем на рис. 1-3,б, так как все напряжения измеряются относительно заземленного корпуса, целесообразно цепь 1'—g'—2' опустить. Для схемы рис. 1-3,в в операторной форме

можно получить соотношения, аналогичные (1-5) и (1-6):

$$U_{\text{вых}}(p) = -\frac{Z_0(p)}{Z_1(p)} \frac{1}{1 + \frac{1}{K_y(p)} \left[1 + \frac{Z_0(p)}{Z_1(p)} \right]} U_{\text{вх}}(p), \quad (1-7)$$

$$U_{\text{вых}}(p) = -\frac{Z_0(p)}{Z_1(p)} U_{\text{вх}}(p). \quad (1-8)$$

Используя в качестве $Z_1(p)$ и $Z_0(p)$ комбинации из резисторов и конденсаторов, можно на одном усилителе осуществлять разнообразные передаточные функции (рис. 1-2). В [Л. 5] приводятся схемы подобной реализации сложных операторных соотношений.

Коротко рассмотрим основные погрешности операционных блоков, построенных на базе усилителя постоянного тока.

Одной из самых важных причин погрешностей в УПТ является дрейф выходного напряжения. При отсутствии входного сигнала на выходе УПТ наблюдается медленно изменяющееся напряжение (дрейф нуля), обусловленное нестабильностью анодного питания ламп, изменением крутизны их характеристики и другими причинами. Дрейф, возникающий в первом каскаде УПТ, усиливается во всех последующих каскадах и может достигнуть большой величины на выходе. Путем тщательного конструирования усилителей напряжение дрейфа можно свести к минимуму, но целиком устраниить его невозможно.

Можно считать, что напряжение дрейфа обусловливается некоторой э. д. с. e_d , действующей на входе усилителя (зажимы $g-g'$, рис. 1-3), причем величина и характер изменения e_d не зависят от характера операционных цепей, а определяются только свойствами самого УПТ. Величина e_d обратно пропорциональна коэффициенту усиления K_y . Для усилителей с $K_y=10^4-10^5$ э. д. с. дрейфа имеет порядок 10^{-2} В. Для усилителей с $K_y=10^7-10^8$ (специальные схемы с дополнительным бездрейфовым усилителем переменного тока) $e_d \approx 10^{-5}$ В.

Однако напряжение, вызванное дрейфом на выходе усилителя, определяется как величиной e_d , так и видом передаточной функции, реализуемой усилителем. Приближенно выходное напряжение дрейфа описывается операторным выражением [Л. 4]

$$E_{\text{вых}}(p) = \left[1 + \sum_{i=1}^n \frac{Z_0(p)}{Z_i(p)} \right] E_d(p), \quad (1-9)$$

где $Z_i(p)$ — входное сопротивление усилителя по i -му входу; $Z_0(p)$ — сопротивление обратной связи, $E_d(p) = e_d$.

Для масштабного усилителя

$$e_{\text{вых}} = (1+K) e_d,$$

где $K=R_0/R_1$ — передаточный коэффициент.

Чем выше передаточный коэффициент звена K , тем большее напряжение дрейфа будет на выходе; обычно ограничивают $K < 20$; по крайней мере, устанавливают K не более 100.

Для сумматора $e_{\text{вых}} = \left(1 + \sum_{i=1}^n K_i \right) e_d$; величина $e_{\text{вых}}$ определяется общим коэффициентом усиления звена, равным арифметической сумме K_i .

Для интегратора из (1-9) получится:

$$e_{\text{вых}} = e_d + \frac{1}{RC} \int_0^t e_d dt \approx \left(1 + \frac{t}{RC} \right) e_d,$$

если считать $e_d = \text{const}$. Как видно из последней формулы, погрешность интегрирования, обусловленная дрейфом, растет во времени: дрейф ограничивает допустимое время интегрирования при заданной точности операции.

Самым простым способом уменьшения погрешности от дрейфа является установка нулевого уровня на выходе операционного усилителя путем компенсации e_d соответствующим постоянным напряжением, подаваемым на вход. Напряжение e_d изменяется медленно и в течение некоторого периода его можно считать постоянным. В операционных усилителях предусмотрена схема подобной компенсации с помощью потенциометров «установка нуля». Регулировку нуля производят периодически; при значительном времени однократного решения — перед каждым пуском модели.

Радикальной мерой уменьшения величины дрейфа является применение специальных усилителей [Л. 1, 4]. Наиболее часто применяется схема, в которой параллельно первому каскаду основного усилителя постоянного тока включается бездрейфовый усилитель переменного тока с модулятором и демодулятором (МДМ-усилитель). При этом коэффициент усиления по низкой частоте увеличивается примерно в 500—1000 раз, и во столько же раз снижается эквивалентная э. д. с. дрейфа. В МДМ-усилителях обычно применяются электромеханические вибраторы, требующие тщательной настройки: при их нечеткой работе возникают высокочастотные помехи, могущие привести к самовозбуждению усилителя.

Конечное значение коэффициента усиления вносит в выходное напряжение погрешность $\Delta u_{\text{вых}}$, зависящую от вида передаточной функции, величин передаточных коэффициентов и коэффициента усиления, являющегося, строго говоря, функцией режима работы усилителя $K_y(p)$, а не чисто вещественным числом. При отработке медленно изменяющихся сигналов оценку вносимой погрешности можно производить по формулам [Л. 4]

$$\delta = \frac{\Delta u_{\text{вых}}}{u_{\text{вых}, \text{макс}}} \leq \frac{1}{K_y} (1+K)$$

Сложный сигнал можно представить спектром гармоник. Несинусоидальные токи и напряжения обычно имеют затухающий спектр, причем приближенно можно считать, что амплитуды гармоник убывают пропорционально частоте. Даже большая погрешность в передаче высоких гармоник практически не оказывается на величине и форме выходного сигнала, поэтому ограничиваются рассмотрением начального участка спектра до некоторой гармоники ω_n .

Ниже приведены величины амплитудной и фазовой погрешностей при дифференцировании синусоиды на блоке с $C_1=1 \text{ мКФ}$, $R_1=0,01 \text{ МОм}$, $R_0=1 \text{ МОм}$:

$\omega, \text{ 1/c}$	1	10	100	1 000
$ K/K_{\text{идеал}} $	1	0,996	0,707	0,1
$ \varphi - \varphi_{\text{идеал}} $	34'	5°40'	45°	84°

Из этих данных видно, что при основной частоте $\bar{\omega}=1 \text{ 1/c}$ погрешность в воспроизведении производной от гладкой несинусоидальной функции, имеющей спектр низких частот, будет незначительной, тогда как высокочастотный фон подавляется. Если увеличить частоту в модели до $\bar{\omega}=10 \text{ 1/c}$, погрешности (особенно фазовая) станут значительными.

Рассмотрим вопрос, допустимо ли использовать резисторный делитель во входной цепи с конденсатором? Так как потенциал $u_g \approx 0$, то можно считать емкость C включенной параллельно r_1 (рис. 1-5).

При этом

$$\frac{U_1(p)}{U(p)} = \frac{r_1 \frac{1}{pC} : \left(r_1 + \frac{1}{pC} \right)}{r_2 + r_1 \frac{1}{pC} : \left(r_1 + \frac{1}{pC} \right)},$$

где $r_1 = ar_n$; $r_2 = (1-a)r_n$; $r_1 + r_2 = r_n$ — полное сопротивление делителя.

Отсюда

$$U_1(p) = aU(p) \frac{1}{1 + p^a (1 - a) r_n C},$$

т. е. наличие делителя равносильно введению стабилизирующего сопротивления $r=R_1$ (табл. 1-2, звено 3)

$$r = a(1-a)r_n.$$

Величина r зависит от коэффициента a делителя и достигает максимума при $a=0,5$: $r_{\text{макс}}=0,25r_n$. Если принять $r_n=40 \text{ кОм}$, что близко к действительным величинам сопротивлений потенциометров универсальных АВМ, то $r_{\text{макс}}=10 \text{ кОм}$.

Как показано выше, включение даже такого большого сопротивления последовательно в $C=1 \text{ мКФ}$ при малой частоте моделирования $\bar{\omega} \leqslant 1 \text{ 1/c}$ не внесет заметной погрешности. На практике неблагоприятный случай $a=0,5$ легко исключить, изменив коэффициент передачи за счет емкости: вместо 1 мКФ следует использовать $C=0,5 \text{ мКФ}$. Имея конденсаторы двух указанных номиналов, динамическую погрешность от включения делителя можно сделать достаточно малой, чтобы ее пренебречь.

Рассматриваемый вопрос не заслуживал бы внимания, если бы речь шла только о плавном изменении коэффициента передачи дифференциатора: действительно, потенциометр можно включить в цепь резистора обратной связи. Однако допустимость регулирования напряжения с помощью резисторных делителей во входных цепях с емкостями облегчает осуществление передаточных функций

вида $K+pT$, $K + \frac{1}{pT}$ с помощью одного усилителя (табл. 1-2,

звенья 2 и 4), тогда как при использовании элементарных звеньев потребуется три усилителя. Это обстоятельство имеет существенное значение при работе на малых моделях, где почти всегда ощущается нехватка усилителей (рис. 5-1).

Погрешность решения на электронных аналоговых машинах может изменяться от 0,05 до 15%. Такой широкий диапазон определяется не только погрешностью отдельных операционных звеньев, но самым существенным образом зависит от особенностей решаемой задачи, точности математического описания, структуры схемы модели. Определить заранее точность решения удается только в случае специализированных машин, рассчитанных на выполнение строго очерченного класса операций. Универсальные АВМ применяются для решения весьма разнородных задач; оценку точности этих машин ограничивают только требованием к точности выполнения отдельных операций.

В схеме модели погрешности отдельных звеньев могут суммироваться, увеличивая общую погрешность решения. Кроме того, в замкнутых контурах чаще, чем в отдельных звеньях, наблюдается неустойчивость, для ликвидации которой приходится вводить стабилизирующие элементы (емкости, резисторы). Эти элементы искают передаточные функции. Особо чувствительны к генерации замкнутые контуры с большими коэффициентами передачи, не содержащие интеграторов: контуры, содержащие только сумматоры (так называемые «алгебраические» контуры) или замкнутые цепи из суммирующих и нелинейных элементов. Очень нежелательны контуры с четным числом усилителей. Иногда удается перестроить структурную схему так, чтобы исключить указанные контуры. Если это невозможно, изменяют масштабы переменных для уменьшения передаточных коэффициентов, выполняют решение в более замедленном темпе, вводят в модель стабилизирующие элементы.

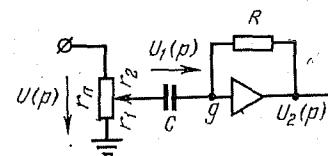


Рис. 1-5. Дифференцирующее звено с делителем напряжения на входе.

1-3. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДИОДОВ В ЭЛЕКТРОННЫХ МОДЕЛЯХ

В операционных цепях электронных аналоговых машин широко используются вакуумные и полупроводниковые диоды. Диодные функциональные преобразователи являются в настоящее время основным типом универсальных

диодных ячейок. С помощью диодов на базе операционного усилителя осуществляют также специальные нелинейные характеристики (люфт, ограничение, зона нечувствительности, релейная характеристика и др.), логические функции (сравнение величин) и различные триггерные эффекты, используемые как в качестве аналогов элементов исследуемых систем, так и для целей управления моделирующей установкой. Наконец, диоды в модели применяются при воспроизведении процессов в цепях с вентилями¹ (выпрямительные мостовые схемы, одиночные неуправляемые и управляемые вентили).

Основу диодного функционального преобразователя составляют диодные ячейки, включаемые на вход или

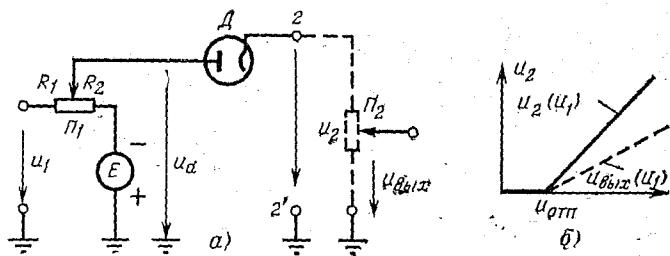


Рис. 1-6. Диодная ячейка (а) и ее характеристика (б).

в цепь обратной связи операционного усилителя. Одна из распространенных схем диодной ячейки и ее характеристика показаны на рис. 1-6. Входное напряжение u_1 подается на потенциометр P_1 , к другому концу которого подведено опорное напряжение $-E$. Напряжение на аноде диода, снимаемое с движка P_1 , равно:

$$u_a = \frac{u_1 R_2 - E R_1}{R_1 + R_2};$$

напряжение, при котором диод отпирается, равно:

$$u_{\text{отп}} = E \frac{R_1}{R_2},$$

¹ Здесь и далее термин «диод» будем относить к выпрямителю, используемому в качестве элемента модели, а «вентиль» — к выпрямителю в моделируемой системе.

Выходное напряжение изменяется по закону

$$u_2 = \begin{cases} \frac{R_2}{R_1 + R_2} (u_1 - u_{\text{отп}}) & \text{при } u_1 > u_{\text{отп}}; \\ 0 & \text{при } u_1 < u_{\text{отп}}. \end{cases}$$

Здесь принято, что диод работает как идеальный ключ. Подключив к зажимам 2—2' звено с регулируемым передаточным коэффициентом (например, потенциометр P_2), можно задавать необходимый наклон характеристики $u_{\text{вых}}(u_1)$: $u_{\text{вых}} = a_2 u_2 (u_1)$.

Применение подобных ячеек при изменении полярности диода, знака входной или выходной величины с помощью инвертора позволяет получать ломаные линии, расположенные в различных квадрантах. Комбинацией отрезков можно осуществлять линейно-кусочную аппроксимацию различных функций.

Схемы двух простейших диодных преобразователей для упрощенного воспроизведения кривых намагничивания приводятся в § 2-4 (рис. 2-18 и 2-19). Универсальные блоки нелинейности содержат до 20 диодных ячеек и позволяют осуществлять достаточно «гладкую» кусочно-линейную аппроксимацию. Нелинейность начального участка вольт-амперных характеристик самих диодов способствует естественному сглаживанию набираемой кривой в точках сопряжения участков. Напряжение на выходе диодного блока нелинейности нередко имеет значительный высокочастотный фон, что может вызвать самовозбуждение модели, особенно если в замкнутом контуре после блока нелинейности находится дифференцирующее или форсирующее звено. Стабилизации модели способствует включение небольших емкостей (10^2 — 10^3 пФ), шунтирующих цепь обратной связи диодного блока.

Схемы на рис. 2-18 и 2-19 при предельном значении параметров ($R_{11} = \infty$, $R_{12} = 0$; $R_0 = \infty$, $R_{01} = 0$) воспроизводят нелинейности «зона нечувствительности» и «ограничение» соответственно. Операции подобного рода соответствуют функциям управляемого ключа, переключающегося при определенных значениях входного или выходного напряжения. Точность работы диодного ключа по выполнению условия переключения, степень его соответствия идеальному ключу (бесконечно большое обратное и ничтожно малое прямое сопротивления),

В значительной степени зависят от качества применяемых диодов и согласования их параметров с другими параметрами операционного усилителя. Применяемые в электронных моделях диоды имеют ориентировочно следующие характеристики (сопротивления указаны для nominalного прямого тока и обратного напряжения — 100 В):

Диоды	Прямое сопротивление, Ом	Обратное сопротивление, МОм	Пороговое напряжение, В
Ламповые	$10^3 - 10^4$	$10^2 - 10^3$	$0,2 - 1,0$
Кремниевые плоскостные	$1 - 10$	$1 - 10$	$0,9 - 1,0$
Германиевые плоскостные	$0,1 - 10$	$0,1 - 10$	$0,3 - 0,5$

Вольт-амперные характеристики диодов с допустимой погрешностью могут быть представлены ломаной линией из двух прямолинейных участков, причем точка излома соответствует пороговому напряжению. Обычно приложение излома в принципе можно учитывать с помощью с добавочного источника, включенного последовательно с диодом [Л. 1]. Однако это напряжение непостоянно, дрейф точки излома значительно зависит от тока накала (вакуумные диоды) или от окружающей температуры (полупроводниковые диоды). В прецизионных устройствах применяют стабилизацию тока накала или терmostабилизацию.

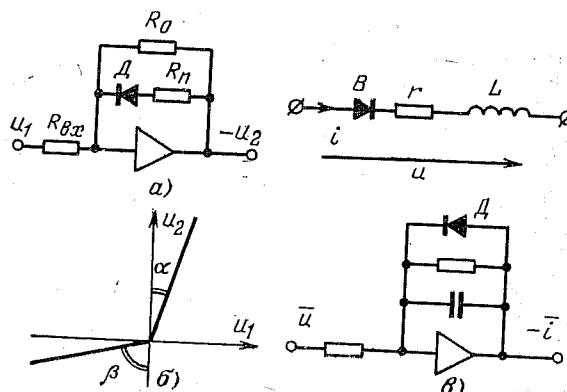


Рис. 1-7. Моделирование цепи с вентилем.
а — одна из схем для воспроизведения вольт-амперной характеристики вентиля; б — вольт-амперная характеристика вентиля с постоянными прямым r_p и обратным r_o сопротивлениями; в — цепь r , L с вентилем и ее модель.

Применение в диодных ячейках высокоомных делителей напряжения для задания величины $u_{\text{отп}}$ не позволяет с помощью простейших схем (рис. 2-18, 2-19) осуществлять идеальный ключ даже при идеальных диодах из-за значительного влияния внутреннего сопротивления эквивалентного источника опорного напряжения.

Рассмотрим некоторые вопросы моделирования вентильных элементов электрических устройств.

Воспроизведение вольт-амперной характеристики вентиля, имеющего постоянное прямое r_p и обратное r_o сопротивления, осуществляется с помощью схемы на рис. 1-7, а. Обычно соотношения между $R_{\text{вх}}$, R_p , R_o и параметрами диода в модели таковы, что с нелинейностью вольт-амперной характеристики можно не считаться; при этом целесообразно собственные параметры диода (прямое и обратное сопротивления) учитывать в R_p и R_o , а сам диод полагать идеальным. Зависимость $u_2(u_1)$ в этом случае имеет вид, показанный на рис. 1-7, б:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{R_p R_o}{R_{\text{вх}} (R_p + R_o)} \quad \text{диод проводит};$$

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{R_o}{R_{\text{вх}}} \quad \text{диод заперт}.$$

При $R_p \rightarrow 0$, $R_o \rightarrow \infty$ будем иметь $\alpha \rightarrow 0$, $\beta \rightarrow 90^\circ$, т. е. характеристику, приближающуюся к идеальной. Вид зависимости $u_2(u_1)$ определяется теперь соотношением между параметрами диода и $R_{\text{вх}}$. Применение лампы 6Х2П при $R \geq 1$ МОм или кремниевого диода Д203 при $R \leq 0,1$ МОм дает практически прямоугольную характеристику. Зависимость $-u_2(u_1)$, полученную на рассматриваемой схеме, можно по желанию считать аппроксимацией вольт-амперной характеристики вентиля в виде $u_b(-i_b)$ или в виде $-i_b(u_b)$, а при измененной полярности диода $-u_b(i_b)$ или $i_b(-u_b)$.

При моделировании цепей с вентильными элементами удобно использовать алгоритмы, в которых вольт-амперные характеристики вентилей позволяют однозначно определять напряжение на вентиле по току в нем или наоборот [Л. 8]. Для идеальных вентилей указанная однозначность не имеет места для одного из возможных состояний. Так, при открытом вентиле напряжение $u_b = -i_b r_p = 0$ определено однозначно; при закрытом вентиле $u_b = i_b r_o = 0 \cdot \infty$, т. е. неопределенность. В реальной схеме эта неопределенность устраняется в соответствии с за-

коими Кирхгофа. Например, обратное напряжение на вентиле в непроводящем интервале определяется напряжениями на всех элементах контура, содержащего вентиль. Однако распределение напряжений в модели может не соответствовать реальному, так как усилитель, воспроизводящий вольт-амперную характеристику $i_v(u_v)$, при этом остается без обратной связи. Аналогичное положение возникает при моделировании вольт-амперной характеристики в виде $i_v(u_v)$ для проводящего интервала.

В тех случаях, когда последовательно или параллельно с вентилем включено сопротивление, отмеченное выше затруднение легко преодолеть, так как включенное сопротивление можно рассматривать в качестве прямого или обратного сопротивления вентиля и, таким образом, получить однозначную вольт-амперную характеристику. Другими словами, здесь нет необходимости отдельно воспроизводить характеристику идеального вентиля; целесообразно сразу моделировать участок цепи, содержащий вентиль. Этот прием позволяет использовать для моделирования цепи с вентилем практически ту же схему, что для моделирования цепи без вентиля: добавляется только один диод. Например, r , L -цепь с последовательно включенным вентилем воспроизводится на инерционном звене, обратная связь которого шунтируется диодом (рис. 1-7,в).

При моделировании выпрямительных мостов с полупроводниковыми вентилями, близкими к идеальным, приходится для обеспечения устойчивой работы модели искусственно занижать обратные или завышать прямые сопротивления, т. е. вместо реальных высококачественных вентилей воспроизводить некоторые фиктивные вентили, вольт-амперные характеристики которых позволяют однозначно определять ток и напряжение при открытом и закрытом вентиле. Если вольт-амперная характеристика вентилей воспроизводится с помощью схемы на рис. 1-7,а, то диоды следует шунтировать резисторами R_0 , величина которых выбирается так, чтобы устранить неустойчивость модели. Подмена реальных вентилей фиктивными обуславливает погрешность. В частности, обратные напряжения на вентилях могут получиться в модели заниженными на 5—10%. При необходимости точности моделирования можно повысить за счет введения в схему корректирующих звеньев [Л. 9].

Моделирование схем с неуправляемыми и управляемыми вентилями рассмотрено в [Л. 7]; там же приводится достаточно полная библиография.

1-4. ПОДГОТОВКА ЗАДАЧИ К РЕШЕНИЮ НА АВМ

Математическое описание электромагнитных процессов базируется на уравнениях Кирхгофа, составленных для электрических и магнитных цепей исследуемого устройства. Не представляет трудностей составить уравнения для имеющейся схемы. Однако само представление устройства в виде схемы с сосредоточенными параметрами по существу эквивалентно конкретным уравнениям, содержащим определенные допущения. Поэтому следует осторожно подходить к использованию различных «готовых» схем замещения, необходимо вначале выяснить, для каких режимов применима схема.

По расчетной электрической схеме можно заранее определить порядок системы дифференциальных уравнений. Это покажет число интеграторов, нужное для решения задачи, т. е. позволит приблизительно оценить возможность решения на имеющейся АВМ.

Порядок системы дифференциальных уравнений, или степень характеристического уравнения n , определяется по формуле [Л. 6]

$$n = s - q_L - q_C - m_L - m_C,$$

где s — общее количество элементов, запасающих энергию (индуктивностей и емкостей); q_L — число независимых сечений, образованных только индуктивностями; q_C — число независимых сечений, образованных только емкостями; m_L — число независимых контуров, образованных только индуктивностями; m_C — число независимых контуров, образованных только емкостями.

Контур — любая группа ветвей, образующих замкнутый путь внутри схемы; сечение — любая группа ветвей, пересекаемых замкнутой поверхностью, которая делит цепь на две части. Контур (сечение) будет независимым, если в нем содержится по крайней мере одна новая ветвь. На рис. 1-8 приведена цепь, содержащая сечение 1 и контур 2, образованные емкостями, поэтому $n = s - q_C - m_C = 5 - 1 - 1 = 3$.

Полное математическое описание включает помимо расчетных уравнений данные о параметрах схемы в диа-

пазоиे их изменений, о характере и параметрах внешних воздействий. Нелинейные характеристики, переменные во времени параметры и возмущающие силы могут быть представлены аналитически или графически, в виде кривых, осцилограмм. При любом виде описания неизбежны погрешности аппроксимации; точность аппроксимации должна соответствовать точности задания других исходных данных.

Необходимо учитывать возможный разброс параметров исследуемого устройства или схемы. Во многих случаях разброс может быть весьма значительным — 10—15%. Неучет этого обстоятельства может привести к неоправданным усложнениям, якобы способствующим повышению точности решения. С другой стороны, при оценке точности модели по характеристикам имеющегося устройства или его макета следует стремиться к максимально возможному приближению в воспроизведении исходных данных, ориентируясь на точность их измерения.

Рис. 1-8. Цепь, имеющая пять реактивных элементов и характеристическое уравнение третьей степени.

Структурная схема модели определяется выбранной программой решения, или алгоритмом.

Общий метод решения систем обыкновенных дифференциальных заключается в следующем. Каждое дифференциальное уравнение разрешают относительно старшей производной одной из неизвестных переменных. Таким образом, в правой части уравнения будет находиться кроме возмущающей силы также функции от неизвестных переменных и их производных. Считая правую часть уравнения заданной, последовательным интегрированием находят значения всех низших производных и самой переменной. Эти величины, полученные для всех независимых переменных из уравнений системы, используются для образования членов правых частей путем инвертирования, умножения на постоянные и переменные коэффициенты, функционального преобразования, перемножения функций и других необходимых операций. Найденные функции вводятся через цепи обратных связей на входы тех звеньев, где они используются. В ре-

зультате получается замкнутая схема, имеющая свободными только входы для введения функций внешних воздействий (возмущающих сил) и задания начальных условий, т. е. начальных значений тех функций и их производных, которые находятся интегрированием.

Приведем пример составления алгоритма модели для расчета электромагнитных процессов в цепи на рис. 1-9. Схема содержит известные линейные параметры r , L , C , переменное сопротивление $r(t)$ и нелинейное сопротивление, заданное вольт-амперной характеристикой $u_2(i_2)$; э. д. с. источника $e(t)$ также предполагается заданной. Требуется составить аналоговую модель для определения токов и напряжений на всех элементах цепи.

Составим расчетные уравнения по законам Кирхгофа:

$$i_1 r(t) + L_1 \frac{di_1}{dt} + u_2 = e;$$

$$i_3 r_3 + L_3 \frac{di_3}{dt} + u_{C3} - u_2 = 0;$$

$$i_1 - i_2 - i_3 = 0;$$

$$u_2 = u_2(i_2), \quad u_{C3} = \frac{1}{C_3} \int_0^t i_3 dt + u_{C3}(0).$$

Разрешим первое и второе уравнения относительно производных.

Система примет следующий вид:

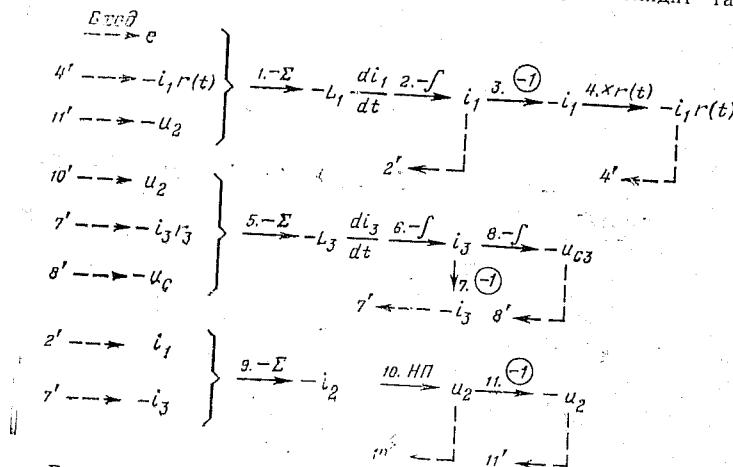
$$L_1 \frac{di_1}{dt} = e - i_1 r(t) - u_2;$$

$$L_3 \frac{di_3}{dt} = u_2 - i_3 r_3 - u_{C3};$$

$$i_1 - i_2 - i_3 = 0;$$

$$u_2 = u_2(i_2), \quad u_{C3} = \frac{1}{C_3} \int_0^t i_3 dt + u_{C3}(0).$$

Алгоритм, составленный по общему методу, выглядит так:



В приведённой записи учтено инвертирование знаков операционными усилителями, опущены только операции умножения на постоянные положительные коэффициенты, не требующие усилителей. Таким образом, составленный алгоритм позволяет производить оценку модели по числу операционных блоков. Число интеграторов равно трем (операции 2, 6, 8), что соответствует порядку системы дифференциальных уравнений.

Обычно сразу возникает вопрос, нельзя ли сократить число операционных усилителей? Замечаем, что результат операций 1 и 5 в решении не используются, и если «пожертвовать» фиксацией напряжений на индуктивностях L_1 и L_3 , то можно операции 1 и 2, а также 5 и 6 выполнить на суммирующих интеграторах. Далее проследим, необходимо ли иметь для всех функций i_1 , i_3 , u_2 также их инвертированные значения; нельзя ли сократить число инверторов в модели? Объединение операций 1 и 2 приведёт к получению результата $-i_1$; этот результат можно использовать при операции 9, если вместо $-i_3$ взять i_3 . Целесообразно также поменять на противоположные все знаки входных величин при операции 5. Проведенный анализ позволяет исключить четыре усилителя. На рис. 1-10 изображена соответствующая структурная схема модели. Схема содержит пять решающих усилителей, один блок нелинейного $r(t)$. Схема устойчива к высокочастотным помехам, так как каждый контур содержит интегратор и нечетное число усилителей.

На составленной модели непосредственно нельзя измерять некоторые напряжения, например u_{L_1} и u_{L_2} . Для их измерения необходимы дополнительные усилители. Напряжение $u_{L_1} = L_1 \frac{di_1}{dt}$ целесообразно формировать не на дифференцирующем звене, а на сумматоре: $u_{L_1} = e - i_1 r(t) - u_2$. Аналогично можно получить u_{L_3} . Заметим, что дополнительные усилители не войдут в контуры обратных связей.

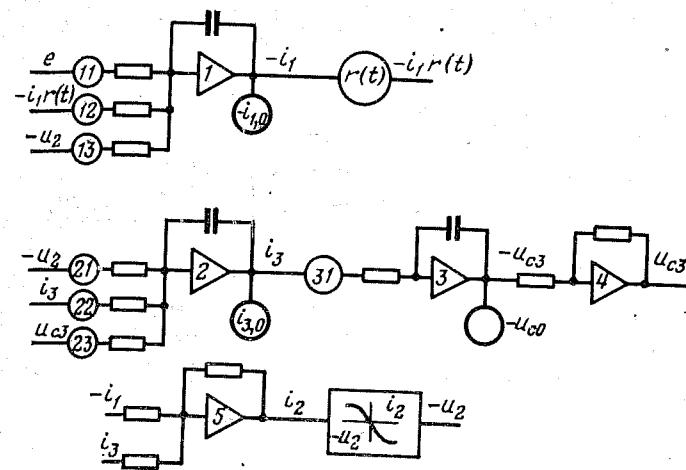


Рис. 1-10. Схема модели для цепи на рис. 1-9.

дели, а будут использованы только в выходных цепях, что не повлияет на устойчивость и точность модели.

На рис. 1-10 пронумерованы входные цепи к усилителям, содержащие потенциометры. Ниже указаны значения коэффициентов передачи

$$\alpha_{11} = \alpha_{12} = \alpha_{13} = \frac{1}{L_1} \frac{m_u m_t}{m_i};$$

$$\alpha_{21} = \alpha_{23} = \frac{1}{L_3} \frac{m_u m_t}{m_i}; \quad \alpha_{22} = \frac{r_3}{L_3} m_t; \quad \alpha_{31} = \frac{1}{C_3} \frac{m_i m_t}{m_u}.$$

Предполагается, что все операционные резисторы и конденсаторы модели имеют соответственно номиналы 1 МОм и 1 мкФ. Принято также, что все токи моделируются в одном масштабе m_i , а все напряжения — в одном масштабе m_u .

Наряду с общим методом программирования используются также другие приемы решения дифференциальных уравнений. В [Л. 1, 2] подробно рассматриваются эффективные методы программирования линейных дифференциальных уравнений вида (1-3). Эти методы могут применяться и при исследовании нелинейной системы — для моделирования ее линейной части.

Одним из основных вопросов при создании оптимального варианта модели является вопрос о необходимом количестве усилителей. Как правило, стремятся найти вариант с минимальным количеством усилителей. Дело не только в экономичности; модель с меньшим числом усилителей работает более устойчиво и точно.

Поиск оптимального алгоритма обычно производится на основе тождественных преобразований исходных уравнений. Иногда для линейной схемы вместо уравнений Кирхгофа целесообразно использовать уравнения для контурных токов или для узловых потенциалов. Заметим, что уменьшение числа расчетных уравнений по сравнению с полной системой уравнений Кирхгофа вовсе не означает, что схема модели будет иметь меньшее количество операционных блоков. Однако при правильно выбранном алгоритме структурная схема будет содержать меньшее число усилителей, входящих в замкнутые контуры обратных связей. Часть усилителей будет использоваться только в выходных цепях (например, истинные токи, равные алгебраическим суммам контурных токов, формируются на выходных сумматорах).

Следует считать недопустимым вариант структурной схемы, в которой число интеграторов, входящих в замкнутые контуры, превышает степень характеристического уравнения моделируемой системы. Такая модель может давать ошибочное решение (искажаются истинные и появляются ложные корни). Этот вопрос достаточно подробно излагается в [Л. 6, гл. 2].

Эффективным при поисках оптимальной структурной схемы является метод тождественных преобразований самих блок-схем взамен преобразований уравнений. В [Л. 2] подробно излагаются правила, по которым производятся различные перестановки и объединения блоков, смещаются точки приложения возмущающих сил и т. д. Одно из важных правил перемещения операционных блоков состоит в том, что в линейной части модели можно изменить положение любого числа элементов, если обеспечить сохранение коэффициента усиления каждого контура.

Расчет параметров модели. В исходных уравнениях, описывающих электромагнитный процесс в линейной электрической цепи, коэффициенты при переменных — это числовые значения параметров r , L , C цепи для исследуемого режима. В машинных уравнениях коэффициенты определяются числовыми значениями резисторов R , емкостей C и величинами a , устанавливаемых на потенциометрах модели. Соответствие между реальными и машинными переменными установлено масштабами. Чтобы машинные уравнения были тождественны исходным, необходимо рассчитать параметры модели a , R , C

по заданным параметрам цели и выбранным масштабам переменных.

В передаточные коэффициенты операционных блоков входят комбинации параметров a , R , C , например для сумматора $K_i = a_i \frac{R_0}{R_i}$, для интегратора $K_i = a_i \frac{1}{R_i C_0}$ и т. д. (§ 1-1). Поэтому существует известный произвол в выборе величин отдельных параметров модели, важно только обеспечить нужные значения передаточных коэффициентов. Удобно принять, что все резисторы и емкости модели имеют один фиксированный номинал, например $R=1$ МОм, $C=1$ мКФ; при этом $K_i=a_i$, т. е. расчету подлежат только коэффициенты, устанавливаемые на потенциометрах. То обстоятельство, что выставить $a_i > 1$ на потенциометре невозможно, не является существенным препятствием для применения рассматриваемой методики; в случае $a_i > 1$ следует уменьшить величину R_i по соответствующему входу, например, $a_i=3$ следует понимать как $a_i=0,3$ при $R_i=0,1$ МОм ($3=0,3 \frac{1}{0,1}$).

Конечно, возможны различные варианты реализации передаточных коэффициентов (иногда использовать потенциометр просто нецелесообразно), однако в универсальных АВМ установка дробных коэффициентов осуществляется, в основном, с помощью потенциометров. Как изменять параметры R и C блока для получения нужного значения передаточного коэффициента, видно из формул в табл. 1-1, и для элементарных звеньев это легко усваивается.

Условия тождественности исходных и машинных уравнений устанавливаются переходом от первых уравнений ко вторым путем выражения реальных переменных через машинные переменные с учетом масштабов и приравниванием соответствующих коэффициентов. Практически равносечен этому способу обратный прием — переход от машинных уравнений к исходным. В [Л. 2] описана другая методика масштабирования модели, основанная на преобразовании блок-схем.

Рассмотрим порядок определения коэффициентов модели на простом примере. Пусть имеется уравнение

$$u = \frac{d\Phi}{dt} + ir$$

или

$$p\Psi = u - ir \quad \left(p = \frac{d}{dt} \right). \quad (1-11)$$

Предположим, функции u и i известны, необходимо определить Ψ . Это выполняется с помощью суммирующего интегратора с двумя входами, на которые подаются напряжения $u_1 = \bar{u}$ и $u_2 = -\bar{i}$. Напряжение на выходе будет $u_{\text{вых}} = -\bar{\Psi}$.

Здесь $\bar{u} = \frac{u}{m_u}$, $\bar{i} = \frac{i}{m_i}$, $\bar{\Psi} = \frac{\Psi}{m_\Psi}$ — машинные переменные; m_u , m_i , m_Ψ — масштабы. Составим машинное уравнение, полагая $R_1 = R_2 = 1$ МОм, $C_0 = 1$ мкФ:

$$\bar{p}\bar{\Psi} = \bar{u}\alpha_1 - \bar{i}\alpha_2. \quad (1-12)$$

Подставим в (1-11) выражение реальных переменных через машинные, учитывая также, что $p = \bar{p} \frac{1}{m_t}$ (так как $m_t = \frac{t}{\bar{t}} = \frac{\bar{p}}{p}$):

$$\begin{aligned} \bar{p} \frac{1}{m_t} \bar{\Psi} m_\Psi &= \bar{u} m_u - \bar{i} m_i r \quad \text{или} \\ \bar{p} \bar{\Psi} &= \bar{u} \frac{m_u m_t}{m_\Psi} - i \frac{m_i m_t}{m_\Psi} r. \end{aligned} \quad (1-11')$$

Уравнения (1-11') и (1-12) тождественны, если

$$\alpha_1 = \frac{m_u m_t}{m_\Psi}, \quad \alpha_2 = \frac{m_i m_t}{m_\Psi} r.$$

Для определения α_1 , α_2 по второму способу в (1-12) выразим \bar{u} , \bar{i} , $\bar{\Psi}$, \bar{p} через u , i , Ψ , p :

$$\begin{aligned} pm_t \frac{\Psi}{m_\Psi} &= \frac{u}{m_u} \alpha_1 - \frac{i}{m_i} \alpha_2 \quad \text{или} \\ p\Psi &= u \frac{m_\Psi}{m_u m_t} \alpha_1 - i \frac{m_\Psi}{m_i m_t} \alpha_2. \end{aligned} \quad (1-12')$$

Приравнивая соответствующие множители в (1-11) и (1-12'), получим:

$$\frac{m_\Psi}{m_u m_t} \alpha_1 = 1, \quad \frac{m_\Psi}{m_i m_t} \alpha_2 = r,$$

откуда определяются α_1 и α_2 .

При моделировании бромоздкой системы уравнений удобно рассчитывать коэффициенты модели отдельно для каждого операционного блока так же, как это сделано в рассмотренном примере.

Числовые значения коэффициентов зависят от выбранных масштабов переменных. Масштаб для зависимой переменной должен быть взят таким, чтобы ее максимальное значение не превосходило максимального напряжения в модели (обычно 100 В). Однако до решения задачи экстремальные величины переменных неизвестны. Самым практическим оказывается такой путь: вначале определяются на основе физических соображений и грубого расчета ориентировочные максимумы величин и выбираются масштабы. По этим данным рассчитываются коэффициенты модели. Пробный пуск модели покажет, как изменить масштабы, чтобы обеспечить нормальный режим.

Масштаб времени определяет скорость решения задачи. Слишком медленное решение приводит к накоплению большой ошибки за счет интегрирования напряжений дрейфа. Слишком быстрое решение приводит к возрастианию динамических погрешностей, особенно фазовых сдвигов, и часто обуславливает самовозбуждение модели. В обычных «медленных» АВМ при исследовании периодических процессов целесообразно машинную частоту устанавливать не более 1—2 Гц; иногда удобно принимать целым числом ω , например $\omega = 1; 2; 5; 10$ 1/с.

Отметим важное свойство коэффициентов усиления для замкнутых контуров модели. Известно, что коэффициент усиления по контуру равен произведению коэффициентов всех звеньев, составляющих контур. При фиксированном масштабе времени произвольное изменение масштабов зависимых переменных не влияет на величину коэффициента усиления по контуру. Масштаб переменной входит в выражение коэффициентов тех звеньев, где она используется, и, следовательно, влияет на коэффициенты этих звеньев. Однако при произведении всех коэффициентов контура масштабы сокращаются, так как каждая переменная является выходной величиной предыдущего звена и входной величиной следующего. Сформулируем положения, имеющие важное практическое значение [Л. 2]:

1. Изменение масштабов зависимых переменных приводит к изменению коэффициентов звеньев модели и,

таким образом, влияет на величину выходных напряжений этих звеньев.

2. Изменение масштабов зависимых переменных не влияет на коэффициенты усиления по замкнутым контурам модели; величины последних определяются в общем случае значениями параметров исследуемой системы и масштабом времени.

3. Изменение масштаба времени приводит к изменению контурных коэффициентов усиления для тех контуров, которые содержат хотя бы один интегратор или дифференциатор.

Этими положениями следует руководствоваться при изменении масштабов для обеспечения удовлетворительного решения задачи и необходимой точности. Очевидно, что напряжение ни на одном блоке не должно в процессе решения превышать U_{\max} модели (100 В); слишком низкий уровень напряжения (менее 1 В) на отдельных блоках также нежелателен — это увеличивает погрешность. Очень малые значения коэффициентов вызываются с большой погрешностью; очень большие коэффициенты для блоков и особенно для контуров могут вызвать самовозбуждение модели. О влиянии скорости решения на работу модели говорилось выше. Отметим, что для замедления решения (т. е. уменьшения масштаба времени), в n раз нужно все входные коэффициенты всех интеграторов уменьшить в n раз; при этом максимальное напряжение на любом блоке модели остается прежним: масштабы переменных не зависят от масштаба времени.

1-5. РАБОТА НА АВМ

Вначале производят пробные пуски с следующей целью:
определить уровни напряжений на выходах всех блоков модели и при необходимости изменить некоторые из них за счет пересмотра масштабов переменных;

определить уровень высокочастотных помех на выходах блоков;
оценить устойчивость модели;
оценить погрешность от интегрирования дрейфов за время решения задачи при выбранном масштабе времени.

В процессе пробных пусков производится отладка модели, т. е. находятся удовлетворительное сочетание ее параметров, обеспечивающих устойчивость и необходимую точность. Уровень высокочастотного шума снижается при замедлении скорости вычислений, однако чрезмерно медленный темп нежелателен. Для гашения генерации при выбранном масштабе времени целесообразно вводить в модель стабилизирующие элементы, например шунтировать не-

большими емкостями резисторы обратных связей некоторых сумматоров и т. д. (§ 1-2). Источниками помех являются усилители с неудовлетворительно отрегулированными вибропреобразователями, электрические, диодные и другие функциональные преобразователи. Наладку этих элементов модели нужно производить тщательно. Иногда, несмотря на принятые меры, самовозбуждение модели устранить не удается. Если исследуемый процесс имеет устойчивое решение, что означает, что структурная схема составлена неудачно, и нужно искать другой алгоритм модели.

Не исключено, что генерация является результатом ошибки при сборке схемы (в контуре пропущен или поставлен лишний инвертор, на блоке нелинейности перепутан квадрант, в котором набрана кривая и т. д.). Поэтому прежде всего следует рационально организовать сборку схемы: промаркировать блоки, придерживаться определенного порядка в присоединении коммутационных шин, внимательно проверять соответствие установленных коэффициентов расчетным.

Приближенную оценку влияния дрейфов на точность модели можно выполнить следующим образом: в полной схеме модели отключить источники внешних воздействий и произвести пуск при нулевых начальных условиях; через время, соответствующее максимальной длительности однократного решения, произвести остановку и измерить напряжение на выходах усилителей.

Включение в блоки стабилизирующих элементов увеличивает динамическую погрешность, которая зависит от величины вводимых параметров и скорости изменения рабочих сигналов. Об оценке вносимой погрешности см. § 1-2.

Удовлетворительная работа отдельных блоков и всей схемы в целом является необходимым, но не достаточным условием получения правильного решения задачи. Погрешность решения в первую очередь зависит от точности математического описания. Результатирующая погрешность, определяемая приближенным описанием исследуемого процесса и точностью реализации исходных уравнений на АВМ, как правило, не может быть рассчитана заранее: такой расчет выполнить сложнее, чем непосредственно получить решение задачи, не прибегая к математическому моделированию.

Наиболее достоверным критерием точности решения являются результаты моделирования контрольных режимов. При контролльном моделировании в качестве исходных данных должны использоваться достоверные экспериментальные характеристики исследуемого объекта. Следует обязательно учитывать, с какой точностью проводился эксперимент, т. е. насколько точно измерены параметры объекта, возмущающие силы и реакции.

После отладки модели приступают непосредственно к решению задачи. Для эффективного использования аналоговой машины нужно составить четкую рабочую программу, подготовить таблицы входных данных и регистрируемых величин.

Часто при анализе процессов в исследуемом устройстве интересуются не только характеристиками, соответствующими заданным параметрам, но и пытаются найти такое сочетание параметров, которое обеспечивает нужную характеристику. Следует иметь в виду, что обычные «медленные» АВМ не предназначены для оптимизационных расчетов. Определить удовлетворительное сочетание параметров на такой модели удается только простым перебором вариантов. Количество изменяющихся параметров и их числовых значений

должно быть весьма ограниченным, иначе объем работы по анализу возможных комбинаций станет невыполнимым.

В рабочей программе нужно наметить, какие режимы доста-точно проанализировать грубо, ограничиваясь визуальным наблюдением, а какие следует зафиксировать, какие выходные величины нужно регистрировать, какая точность требуется и т. д. Следует ориентировочно оценить машинное время решения задачи.

При работе на АВМ необходимо периодически делать проверку нулей усилителей и стабильности питания, контролировать правильность воспроизведения нелинейных характеристик функциональными блоками.

Переходя к решению очередного варианта задачи, нужно внимательно проверять установку коэффициентов и начальных условий. При рациональной маркировке блоков и определенной последовательности операций быстро вырабатывается необходимая коорди-нация, уменьшается вероятность ошибки.

Об организации работ на АВМ здесь приведены общие замечания. Более конкретные указания сделать затруднительно, так как логовой машины, наконец, от личных привычек исследователя.

1-6. ФИКСАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ

При анализе переходных процессов обычно регистрируются мгновенные значения переменных $f(t)$. Если реше-щая обработка позволяет в принципе определять все необходимые параметры процесса. С другой стороны, характеристические параметры процесса можно измерить, не прибегая к осциллографированию. Ниже описаны схемы для определения некоторых мгновенных и интегральных характеристик.

При грубой оценке мгновенных величин, если реше-ние производится достаточно медленно, показания счи-тывают по вольтметру, не прерывая решения. Вследствие инерционности прибора здесь возможны значительные погрешности измерения. Более точный результат можно получить при использовании двухлучевого осциллогра-фа, подавая на один из входов калибровочный сигнал.

Точные измерения делаются в режиме «останов». Момент останова может быть запрограммирован. Основным логическим устройством в АВМ является триггерная схема сравнения двух сигналов (рис. 1-11). Сигналы x_1 и x_2 подаются на вход усилителя, реализующего идеальную релейную характеристику. К выходу усилителя подключено двухпозиционное реле P . Регулируя уровни выходного напряжения u_1 и u_2 с помощью потенциометров 1 и 2, можно обеспечить срабатывание реле при перехо-

де разности $x_1 - x_2$ через нуль. Контакты реле используются для переключений в схеме модели, в частности для останова.

На рис. 1-12, а приведена схема для останова через заданное время t_0 , позволяющая фиксировать достигну-тые мгновенные значения функций. Наоборот, с помо-щью схемы на рис. 1-12, б можно определять время до-стижения функцией $f(t)$ заданного значения A .

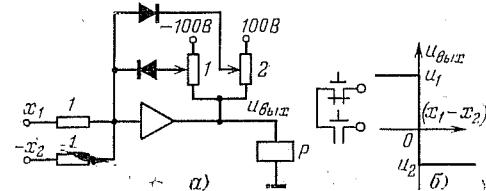


Рис. 1-11. Схема сравнения двух сигналов (а) и ее характеристика (б).

В схемах рис. 1-12, а, б на вход интегратора подает-ся постоянное напряжение, поэтому выходное напряже-ние пропорционально времени интегрирования.

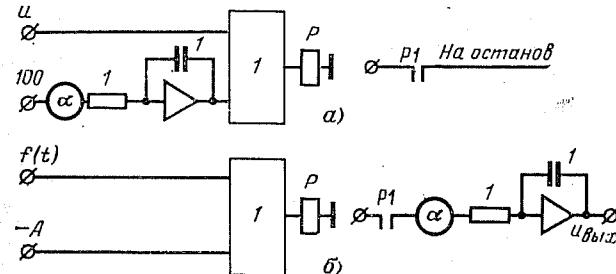


Рис. 1-12. Схема для фиксации мгновенного значения функции через заданное время после пуска модели (а) и схема для фиксации вре-мени, за которое функция достигнет заданного значения A . $t_0 = u_{\text{вых}}/100 \alpha$; 1 — схема сравнения (рис. 1-11).

С помощью подобных схем можно измерять интер-валы, когда $f(t) > A$ или $f(t) < A$, в частности время меж-ду переходами функции через нуль.

На рис. 1-13 приведена схема триггерного устройст-ва, реагирующего на знак производной входной функ-ции. Функция $f(t)$ подается на вход дифференцирую-щего усилителя с диодными ограничителями в обратной

связи. Роль резистора обратной связи играют обратные сопротивления диодов. При этом коэффициент усиления получается настолько большим, что при изменении знака производной происходит практически мгновенный скачок выходного напряжения на величину $|u_1 + u_2|$. Уровни u_1 и u_2 задаются потенциометрами 1 и 2. Для устойчивости работы усилителя во входную цепь следует включать небольшое сопротивление.

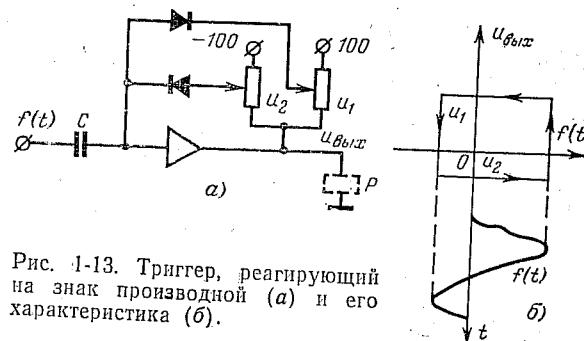


Рис. 1-13. Триггер, реагирующий на знак производной (a) и его характеристика (б).

Рассматриваемую схему можно применять для измерения экстремумов функций, а также интервалов времени между экстремумами, используя контакты реле для соответствующих переключений.

Для запоминания мгновенных значений функций на время измерения можно использовать одну из схем рис. 1-14. В схеме рис. 1-14, а нужно предусмотреть цепь

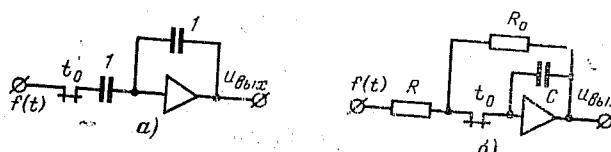


Рис. 1-14. Схемы для запоминания мгновенных значений функции.

разряда конденсатора для подготовки схемы к очередному измерению. В схеме 1-14, б [Л. 2] при условии достаточной малости постоянной времени R_0C выходное напряжение будет копировать функцию $f(t)$, а после размыкания ключа сохранит значение $f(t_0)$, соответствующее моменту размыкания.

Если ключ управляет триггером, реагирующим на знак производной (рис. 1-13), получится схема для фиксации максимальных значений функций.

Если создать периодический режим включений, используя схему рис. 1-11, получится схема выборки и фиксации мгновенных значений функции. Для периодического режима в качестве управляющих сигналов x_1 и x_2 можно использовать синусоидальное и постоянное напряжения.

На рис. 1-15 приводится простая схема для измерения модуля функции. В [Л. 1] описываются более сложные прецизионные схемы.

Измерение интегральных значений функций $f(t)$: среднего

$$F_a = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} f(t) dt;$$

среднего по модулю (среднего выпрямленного)

$$F_{ep} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} |f(t)| dt;$$

действующего

$$F = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} f^2(t) dt}$$

производится с применением интегратора, время работы которого T задается при помощи реле. В качестве примера рассмотрим одну из схем (рис. 1-16) для измерения действующего значения функции, близкой к периодической (например, вторичный ток трансформаторов тока в переходном режиме). Измерение целесообразно производить по «полупериодам», осуществляя разряд интегрирующего конденсатора в моменты перехода функции через нуль. Режим переключения задается схемой сравнения двух сигналов 1, один из которых — модуль функции $|f(t)|$, а другой — малое постоянное напряжение (около 0,2 В). За время замыкания контак-

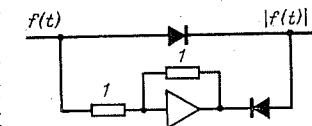


Рис. 1-15. Схема для получения модуля функции.

та P_1 конденсатор должен полностью разряжаться. Подсчет значения за период производят по формуле

$$F \approx \sqrt{\frac{1}{T} (u_k + u_{k+1})},$$

где u_k, u_{k+1} — напряжения, измеренные на выходе интегратора за два соседних промежутка времени t_h и t_{h+1} , приближительно составляющих в сумме период T .

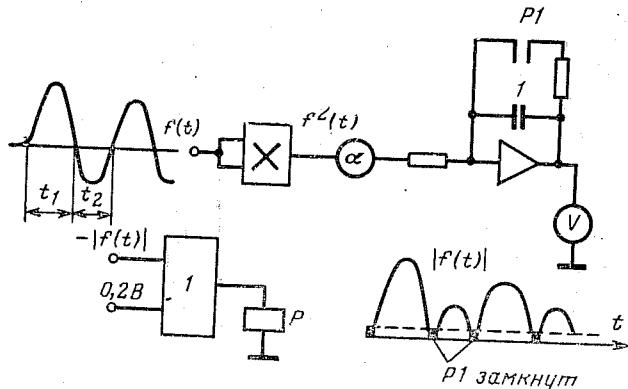


Рис. 1-16. Схема для измерения действующего значения функции, близкой к периодической.
I — схема сравнения двух сигналов.

При невысокой скорости решения ($\bar{\omega} = 1 \text{ Гц}$) измерения производятся без останова машины: моменты считываения показаний довольно точно определяются на глаз, так как при подходе $f(t)$ к нулю напряжение u_k изменяется медленно. Погрешность при измерении действующего значения описанным способом обычно не превосходит 5%.

При анализе периодических несинусоидальных режимов часто требуется определить гармонический состав функций. Используя запись ряда Фурье в виде

$$f(t) = A_0 + \sum B_k \sin k\omega t + \sum A_k \cos k\omega t,$$

где

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} f(t) dt;$$

$$B_k = \frac{2}{T} \int_t^{t+T} f(t) \sin k\omega t dt;$$

$$A_k = \frac{2}{T} \int_t^{t+T} f(t) \cos k\omega t dt,$$

легко собрать схемы для определения коэффициентов A_0, B_k, A_k . Постоянная A_0 — среднее значение функции за период — измеряется с помощью интегратора. Коэффициенты B_k, A_k вычисляются при помощи измерительных схем, содержащих блок умножения и интегратор. На один вход блока умножения подается несинусоидальная функция $f(t)$, на другой — синусоида или косинусоида, имеющая частоту выделяемой гармоники $k\omega$ и амплитуду 100 В. Точность измерений существенно зависит от того, насколько синхронизированы генераторы основной частоты и k -й гармоники. Поэтому нужно использовать генераторы стабилизированных синусоидальных колебаний (§ 3-1).

ГЛАВА ВТОРАЯ

ХАРАКТЕРИСТИКИ ФЕРРОМАГНИТНЫХ СЕРДЕЧНИКОВ И ИХ МОДЕЛИРОВАНИЕ НА АВМ

2-1. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ СОСТАВЛЕНИЯ СХЕМ ЗАМЕЩЕНИЯ

В теории цепей магнитное поле описывается величиной магнитных потоков, сцепленных с электрическими контурами (обмотками), в которых протекают токи или индуцируются э. д. с. Магнитопровод с расположенными на нем обмотками представляется в виде цепи с сосредоточенными параметрами. Элементами магнитной цепи являются м. д. с. обмоток и магнитные сопротивления участков магнитопровода.

При расчетах замкнутых магнитных систем с небольшими зазорами пренебрегают потоками рассеяния, считая, что силовые линии индукции В замыкаются только по сердечникам и имеют вид линий, подобных средним осевым линиям магнитопровода. Если перечерченные размеры сердечника много меньше его длины, то из участка постоянного сечения S поле можно считать однородным; такой участок заменяют сосредоточенным магнитным сопротивлением $R_m = l / (\mu S)$, где l — средняя линия. Распределение обмоток с токами влияет на конфигурацию поля, однако в случае пренебрежения потоками рассеяния м. д. с. каждой обмотки можно принять сосредоточенной. Величины основных магнитных потоков определяются полными намагничивающими силами, сцепленными с магнитными контурами.

Расчет разомкнутых магнитных систем можно только приблизенно выполнить методами теории цепей, а для этого необходимо вследствие сложной конфигурации поля рассеяния в схемах замещения таких систем вводить магнитные сопротивления для потоков рассеяния, ориентировавшись на конфигурацию поля с помощью физического моделирования или пользуясь результатами расчета близких по геометрии магнитных систем [Л. 10, 11].

На рис. 2-1 приведены различные изображения участка магнитной цепи, стрелками указаны условные положительные направления токов в обмотках.

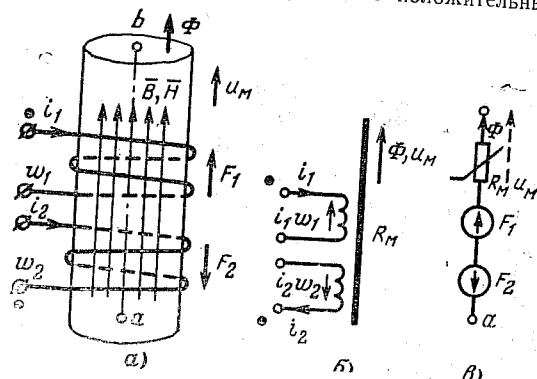


Рис. 2-1. Стержень с обмотками — ветвь магнитной цепи.

а — участок магнитопровода с заданными токами в обмотках; б — его изображение на электрических схемах; в — эквивалентная схема — электрический аналог.

ления скалярных величин: магнитного потока Φ , м. д. с. F , магнитного напряжения u_m . Величины Φ и u_m для участка магнитопровода на рис. 2-1,а вычисляются следующим образом:

$$\Phi = \int_S \vec{B} d\vec{S} = BS;$$

$$u_m = \int_a^b \vec{H} d\vec{l} = HI = \Phi R_m.$$

Положительное направление м. д. с. $F=iw$ связано с положительным направлением тока i в обмотке правилом правого винта. На схеме рис. 2-1,б направление намотки обмоток не указано, поэтому здесь нельзя без дополнительных сведений установить положительное направление тока положительное направление м. д. с. Часто усматриваются такие изображения обмотки на схеме, подобной рис. 2-1,б, чтобы условные положительные i и F совпадали, как это имеет место для обмотки w_2 .

Точкими (•) указывается полярность (одноименные зажимы) обмоток. При одинаковой ориентации токов относительно одноимен-

ных зажимов м. д. с. обмоток складываются, в противном случае вычитаются. Для неразветвленного магнитопровода с несколькими обмотками всегда можно расставить (•) так, чтобы взаимные индуктивности M между любой парой обмоток были положительными числами. В случае сложного магнитопровода требование $M>0$ можно выполнить только для отдельной пары неподвижных обмоток, поэтому каждая пара должна маркироваться своими особыми знаками (•, *, +, ▲ и т. д.). Если же считать M алгебраическим числом, то можно произвольно пометить по одному зажиму каж-

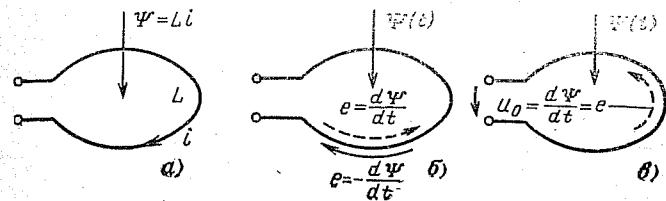


Рис. 2-2. Положительные направления тока, потокосцепления, э. д. с., напряжения.

дой обмотки (•) и указать для этой маркировки знаки взаимных индуктивностей M всех пар обмоток. Первый способ, когда принято $M>0$, оказывается более удобным в эксплуатации и принят при анализе устройств релейной защиты [Л. 12].

В уравнения для электрических цепей входят токи, напряжения и э. д. с., индуцированные в обмотках. На рис. 2-2 показана связь между этими величинами при различных принятых положительных направлениях. На рис. 2-2,а изображен контур с индуктивностью L ; положительное направление собственного потокосцепления $\Psi=Li$ связано положительным с направлением тока в контуре правилом правого винта.

На рис. 2-2,б контур сцеплен с изменяющимся потокосцеплением $\Psi(t)$; в контуре индуцируется э. д. с., равная в соответствии с законом электромагнитной индукции производной потокосцепления во времени, взятой со знаком минус, если положительные направления Ψ и e составляют правый винт, и со знаком плюс — в противоположном случае (пунктирная стрелка). Указанное правило знаков отражает принцип электромагнитной инерции (принцип Ленца).

Напряжение на зажимах контура вычисляется и измеряется по внешнему пути (в области, где практически нет изменяющегося магнитного поля), а э. д. с. контура — по внутреннему пути. Если направления u_0 (сплошная) и e (пунктирная стрелка) соответствуют непрерывному обходу контура (как показано на рис. 2-2,б), то $u_0 = -e$; если стрелки встречные, то $u_0 = e$, где u_0 — напряжение на щедальной обмотке ($r=0$) или на реальной обмотке при холостом ходе ($i=0$).

В рассматриваемых схемах положительные направления э. д. с. выбраны независимо от направления вычисления токов. Такая система получила распространение в энергетике, причем стремятся направления u_0 и e выбирать так, чтобы $u_0 = e$. Это значительно

упрощает векторные диаграммы при анализе сложных схем, содержащих генераторы, двигатели, трансформаторы и т. д.

Выше отмечалось, что при расчете магнитных цепей часто пренебрегают неоднородностью поля в сердечниках, создаваемой потоками рассеяния. Однако э. д. с., индуцированные потоками рассеяния в обмотках, обычно учитываются. Как правило, реальную обмотку заменяют идеальной, вынося во внешнюю цепь ее активное сопротивление r и индуктивность L_s , учитывая потокосцепление

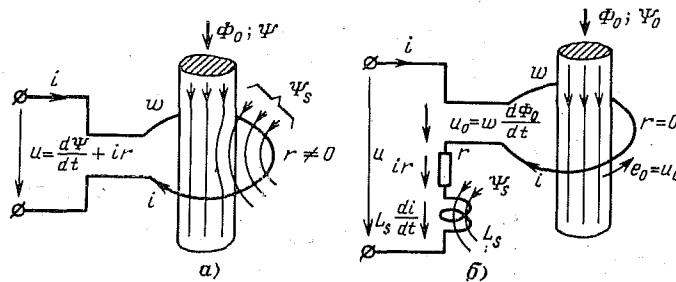


Рис. 2-3. Катушка с ферромагнитным сердечником (а) и ее эквивалентная схема с выделенной идеальной обмоткой (б). Обмотка изображена в виде витка.

рассеяния $\Psi_s = L_s i$, как показано на рис. 2-3. Полное потокосцепление с обмоткой равно $\Psi = w\Phi_0 + \Psi_s$. Для исходной схемы (рис. 2-3, а) и ее схемы замещения (рис. 2-3, б) справедливо уравнение

$$u = w \frac{d\Phi_0}{dt} + ir + L_s \frac{di}{dt},$$

т. е. схемы эквивалентны.

Магнитный поток Φ_0 , замыкающийся по магнитопроводу, называют основным потоком; потокосцепление $\Psi_0 = w\Phi_0$ — основным потокосцеплением; э. д. с. e_0 , обусловленную потокосцеплением Ψ_0 , — основной э. д. с.

На схеме рис. 2-3, б положительное направление основной э. д. с. взято так, что она равна напряжению на идеальной обмотке u_0 , т. е. против тока. Так как положительные направления e_0 и Φ_0 составляют при этом левый винт, закон электромагнитной индукции записывается следующим образом: $e_0 = d\Psi_0/dt$. Часто e_0 , вычисляемую указанным способом, называют противо-э. д. с., так как положительные направления i и e_0 противоположны.

Вынесение параметров r , L_s обмоток во внешние цепи позволяет заменять магнитную связь между обмотками, расположеннымными на одном сердечнике, эквивалентной электрической связью. В случае, когда обмотки имеют одинаковое число витков (рис. 2-4, а), э. д. с., индуцированные основным потоком, а следовательно, и напряжения u_0 на идеальных обмотках будут одинаковы. Параллельное соединение этих обмоток и последующая их замена одной обмоткой не изменяет режима работы схемы. На рис. 2-4, б показана эквивалентная Т-образная схема замещения двух обмоток. Цепь с током $i_0 = i_1 - i_2$ называют ветвью намагничивания.

На исходной схеме (рис. 2-4, а) отсчет напряжений произведен независимо от направления токов в обмотках. Подобная система положительных направлений соответствует на схеме (рис. 2-4, б) отсчету токов и напряжений для пассивного четырехполюсника, питаемого со стороны зажимов 1—1'. Такая система общепринята для трансформаторов тока [Л. 12], так как при анализе установившихся режимов ей соответствует компактная векторная диаграмма, удобная для практического использования.

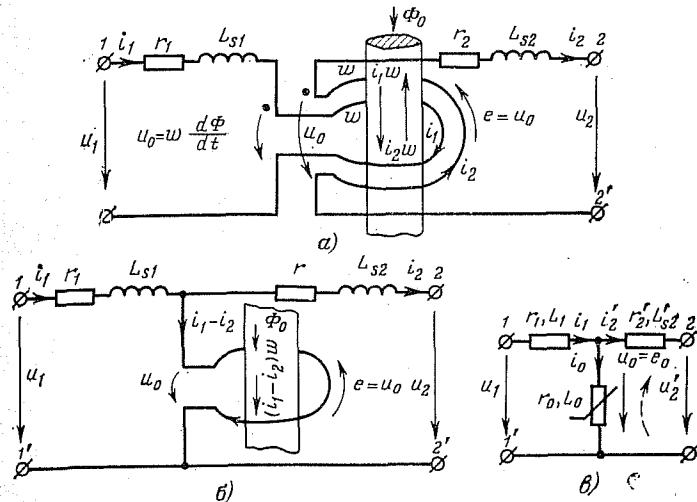


Рис. 2-4. Замена магнитной связи двух катушек эквивалентной электрической связью.

а — две катушки с одинаковым числом витков w . Выделенные идеальные обмотки изображены в виде одиночных витков; б — эквивалентная схема замещения с одной идеальной обмоткой на реальном сердечнике; в — электрическая схема замещения для случая двух катушек с разными числами витков w_1 и w_2 .

На рис. 2-4, в показана схема замещения для сердечника с двумя обмотками, имеющими разное количество витков. На схеме приведены величины токов, напряжений и параметров одной из цепей (приведенные величины помечены штрихами). Операция приведения состоит в уравнивании числа витков обмоток с одновременным изменением всех параметров таким образом, чтобы уравнения для приведенных цепей остались тождественными исходным. При приведении к виткам w_1 (рис. 2-4, в) приведенные величины для вторичной цепи будут равны:

$$i'_2 = i_2 \frac{w_2}{w_1}, \quad u'_2 = u_2 \frac{w_1}{w_2}, \quad r'_2 = r_2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2,$$

$$L'_{s2} = L_{s2} \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2.$$

Необходимо также приводить все параметры внешних цепей, подключаемых к зажимам 2—2' (по аналогичным формулам).

Подобным образом можно получить схему замещения для n обмоток, расположенных на одном стержне, и привести схему к виткам любой k -й обмотки. Намагничивающий ток i_0 при этом будет равен:

$$i_0 = \sum_{m=1}^n \pm i_m \frac{w_m}{w_k}$$

Т-образная схема замещения может быть использована и в тех случаях, когда между обмотками (рис. 2-4,а) имеется значительная магнитная связь по воздуху. При этом в схеме замещения (рис. 2-4,б) должна быть указана взаимная индуктивность M между индуктивностями L_{s1} и L_{s2} . Для упрощения эту магнитную связь обычно заменяют эквивалентной электрической связью, изменения параметры рассмотренной ранее Т-образной схемы следующим образом. В ветви намагничивания последовательно с нелинейной индуктивностью L_0 включают линейную индуктивность, равную M , а в плечах схемы заменяют величины L_{s1} и L_{s2} на $L_{s1}-M$ и $L_{s2}-M$ соответственно. Подчеркнем, что в данном случае результирующая характеристика ветви намагничивания Ψ (i_0) относится не только к сердечнику, а к конструкции устройства в целом.

Электрические схемы замещения применяются также для анализа устройств со сложными магнитопроводами, например трансформаторных реле [Л. 57]. Эквивалентные преобразования уравнений при составлении соответствующих схем замещения производятся с учетом распределения потоков по стержням.

В заключение отметим, что если схемы замещения получены тождественным преобразованием уравнений для исходных схем, то они пригодны для анализа как установившихся, так и переходных режимов, пока приемлемы исходные допущения. Так, для схемы на рис. 2-4,а принято:

1. Индуктивности рассеяния L_{s1} и L_{s2} — линейны.
2. Отсутствуют потоки рассеяния, сцепленные с обеими обмотками w_1 и w_2 .
3. Отсутствуют емкостные связи, обусловленные токами смещения между витками обмоток и между обмотками.

Первое допущение приемлемо в большинстве случаев, так как значительная часть пути замыкания потоков рассеяния проходит вне ферромагнетика. Второе допущение приемлемо, когда основной магнитный поток Φ_0 много больше потоков рассеяния. При глубоком насыщении наличие магнитной связи между обмотками по воздуху обуславливает расхождение характеристик холостого хода $E_0(I_1)$ и $E_2(I_1)$ при $I_2=0$. Третье допущение приемлемо при анализе низкочастотных режимов; исследование импульсных воздействий с крутыми фронтами нельзя производить без учета емкостей обмоток.

Наличие в схеме замещения «ветви намагничивания», т. е. участка цепи с идеальной обмоткой и реальным сердечником, позволяет выделить физические процессы в ферромагнетике.

2-2. ХАРАКТЕРИСТИКИ НАМАГНИЧИВАНИЯ

Нелинейность и неоднозначность зависимости $B(H)$ для ферромагнетиков является одной из основных трудностей расчета цепей со сталью. Обычно расчет производится

с использованием экспериментально снятых кривых намагничивания. Вид этих характеристик зависит от условий опыта (формы образца, режимов перемагничивания, методов измерений). В обширной литературе по ферромагнетизму и магнитным измерениям [Л. 13—17] на основе анализа физических процессов в ферромагнетиках описаны различные методы получения магнитных характеристик и указаны области их применения.

Рассмотрим некоторые из магнитных характеристик для простого замкнутого сердечника постоянного сечения. Положим, что магнитное поле сердечника возбуждается м. д. с. $F=iw$ равномерно распределенной обмотки. Напряженность магнитного поля H для некоторой средней линии l будет равна $H=iw/l$.

Если ширина сердечника мала по сравнению с его длиной, то l вычисляется как среднее арифметическое между наружным l_n и внутренним l_v периметрами $l = \frac{l_n + l_v}{2}$. Иногда применяют другие формулы. Так, для широких торов ($D_n/D_v > 1,4$) рекомендуется [Л. 15] вычислять средний гармонический диаметр

$$D = \frac{D_n - D_v}{\ln \frac{D_n}{D_v}}, \quad l = \pi D;$$

D_n, D_v — наружный и внутренний диаметры тора.

Напряженность поля, вычисленная при использовании среднего гармонического диаметра тора, соответствует среднему по сечению значению H , если принять $\mu = \text{const}$ *.

Среднее по сечению значение магнитной индукции вычисляется как

$$B = \frac{\Phi}{S} = \frac{\Psi}{w_n S},$$

где Φ — поток в сердечнике; S — чистое сечение стали; Ψ — потокосцепление с измерительной обмоткой w_n .

Для узкого тороидального сердечника с равномерно распределенной намагничивающей обмоткой магнитное поле можно считать однородным во всем объеме магнитопровода. Поэтому характеристика намагничивания сердечника $B_{\text{серд}}(H_{\text{серд}})$, построенная по экспериментальной

* Везде через μ обозначена абсолютная магнитная проницаемость.

кривой $\Psi(i)$, близка к характеристике намагничивания материала $B(H)$.

Экспериментально снятая характеристика $B_{\text{серд}}(H_{\text{серд}})$ является зависимостью удельного потокосцепления $\Psi/\omega_n S$ от удельной м. д. с. $(i\omega/l)$ и может значительно отличаться от кривой намагничивания материала $B(H)$ приводимой в справочниках.

Характеристика $B_{\text{серд}}(H_{\text{серд}})$ нелинейна и неоднозначна. Вид кривой определяется не только свойствами материала, но и геометрическими параметрами сердечника, расположением обмоток, а также динамикой процесса намагничивания, т. е. характером $B(t)$ или $H(t)$.

Наиболее простой режим перемагничивания — это медленное циклическое изменение намагничающего тока. В узких торах ($D_u/D_b < 1,4$) с симметрично распределенной намагничающей обмоткой гистерезисные петли, снятые при плавном изменении тока в пределах $+i_{\max}$, $-i_{\max}$, практически не зависят от вида функции $i(t)$ и совпадают со статическими гистерезисными петлями материала. Семейство симметричных частных циклов (рис. 2-5) является главной характеристикой гистерезисных свойств материала. По этому семейству можно приблизенно построить кривые $B(H)$ при произвольном несимметричном режиме перемагничивания, если допустимо пренебрежение вихревыми токами. Эти графические построения основаны на так называемых правилах Маделунга, подробно рассматриваемых в [Л. 10].

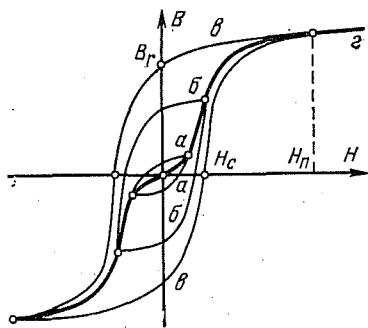


Рис. 2-5. Семейство симметричных гистерезисных петель (а, б, в) и основная кривая намагничивания.

а, б — частные циклы; в — предельная петля; а — безгистерезисный участок характеристики в области насыщения (при $H_{\max} > H_p$).

ные характеристики в виде семейства петель. Как правило, для материала приводится основная кривая намагничивания, являющаяся геометрическим местом вершин симметричных частных циклов (рис. 2-5).

Если известны еще коэрцитивная сила H_c и остаточная индукция B_r , можно приблизенно построить статическую гистерезисную петлю. При этом следует руководствоваться опытным фактом, что семейства частных циклов близких по свойствам материалов аффинноподобны. Отметим также, что основная кривая намагничивания для большинства ферромагнетиков располагается близко к восходящей ветви петли (за исключением начального изгиба). Семейства гистерезисных петель для электротехнических сталей приводятся в [Л. 16, 17]. В табл. 2-1 даются величины H_c и B_r предельных циклов для некоторых ферромагнетиков.

Таблица 2-1

Материал	B_r , Т	H_c , А/см
Горячекатаные стали (изотропные) Э41, Э42	0,6—0,85	0,1—0,4
Холоднокатаные стали (текстурованные) Э310, Э320, Э330	0,9—1,25	0,05—0,1
50%-ный пермаллой ленточный изотропный	0,6	0,1—0,3
50%-ный пермаллой ленточный текстурованный	1,3	0,15
65%-ный пермаллой ленточный текстурованный	1,1	0,01—0,04
Супермаг	0,34	0,003

Кривые намагничивания материала используются при расчетах для вычисления магнитных потоков, сцепленных с обмотками. Однако в тех случаях, когда не учтены различные неоднородности поля в магнитопроводе, возможны значительные ошибки.

На рис. 2-6 сравниваются кривая намагничивания материала $B(H)$ с характеристиками $B_{\text{серд}}(H_{\text{серд}})$, полученными для тороидов по измеренным потокам и м. д. с. обмоток.

а) Симметричный узкий тор ($D_u < 1,4D_b$) с плотной равномерно распределенной намагничающей обмоткой. При однородности магнитных свойств вдоль тора характеристика практически совпадает с кривой намагничивания материала $B(H)$. Измерительная обмотка w_i , с помощью которой измеряют магнитный поток (на рисунке не показана), должна быть плотно навита на сердечник; ее сопротивление r должно быть настолько большим, что можно было пренебречь размагничивающим действием индуцированного в ней тока. Если потокосцепление измеряется баллистическим методом, величина r не играет роли.

При снятии характеристики $B(H)$ предполагается однородность магнитных свойств материала вдоль длины сердечника. Для горячекатаной стали, обладающей магнитной изотропностью, сердечник может быть шихтован из штампованных колец или витым из ленты. Для холоднокатаной (текстурованной) стали пригоден только витой сердечник из ленты, вырезанной вдоль проката, так как материал имеет резко выраженную анизотропию [Л. 17].

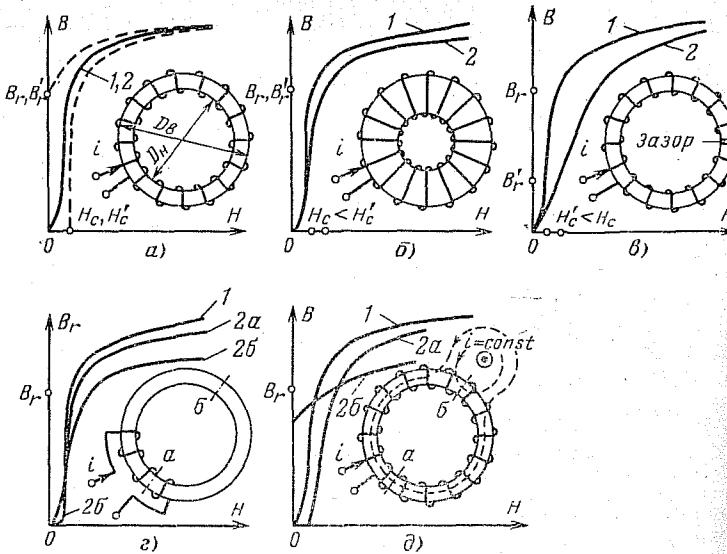


Рис. 2-6. Основная кривая намагничивания материала $B(H)$ 1 и кривые намагничивания тороидальных сердечников $B_{\text{серд}}(H_{\text{серд}})$ 2, на постоянном токе. Величины B_r и H_c относятся к петле $B(H)$, а B'_r , H'_c — к петле $B_{\text{серд}}(H_{\text{серд}})$.

б) Симметричный широкий тор. Характеристика сердечника 2 отличается от кривой намагничивания материала 1: сказывается неравномерность поля по сечению. Средняя по сечению напряженность равна:

$$H_{\text{ср}} = \frac{1}{R_H - R_B} \int_{R_B}^{R_H} \frac{iw}{2\pi r} dr = \frac{iw}{2\pi} \frac{R_H - R_B}{\ln R_H/R_B} = \frac{iw}{2\pi R_{\text{ср}}}, \quad (2-1)$$

где $R_{\text{ср}}$ — средний гармонический радиус.

Расчет H по формуле (2-1) дает практическое совпадение характеристик 1 и 2 в ненасыщенной области. При насыщении кривая 2 располагается ниже. Петля для характеристики 2 имеет большую коэрцитивную силу H'_c .

в) Узкий тор с зазором δ. Наличие зазора создает неоднородность напряженности по длине. При малых зазорах $\delta \ll l$ напряженность поля в ферромагнетике можно считать одинаковой вдоль длины, однако $H \neq iw/l$, так как значительная часть м. д. с. приходится на зазор:

$$Hl + H_3\delta = \frac{iw}{l};$$

$$B = \mu H \approx B_s \quad \text{или} \quad \frac{H_3}{H} \approx \frac{\mu}{\mu_0};$$

вследствие этого даже при $\delta \ll l$ магнитные напряжения Hl и $H_3\delta$ соизмеримы.

Сердечник с зазором обязательно следует рассматривать как последовательное соединение двух участков. Нужно заметить, что весьма малые зазоры в стыках пластинчатого магнитопровода могут значительно изменить характеристику $B_{\text{серд}}(H_{\text{серд}})$ в сравнении с $B(H)$. Характеристика сердечника идет ниже кривой намагничивания $B(H)$. Наибольшее расхождение соответствует $\mu_{\text{макс}}$. Остаточная индукция B'_r в сердечнике с зазором меньше, чем в сплошном.

При больших зазорах магнитопровод не насыщается: $\mu \approx \text{const}$ $H_3 \gg H$. Такую систему можно считать линейной, определяя напряженность поля как

$$H_3 = \frac{iw}{\delta_{\text{экв}}},$$

где $\delta_{\text{экв}} = \delta + l \frac{\mu_0}{\mu}$; $\delta_{\text{экв}}$ — эквивалентный зазор, (член $l\mu_0/\mu$ учитывает падение магнитного напряжения в сердечнике).

г) Намагничающая обмотка сконцентрирована на одной стороне сердечника. Это приводит к возникновению потоков рассеяния, неравномерному распределению B и H по длине. При высоких магнитных проницаемостях эта неравномерность невелика, и часто ее пренебрегают; однако с насыщением сердечника поле рассеяния растет; индукция в наиболее удаленной части сердечника (сечение б) будет значительно меньше, чем вблизи обмотки (сечение а). Характеристика зависит от того, на какой части сердечника располагается измерительная обмотка. На рисунке приведены кривые

$$\frac{\Psi_a}{w_u S} \left(i \frac{w}{l} \right) \quad \text{и} \quad \frac{\Psi_b}{w_u S} \left(i \frac{w}{l} \right)$$

для сечений а и б. Обе характеристики идут ниже основной кривой намагничивания, но для сечения а кривая ближе к характеристике материала.

д) Вблизи сердечника находится источник магнитного поля — проводник с постоянным током. В этом случае возникает значительная неоднородность поля в сердечнике. При показанных на рисунке полярностях вблизи добавочного источника поле в сердечнике усиливается (сечение б), в удаленной части (сечение а) — ослабляется. Характеристики сердечника (кривые 2a и 2b), полученные без учета

Добавочные источников, могут сильно отличаться от кривой намагничивания материала 1. Подобная неоднородность поля возникает в сердечниках мощных циновых трансформаторов тока из-за влияния токов близко расположенных фаз.

Если для анализа процессов в устройстве с сердечниками используется характеристика материала $B(H)$, следует внимательно подходить к вопросу о схеме замещения магнитной цепи, чтобы учесть факторы, существенно влияющие на распределение магнитного поля. Более точный результат может быть получен при использовании экспериментально снятых кривых $\Phi(i)$ для магнитопровода необходимой конфигурации.

Основная кривая намагничивания позволяет определить B_{\max} по заданному значению H_{\max} (и наоборот)

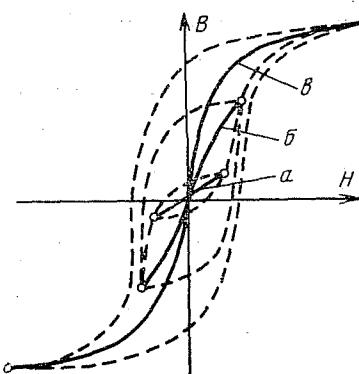


Рис. 2-7. Средние кривые $B(H)$ для расчета мгновенных значений $B(t)$, $H(t)$ при медленном изменении поля в установившемся симметричном режиме перемагничивания.

характеристики намагничивания. Опыт показывает, что такие аппроксимации, выбранные с учетом особенностей исследуемых режимов, обеспечивают необходимую точность расчета.

При перемагничивании по замкнутой петле в качестве

¹ Речь идет о режимах, в которых допустимо пренебрежение вихревыми токами в сердечнике, о вихревых токах будет сказано ниже.

расчетной кривой намагничивания естественно брать среднюю линию между восходящей и нисходящей ветвями петли. Под средней кривой будем понимать геометрическое место кратчайших расстояний между граничными линиями. На рис. 2-7 показаны средние кривые намагничивания для симметричных циклов с различной амплитудой. Построение средней кривой в общем случае возможно, если имеется гистерезисная петля. Петлям a , b и c соответствуют различные средние кривые намагничивания.

Для режимов симметричного перемагничивания, когда H_{\max} находится за коленом насыщения, расчетную кривую можно построить по основной кривой намагничивания, как показано на рис. 2-8. Построение выполняется так, чтобы касательные к основной кривой 1 и к аппроксимирующей кривой 2 совпадали вблизи начала координат (за начальным изгибом для кривой 1) и в области насыщения [Л. 26].

Для несимметричного перемагничивания средняя кривая может быть найдена в принципе так же, как и для симметричной петли (рис. 2-9, a), но требуется вначале построить частный гистерезисный цикл. При переходном процессе перемагничивание происходит по сложной петлеобразной кривой. В области напряжен-

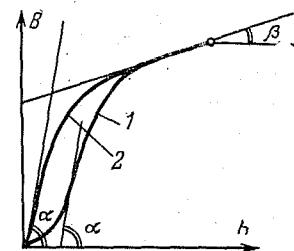


Рис. 2-8. Построение расчетной кривой намагничивания 2 по основной кривой 1.

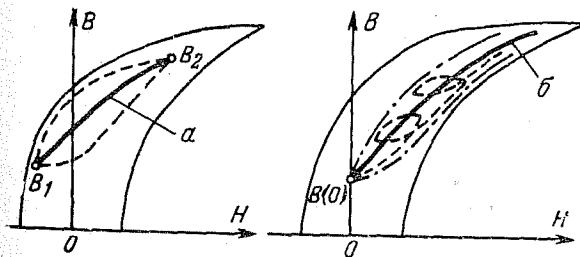


Рис. 2-9. Средние кривые намагничивания для несимметричных циклов.
 a — установившийся несимметричный цикл с вершинами B_1 и B_2 ; b — переходный процесс намагничивания по петлеобразной кривой; $B(0)$ — начальное значение индукции, имеющее остаточную индукцию.

ностей поля, меньших коэрцитивной силы, замена петель однозначной кривой может дать большую погрешность для периодической составляющей напряженности поля. Однако для большинства электротехнических устройств и, в частности, для устройств релейной защиты критические режимы, по которым оцениваются рабочие характеристики, соответствуют напряженностям поля, намного превосходящим H_c . В этих случаях неучт частных циклов не вносит большой погрешности и расчет может выполняться по однозначной кривой намагничивания (рис. 2-9,б), являющейся средней линией между огибающими зонами перемагничивания.

Выше рассматривались статические магнитные характеристики, которые используются также для анализа и измененияющихся во времени токов и потоков, если в рассматриваемых режимах можно пренебречь проявлением вихревых токов в сердечниках.

Вихревые токи прежде всего вызывают потери энергии в сердечниках; кроме того, при значительном развитии (массивный сердечник, высокая частота) они обусловливают неравномерное распределение поля по сечению магнитопровода — магнитный поверхностный эффект. Потери в стали от вихревых токов, так же как потери на гистерезис, обычно задаются в справочниках по магнитным материалам [Л. 16, 17] в виде зависимостей удельных потерь (на единицу веса) от амплитуды индукции при синусоидальном симметричном перемагничивании при 50 Гц¹. Режим синусоидального изменения индукции наиболее близок к установившемуся режиму большинства устройств переменного тока.

На высоких частотах и при импульсах с крутыми фронтами в сердечниках наблюдается значительное проявление магнитной вязкости, т. е. зависимости реакции ферромагнитного вещества от длительности воздействия поля [Л. 13], также вызывающей динамическое запаздывание индукции и добавочные потери энергии.

Перемагничивание при переменном токе происходит по динамическим петлям, площадь которых пропорциональна общим потерям в стали (гистерезис, вихревые токи, магнитная вязкость) за цикл. Динамические петли отличаются от статических петель гистерезиса большим

¹ В СССР гостируются общие удельные потери в электротехнических стальных при синусоидальной индукции 1,0 и 1,5 Т, $f=50$ Гц или $f=400$ Гц (ГОСТ 802-58).

разнообразием, так как их вид зависит не только от магнитных свойств материала, но и от геометрических параметров сердечника (для шихтованных магнитопроводов — главным образом от толщины листов стали), от режима перемагничивания — вида функции $[B(t)]$ или $H(t)$.

Сложная зависимость динамических петель от перечисленных факторов делает понятие о магнитной характеристике материала в переменном магнитном поле, вообще говоря, очень условным. Экспериментальные кривые намагничивания, предназначенные для расчетов, должны сниматься на образцах подобной формы и в режимах, близких к рассчитываемым.

Отметим еще одно отличие динамических петель от статических (гистерезисных). Статические петли имеют предельный гистерезисный цикл, а динамические не имеют: увеличение B_{\max} (или H_{\max}) при переменном магнитном поле всегда связано с увеличением потерь на вихревые токи, т. е. приводит к увеличению площади динамической петли. Даже для сердечника с линейной характеристикой (например, неферромагнитного) в переменном поле зависимость $B(H)$ будет иметь характер петли, представляющей собой при синусоидальном режиме эллипс. На рис. 2-10 показаны предельная гистерезисная петля и динамическая петля с одинаковой магнитной индукцией для холоднокатаной стали Э320. Динамическая петля получена при синусоидальной индукции и частоте 150 Гц. По аналогии с основной кривой намагничивания, являющейся геометрическим местом вершин частных гистерезисных циклов, в переменном магнитном поле используют амплитудную динамическую

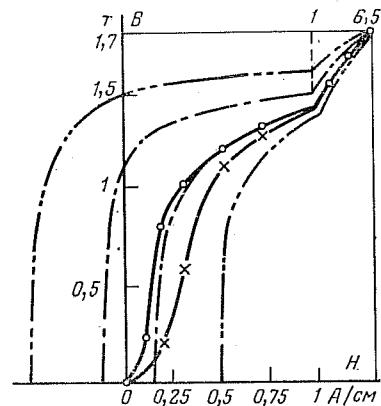


Рис. 2-10. Сравнение гистерезисной и динамической петель стали Э320, 0,35 мм.

— предельная статическая гистерезисная петля;
— динамическая петля при синусоидальной индукции (напряжении) $f=150$ Гц; —○— основная кривая намагничивания;
—×— амплитудная динамическая кривая индукции.

кривую индукции $B_{\max}(H_{\max})$ — геометрическое место вершин¹ динамических частных петель. Сравнение динамических кривых $B_{\max}(H_{\max})$ при $f=50$ Гц с основной кривой $B(H)$ для электротехнических сталей показывает [Л. 17, рис. 2-15 и 2-16], что разница между этими характеристиками для холоднокатанных сталей типа Э320 не превосходит по H величины 0,2 А/см и наблюдается только при напряженностях поля до 1 А/см; при $H > 1$ А/см кривые сливаются. Для горячекатанных сталей эти характеристики практически совпадают во всем диапазоне напряженностей. Динамические кривые $B_{\max}(H_{\max})$ экспериментально получить проще, чем характеристику $B(H)$, поэтому первые во многих случаях могут быть использованы как основные характеристики намагничивания материала. В пользу такой подмены говорит тот факт, что технологический разброс статических характеристик для сталей одной марки может намного превышать разницу между амплитудной динамической и основной кривыми намагничивания.

Динамические кривые индукции $B_{\max}(H_{\max})$ снимаются либо при синусоидальном напряжении (индукции) в виде $B_m(H_{\max})$, либо при синусоидальном токе (напряженности) в виде $B_{\max}(H_m)$; B_m , H_m — амплитуды синусоид. В первом случае для измерений требуется вольтметр действующих значений и амплитудный амперметр; во втором случае — вольтметр средних значений (так как $U_{\text{ср}} \propto B_{\max}$) и амперметр действующих значений [Л. 15].

Отметим, что при синусоидальном изменении напряженности H вихревые токи могут быть заметно больше, чем при синусоидальной индукции, так как в первом случае при насыщении кривая $B(t)$ содержит высшие гармоники.

В электрических схемах замещения устройств с ферромагнитным сердечником выделяется «ветвь намагничивания», содержащая идеальную намагничающую обмотку и реальный сердечник (рис. 2-4). Указанную «ветвь намагничивания» представляют электрической цепью, структура и параметры которой определяются

¹ В области максимальных проницаемостей динамические петли имеют эллипсообразную форму, B_{\max} и H_{\max} наступают не одновременно из-за фазового сдвига и точки с координатами B_{\max} и H_{\max} не совпадают с геометрическими вершинами эллипсов [Л. 15, 17].

с учетом характера процесса перемагничивания и конструктивных особенностей магнитопровода (шихтованный или массивный сердечник).

В режиме синусоидального изменения индукции при промышленной частоте в шихтованном сердечнике практически отсутствует магнитный поверхностный эффект, вызываемый вихревыми токами, и последние учитываются только по тепловым потерям. Мощность потерь на вихревые токи пропорциональна квадрату амплитуды индукции $P_B = k_B f^2 B_m^2$ (k_B — коэффициент пропорциональности, f — частота). При синусоидальной индукции напряжение U_0 (рис. 2-4) также синусоидально; его действующее значение равно $U_0 = 4,44 f \omega S B_m$. Потери на вихревые токи можно учесть с помощью активного сопротивления r_B , подключенного к зажимам намагничающей обмотки ω . При этом

$$r_B = \frac{U_0^2}{P_B} = \frac{(4,44 f \omega S B_m)^2}{k_B f^2 B_m^2}$$

получается линейным параметром, не зависящим от величины B_m .

Подобным образом приближенно учитывают и потери на гистерезис, считая, что площадь гистерезисной петли также пропорциональна B_m^2 (это допущение дает некоторое завышение гистерезисных потерь). При этом $P_H = k_H f B_m^2$ и эквивалентное сопротивление

$$r_H = \frac{U_0^2}{P_H} = \frac{(4,44 f \omega S B_m)^2}{k_H f B_m^2},$$

учитающее потери на гистерезис, не зависит от B_m . Заметим, что r_B не зависит от частоты, а r_H зависит.

При расчете установившихся режимов общие потери в стали $P_{\text{ст}}$ обычно учитывают с помощью эквивалентного сопротивления

$$r_{\text{ст}} = \frac{U_0^2}{P_{\text{ст}}},$$

включенного, как показано на рис. 2-11. В этом случае намагничающий ток i_0 представляется суммой двух составляющих — активной i_a и реактивной i_μ . Магнитная характеристика сердечника без потерь $\Phi_0(i_\mu)$ представляет собой среднюю кривую намагничивания для динамической петли $\Phi_0(i_0)$. Таким образом, реальный сердеч-

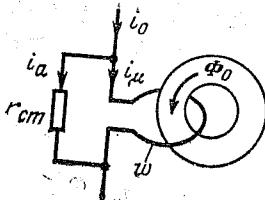


Рис. 2-11. Учет потерь в стали для шихтованного сердечника.

ник замещает параллельно включенным нелинейной индуктивностью $L_0 = \omega\Phi_0/i_\mu$ и сопротивлением $r_{ст}$. Сопротивление $r_{ст}$, строго говоря, является нелинейным. Однако для ненасыщенной части магнитной характеристики эта нелинейность выражена слабо, так что можно принять $r_{ст} = \text{const}$.

Учет потерь с помощью постоянного сопротивления $r_{ст}$ может использоваться в приближенных расчетах при насыщающемся магнитопроводе. Это подтверждается экспериментальной проверкой на схеме рис. 2-12. В опыте производится компенсация активной составляющей тока намагничивания с помощью резистора R (магазин сопротивлений). Удаётся добиться почти полного слияния восходящей и нисходящей ветвей петли; при равенстве нулю площади петли получим $R = r_{ст}$, а на экране осциллографа наблюдается средняя кривая намагничивания соответствующего гистерезисного цикла. Установка параметров схемы замещения ветви намагничивания (рис. 2-11).

При глубоких насыщенииях наличие $r_{ст}$ практически не оказывается на величине тока i_0 , так как $i_\mu \gg i_a$ и $i_0 \approx i_\mu$. Другими словами, расчет токов и напряжений следует производить, замещая насыщающийся сердечник только нелинейной индуктивностью L_0 , соответствующей средней кривой намагничивания [средняя кривая намагничивания в этом случае практически совпадает с амплитудной динамической кривой $B_m(H_{\max})$] и с основной кривой $B(H)$].

Последние соображения приемлемы не только к установившемуся режиму с синусоидальным изменением индукции, но и для процессов, когда в намагничающем токе имеется значительная апериодическая или постоянная составляющая: условие $i_\mu \gg i_a$ позволяет не учитывать потери в стали.

Уточненный учет вихревых токов можно осуществлять с помощью системы контуров r, L , учитывающих не только потери, но и рассеяние магнитного потока (рис. 2-13).

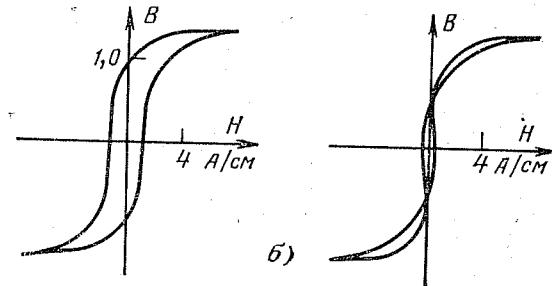
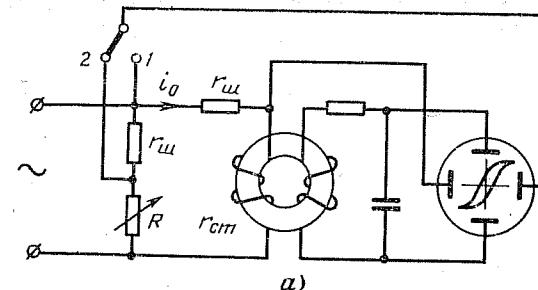
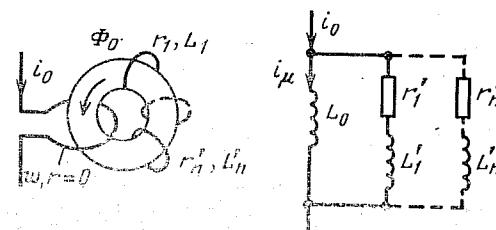


Рис. 2-12. Экспериментальное определение $r_{ст}$ и средней кривой намагничивания для сердечника с намагничающей обмоткой.

a — схема опыта; *б* — слева — динамическая петля (переключатель в положении 1); справа — средняя кривая при компенсации активной составляющей тока (переключатель в положении 2).

Такой учет может потребоваться при анализе устройств с массивным сердечником или при высокочастотных режимах. Для ненасыщенной области, когда приемлемо допущение $\mu = \text{const}$, параметры контуров линейны, применим метод наложения и анализ проводится линейными методами (например, операторным). Параметры контуров r, L могут быть определены экспериментально. При моделировании на АВМ подобных систем можно приблизенно учитывать насыщение [Л. 29].

Рис. 2-13. Уточненный учет вихревых токов в массивном (сплошном) сердечнике с помощью системы контуров r, L . Справа показана электрическая схема замещения.



2-3. ВЫБОР РАСЧЕТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАМАГНИЧИВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА В ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ

Поиском рациональных аппроксимаций зависимости $B(H)$, не имеющей точного аналитического выражения, посвящено большое количество работ. Очень долго в отечественной литературе обсуждался вопрос о необходимости учета гистерезиса при анализе переходных токов намагничивания трансформаторов тока (ТТ), для расчета погрешностей трансформации и максимальных токов небаланса дифференциальных защит. В работах Г. В. Микуцкого и Г. И. Атабекова [Л. 18], выполненных в 40-х годах, отмечалось принципиально важное значение перемагничивания по частным циклам и подчеркивалось, что точные расчеты токов намагничивания нельзя выполнить при представлении $B(H)$ однозначной кривой. В [Л. 18] предложен графоаналитический метод расчета токов намагничивания ТТ с использованием частных гистерезисных петель. Дальнейшее развитие этого метода получил в книге И. М. Сироты «Переходные режимы работы трансформаторов тока» [Л. 19], где рекомендовано производить графические построения процесса перемагничивания по типовому семейству симметричных гистерезисных циклов стали с использованием некоторых правил образования частных петель (правила Маделунга).

Однако в указанных работах нет четких рекомендаций относительно режимов, при которых неучет частных петель гистерезиса не приводит к значительным погрешностям. Это затрудняет разработку инженерной методики учета переходных процессов в трансформаторах тока. Помимо того, что расчет по частным петлям гистерезиса отличается большой трудоемкостью, существенно следующее: исходные характеристики намагничивания должны быть заданы семейством гистерезисных петель для того сорта стали, из которого изготовлены сердечники ТТ. Но известно, что кривые намагничивания сердечников одной марки стали имеют значительный разброс¹. Поэтому при расчетах рекомендуется пользоваться экспериментально снятыми кривыми намагничивания сердечников [Л. 20]. В практике для проверки трансфор-

¹ Согласно данным [Л. 40] разброс в характеристиках достигает 20%; по данным ОРГРЭС расхождение вольт-амперных характеристик ТТ с сердечниками класса Д достигает 50% [Л. 20].

маторов тока на соответствие требованиям ГОСТ нашли широкое применение кривые намагничивания, снятые методом холостого хода при синусоидальном напряжении. Определение семейства гистерезисных петель на реальных ТТ связано с проведением сложного эксперимента и вряд ли приемлемо для эксплуатации.

Для выяснения влияния гистерезиса на величину намагничающих токов ТТ дифференциальных защит при трансформации токов к. з. с апериодической слагающей авторами были проведены подробные исследования [Л. 21, 22]. Расчеты переходных режимов производились в основном на аналоговых машинах. При этом характеристики намагничивания воспроизводились как в виде однозначных кривых на стандартных блоках нелинейности, так и с тщательным учетом гистерезиса на специальных устройствах (вариконды, дроссели). Исследование показало, что *все инженерные расчеты с достаточной точностью (погрешность не более 10—15%) могут быть выполнены при однозначной аппроксимации характеристики $B(H)$, если учитывать остаточную индукцию*.

В основном суть дела заключается в следующем. Параметры нагрузки ТТ в реальных условиях всегда таковы, что при ненасыщенном сердечнике величина вторичного тока i_2 по крайней мере на 1—2 порядка больше тока намагничивания i_0 . Поэтому закон изменения индукции в сердечнике зависит практически только от параметров нагрузки r_2 , L_2 . Например, для чисто активной нагрузки

$$B \approx \frac{r_2}{wS} \int_0^t i_1 dt + B(0) \quad (i_2 \approx i_1 \gg i_0).$$

Выбирая ту или иную аппроксимацию характеристики $B(H)$ для ненасыщенной области — петлеобразную гистерезисную кривую, наклонную прямую или просто вертикаль ($\mu = \infty$), мы будем воспроизводить $H(t)$ (ток намагничивания) с различной погрешностью. Однако практически это не скажется на законе $B(t)$; в частности, достаточно точно определяется время входа в насыщение при заданном начальном значении $B(0)$, т. е. остаточной индукции.

При насыщении сердечника ток намагничивания значительно возрастает. На закон изменения $B(t)$ существенное влияние начинает оказывать индуктивность ветви

намагничивания L_0 , а при глубоком насыщении роль этого параметра становится определяющей. Однако при насыщении стали гистерезис не играет роли: частные петли становятся узкими и их ветви имеют примерно одинаковые дифференциальные проницаемости, так что замена петель однозначной кривой не вносит заметной

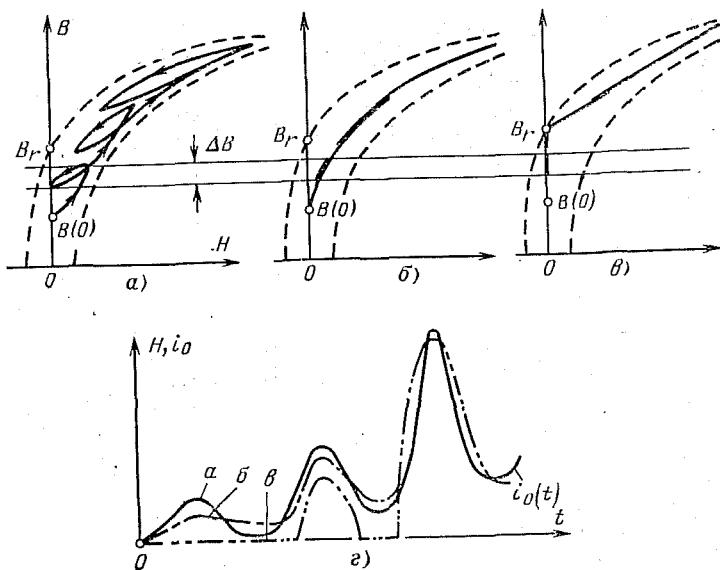


Рис. 2-14. Ток намагничивания ТТ (ε), полученный на АВМ при различной аппроксимации магнитной характеристики (а, б, в).

погрешности. При глубоком насыщении кривая намагничивания хорошо аппроксимируется наклонной прямой.

На рис. 2-14 показано, как зависит характер намагничивающего тока $i_0(t)$ от вида аппроксимации $B(H)$. До насыщения, когда напряженности поля имеют величину порядка коэрцитивной силы, разница в форме тока значительна; так, в первом периоде для кривой (б) периодическая составляющая тока вдвое меньше, чем при перемагничивании по частным петлям (а), а для кривой (в) — вообще $i_0=0$. Однако при всех видах аппроксимации приращения индукции ΔB одинаковы, так как токи намагничивания малы. По мере насыщения разница в воспроизведении $i(t)$ уменьшается и при $H_{\max} \gg H_c$ исчезает,

Проделаем оценку влияния частных гистерезисных циклов на процесс изменения индукции в сердечнике ТТ (рис. 2-15) при первичном токе с предельной незатухающей апериодической составляющей $i_1=I_m(1-\cos \omega t)$. Для простоты анализа будем считать, что гистерезисная петля прямоугольна и частные циклы состоят из горизонтальных ($\mu_a=0$) и вертикальных ($\mu_d=\infty$) участков. Сравним перемагничивание по такой петле и безгистерезисной идеальной кривой намагничивания.

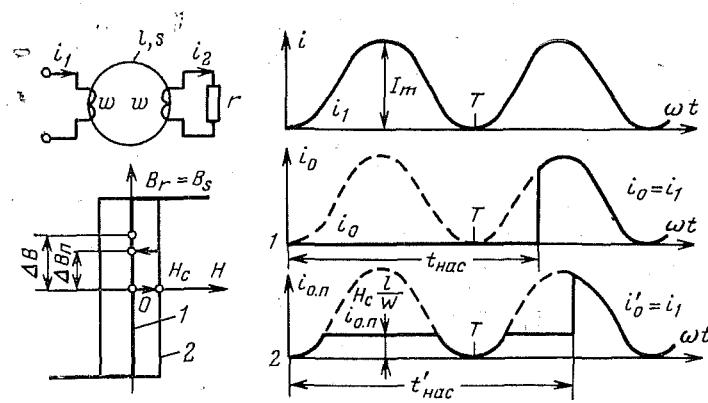


Рис. 2-15. К анализу погрешности, вносимой неучетом частных петель перемагничивания.

1 — ток намагничивания ТТ при безгистерезисной идеальной кривой;
2 — ток намагничивания при прямоугольной гистерезисной петле.

Трансформатор тока приведен к одному числу витков w , нагрузка чисто активная r . Уравнения

$$\frac{d\Psi}{dt} = i_2 r;$$

$$\Psi = wSB; \\ (i_1 - i_2)w = i_0w = HI.$$

Здесь i_0 — намагничивающий ток; при перемагничивании по пете используется обозначение $i_{0,p}$.

Предположим вначале, что процесс начинается при полностью размагнченном сердечнике. За время, равное периоду T , по кривой намагничивания 1 индукция получает приращение

$$\Delta B = \frac{1}{wS} \int_0^T i_1 r dt = \frac{rI_m}{wS} T.$$

При перемагничиванні по петле 2 прирацієння індукції рівно:

$$\Delta B_{\text{п}} = \frac{1}{\omega S} \int_0^T (i_1 - i_{0,\text{п}}) r dt = \Delta B - \frac{rl}{\omega^2 S} \int_0^T H dt.$$

Оцінім величину інтеграла $\int_0^T H dt$:

$$\int_0^T H dt < \int_0^T H_c dt$$

чили

$$\int_0^T H dt < H_c T.$$

Таким образом, величина наїбольшого розходження між $\Delta B_{\text{п}}$ і ΔB удовлетворяє нерівності

$$|\Delta B - \Delta B_{\text{п}}| < \frac{rl}{\omega^2 S} H_c T.$$

Относительна погрешність δ в определенні приращення індукції при замені петлі 2 кривої 1

$$\delta = \frac{\Delta B - \Delta B_{\text{п}}}{\Delta B_{\text{п}}} < \frac{H_c}{I_m \frac{\omega}{l} - H_c},$$

де $I_m \frac{\omega}{l}$ — максимальна напруженість поля, створювана аперіодичною слагаючою током, що відповідає також перемагничиванню сердечника синусоїdalним током $I_m \sin \omega t$ при разомкнutoй вторичній цепі, так як $i_{\text{макс,апер}} = I_m$.

Заметим, що максимальна напруженість при наїщенні сердечника током $i_1 = I_m (1 - \cos \omega t)$ рівна $2I_m \frac{\omega}{l}$. Из вираження

для δ слідує, що при малих первичних токах, коли $I_m \frac{\omega}{l} \approx H_c$, величина $\delta \rightarrow \infty$. Однак параметри реальних ТТ таковы, що при номінальному первичному току $I_{\text{ном}}$ величина $\sqrt{2} I_{\text{ном}} \frac{\omega}{l} > 100 H_c$, при цьому $\delta < 1\%$.

Время наїщенні сердечника при відсутності остаточної індукції визначається числом циклів n , за яким досягається індук-

ція наїщенні B_s :

$$t_{\text{нас}} = nT = \frac{B_s}{\Delta B} T \text{ — по кривої } 1;$$

$$t'_{\text{нас}} = n'T = \frac{B_s}{\Delta B_{\text{п}}} T \text{ — по петлі 2.}$$

При дуже маліх первичних токах числа n і n' можуть відрізнятися на декілька порядків. В розрахунковому випадку при $I_m \frac{\omega}{l} \gg H_c$ різниця між n і n' незначна.

На процес перемагничивання самым важливим образом впливає остаточна намагніченість сердечника. При $B(0) \neq 0$

$$t_{\text{нас}} = \frac{B_s - B(0)}{\Delta B} T.$$

Якщо $B(0) = B_r$, то сердечник сразу находитися в стані наїщенні, так як для прямокутної петлі предельна остаточна індукція B_r рівна індукції наїщенні B_s . При $B(0) = -B_r$ время наїщенні буде найбільшим, рівним $2t_{\text{нас}}$, де $t_{\text{нас}}$ відповідає размагниченню сердечнику.

Приведений аналіз прямокутних циклів відповідає найбільшому впливу частинних петель, так як тут є участки з нуловою динамічною магнітною проникливостю. Для частинних циклів електротехнічних сталей, не обладнаних такою прямокутністю, диференціальна магнітна проникливість μ_d має високе значення навколо вершин петель, по тому різниця між $t_{\text{нас}}$ та $t'_{\text{нас}}$ при перемагничиванні по петлям і однозначною кривою буде ще менше.

Якщо при розрахунку переходного процеса не учитувати можливу остаточну індукцію в сердечнику, то помилка може значително перевищити погрешність, обумовлену впливом частинних гістерезисних циклів. Ісследования различных авторов [Л. 23, 24] показали, что в сердечниках, работающих при малых напряженостях поля, остаточная намагніченість може сохраняться длительное время. Установлено, что трансформаторы тока, как правило, имеют остаточную индукцию, обусловленную насыщением при предшествующих нестационарных режимах. Величина остаточной индукции в сердечниках трансформаторов тока при наличии в сети устройств АПВ может быть близкой к предельному значению B_r [Л. 24].

Следует подчеркнуть, что практическое значение имеют прежде всего расчеты максимально возможных величин токов намагничивания¹ трансформаторов тока, опре-

¹ Термины «максимальная напруженість», «максимальний намагничивающий ток» в этом параграфе употребляются в смислі найбільших величин во время всего переходного процеса.

деляющими отстройку защит. Даже для высокочувствительных защит с током срабатывания $0,5 I_{\text{ном}}$ напряженность поля, создаваемая током короткого замыкания с предельной апериодической слагающей, в сотни раз превышает коэрцитивную силу современных холоднокатанных сталей. В таком интервале напряженностей нисходящая и восходящая ветви предельной гистерезисной петли сливаются в одну линию и выделять частные циклы не имеет смысла.

Для практических расчетов переходных режимов в трансформаторах тока, пытающих релейные защиты, рекомендуется выбирать однозначную аппроксимацию кривой намагничивания следующим образом.

В качестве исходной характеристики берется либо основная кривая намагничивания, либо амплитудная динамическая кривая намагничивания, снятая при синусоидальном напряжении (это кривые практически совпадают).

Если в исследуемом режиме максимальная напряженность поля $H_{\text{макс}}$ имеет величину порядка $10 H_c$, то начальный участок расчетной кривой представляют прямолинейным отрезком, проведенным из точки на оси ординат, соответствующей B_r .

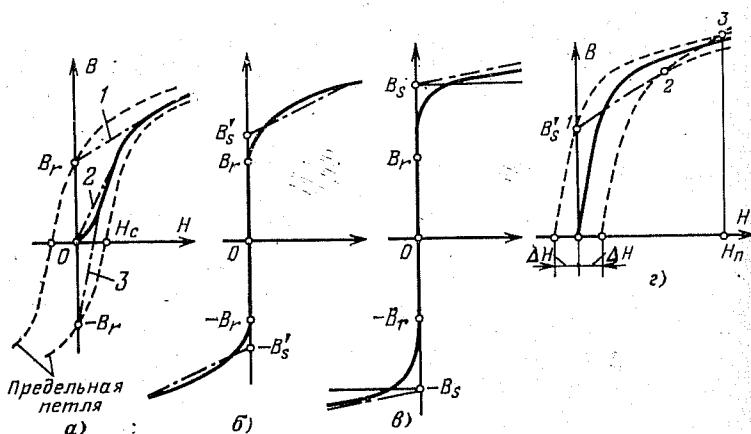


Рис. 2-16. Аппроксимации кривых намагничивания для трансформаторов тока.
а — область $H_{\text{макс}} \approx 10 H_c$: 1 — при $B(0)=B_r$, 2 — при $B(0)=0$, 3 — при $B(0)=-B_r$; б — область $H_{\text{макс}} \approx 100 H_c$, штрихпунктиром показана упрощенная аппроксимация, B'_s — точка излома; в — область $H_{\text{макс}} \approx 1000 H_c$, B_s — индукция насыщения; г — построение спрятанной характеристики намагничивания (штрихпунктирная линия) по заданному допуску ΔH , пунктирующие линии — границы поля допуска.

индукций, соответствующей заданному значению $B(0)$, в виде касательной к основной кривой. На рис. 2-16, а представлены три расчетные кривые намагничивания, соответствующие $B(0)=B_r$, $B(0)=0$, $B(0)=-B_r$. Начальные участки изображены штрихпунктирными линиями; после точки касания расчетная кривая совпадает с основной кривой.

Если максимальная напряженность имеет величину около $100 H_c$, то вследствие малой ширины ее средняя линия на участке $-B_r \div +B_r$ совпадает с осью индукций (рис. 2-16, б). К средней линии близка на этом участке и основная кривая намагничивания. Расчетная кривая, состоящая из вертикального среднего участка $-B_r \div +B_r$ и переходящая далее в ветви основной кривой намагничивания, используется при любых остаточных индукциях.

Если максимальная напряженность достигает $1000 H_c$ и более, то вертикальный участок будет перекрывать диапазон $-B_r \div +B_r$, приближаясь в пределе (при $H_m \rightarrow \infty$) к $-B_s \div +B_s$, где B_s — индукция насыщения¹. Расчетная кривая полностью совпадает с основной кривой намагничивания (рис. 2-16, в). На ее вертикальном участке задаются любые остаточные индукции $-B_r \leq B(0) \leq B_r$.

Рассмотренные аппроксимации предназначены в первую очередь для расчета мгновенных значений токов на АВМ. Нелинейные участки кривой намагничивания при этом могут быть с большой точностью воспроизведены достаточным количеством прямолинейных отрезков (кубично-линейная аппроксимация с помощью универсального диодного блока нелинейности).

Практика моделирования на АВМ показала, что при точности расчетов 10—15% нецелесообразно воспроизводить «гладкую» кривую за счет большого количества прямолинейных отрезков. В широком диапазоне $10 H_c < H_{\text{макс}} < 1000 H_c$ расчетную кривую намагничивания $B(H)$ достаточно представлять четырьмя-тремя участками на квадрант, т. е. при симметричной характеристике использовать всего пять отрезков прямых.

¹ $B_s = \mu_0 J_s$, где J_s — намагнченность насыщения. Для технического железа $B_s=2,16$ Т; электротехнические стали имеют несколько меньшие значения B_s из-за содержания немагнитных примесей.

Вопрос о количестве аппроксимирующих участков для кусочно-линейного представления кривой намагничивания при математическом моделировании не имеет существенного значения, так как на стандартном диодном блоке нелинейности осуществление подобных монотонных кривых не вызывает осложнений. Иное дело — аналитическое решение задачи, где при увеличении числа точек излома резко возрастает объем работы и затрудняется представление результата в общем виде.

На практике получили распространение расчеты с простейшими кусочно-линейными аппроксимациями кривой намагничивания: расчет по «прямоугольной характеристике намагничивания» и по «спрямленной характеристике намагничивания». Прямоугольная характеристика намагничивания применяется для анализа установившихся режимов трансформаторов тока при глубоком насыщении [Л. 39].

[Л. 39]. Спрямленная характеристика намагничивания, в которой ненасыщенный участок $B(H)$ представляется вертикальным отрезком ($\mu = \infty$), а зона насыщения — наклонной линией ($\mu_d = \text{const} \neq 0$), более точна и может быть использована для приближенных расчетов не только установившихся, но и переходных режимов. С помощью спрямленной характеристики намагничивания производят анализ трансформации токов с большими апериодическими составляющими (токи коротких замыканий и «броски» намагничающих токов силовых трансформаторов). На рис. 2-16,б спрямленная характеристика намагничивания показана в виде штрихпунктирной линии. Точка излома соответствует индукции B'_s , которую часто называют «индукцией насыщения» (по аналогии с B_s на рис. 2-16,а). Следует отметить, что величина B'_s , являясь чисто расчетной, лишена физического смысла (в отличие от B_s) и не имеет постоянного числового значения.

Вопрос об оптимальном выборе опорных точек (например B'_s и угла наклона луча), обеспечивающих наименьшую погрешность, не может быть решен однозначно, так как это зависит от характера задачи.

В [Л. 6] описан графический метод подбора аппроксимирующих прямых отрезков для воспроизведения нелинейной функции в пределах заданного допуска. Применительно к спрямленной характеристике намагничивания, расходящейся с основной кривой $B(H)$ не более чем на заданную величину ΔH , построение выполняют следующим образом. Ставят поле допуска, сдвигая кривую $B(H)$ влево и вправо на величину ΔH (рис. 2-16,2). Любая ломаная, состоящая из двух отрезков и целиком лежащая в поле допуска, удовлетворяет исходному требованию точности. Дополнительное требование — обеспечение максимально возможного диапазона аппроксимации — соответствует наибольшей длине наклонного аппроксимирующего луча, так как первый участок вертикальный. Из рис. 2-16,2 видно, что это условие выполняется для луча, проходящего через точки 1, 2, 3. Точка 1 — «индукция насыщения» B'_s ; 2 — точка касания луча к нижней границе поля допуска; 3 — точка пересечения луча с верхней границей поля допуска. Последняя точка определяет предельную напряженность H_p , при которой выполняется требование заданной точности. Если при расчете окажется, что $H_{\max} < H_p$, то задачу можно решить с большей точностью, уменьшив ΔH . Для трансформаторов тока напряженность ΔH соответствует намагничивающему току $i_{\text{нд}}$, которым допустимо пренебречь: $\Delta H = i_{\text{нд}} \Phi_0 / l$.

Проверку точности упрощенных аппроксимаций характеристик намагничивания легко производить с помощью АВМ. Авторы выполнили серию расчетов на АВМ с целью оценки влияния различных факторов на точность воспроизведения переходных токов намагничивания трансформаторов тока [Л. 21]. Помимо оценки погрешности, вызываемой заменой частных гистерезисных петель однозначными кривыми намагничивания, представленными на рис. 2-16, определялись погрешности, обусловленные неточностью исходных данных, если последние взяты из опытов. Погрешности измерения параметров тока короткого замыкания с апериодической сла-гающей (в особенности постоянной времени и фазы включения), неточное измерение остаточной индукции в сердечнике трансформатора тока (в особенности при $B(0) < 0,1$ Т) и параметров нагрузки — все это существенно влияет на точность расчета тока намагничивания. Погрешность, вызванная указанными причинами, обычно больше, чем от пренебрежения частными петлями перемагничивания.

В качестве исходных данных для АВМ использовались результаты лабораторных измерений на реальных трансформаторах тока. Были воспроизведены также режимы, расчет и осциллограммы которых приводятся в литературе по трансформаторам тока [Л. 18, 19]. Для примера на рис. 2-17 сравниваются результаты расчета тока намагничивания на АВМ по экспериментальным данным, взятым из [Л. 18, рис. 2-10, а]. На рисунке показаны огибающие амплитуд мгновенных

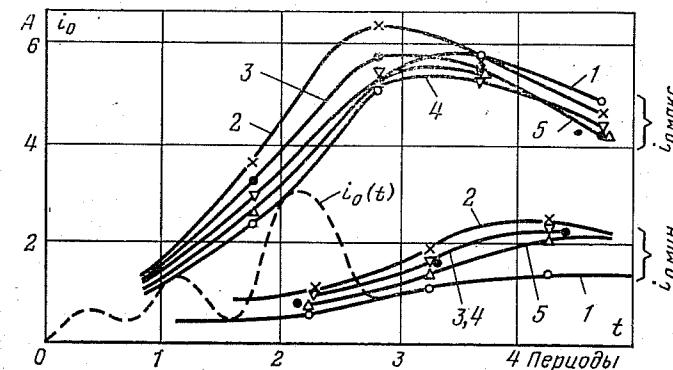


Рис. 2-17. Влияние на ток намагничивания исходных параметров процесса.

1 — эксперимент, исходные данные: $r_2=0,18$ Ом, $T_1=60$ мс, $B_{\text{ост}}=0$; 2, 3, 4, 5 — расчет на АВМ; 2 — те же исходные данные; 3 — $T_1=57$ мс; 4 — $r_2=0,17$ Ом; 5 — $B(0)=0,1$ Т.

вншнго тока i_0 , который изображен пунктиром. При исходных данных, в частности равных величинам, указанным в первоисточнике, существует заметное расхождение результатов опыта (кривые 1) и моделирования (2). Однако причиной этого являются не частные циклы. Установлено, что отклонение постоянной времени в первичном токе на $\pm 5\%$ (в абсолютных величинах 60 ± 3 мс) изменяет максимум намагничивающего тока в пределах $+8\%$, -5% (3); уменьшение нагрузки на $0,01$ Ом снизило величину максимального тока на 16% и сместило его во времени (4); наличие остаточной индукции (из-за неполного размагничивания сердечника) $\pm 0,1$ Т привело к изменению $i_{0\max}$ на $+17\%$, -14% (5). Все эти отклонения могли иметь место в опыте.

В [Л. 21] приводится сравнение тока небаланса, рассчитанного на АВМ для схемы замещения дифференциальной защиты, с экспериментальными данными, полученными на физической модели [Л. 19]. Опыт соответствует весьма малым напряженностям поля (порядка H_c), где влияние частных циклов велико. В [Л. 19] указывается, что сопротивление дифференциальной цепи (сопротивление переходных контактов, шунта и прибора) достаточно мало и им можно пренебречь. Математическое моделирование показало, что в данном режиме даже малым сопротивлением дифференциальной цепи r_d пренебрегать нельзя. По затуханию тока небаланса на осциллограмме было установлено приблизительное значение $r_d \approx 0,03$ Ом. Ток небаланса, полученный на АВМ при однозначной аппроксимации $B(H)$, имел вдвое меньшую периодическую слагающую по сравнению с опытом (из-за неучета частных циклов), но практически совпадал с ним по верхней огибающей; погрешность по r_d макс получилась меньше 7%

При максимальных напряженностях поля порядка коэрцитивной силы неучет частных циклов сильно иска- жает периодическую составляющую намагничающего тока и погрешность получается значительной. Важно от- метить, что апериодическая составляющая тока даже в этой области воспроизводится по однозначной кривой намагничивания довольно точно [Л. 21, 25].

В специальных случаях может возникнуть необходимость расчётов поля, когда в течение всего процесса $H_{\max} < H_c$, и учет гистерезиса может способствовать повышению точности. Однако следует отметить, что правила Маделунга по существу не пригодны для практического анализа таких режимов. Например, допущение о замкнутости частных петель не позволяет решить вопрос о перемещении петель к установившемуся гистерезисному циклу при намагничивании сердечника периодическим полем с малой напряженностью [Л. 13]. Воздействие на сердечник импульсных возмущений также нельзя анализировать с помощью правил Маделунга, так как они относятся к статическим петлям. Исследование гистерезисных процессов должно, несомненно, базироваться на более строгой основе [Л. 13, 14].

На основе изложенного могут быть сформулированы следующие выводы:

1. Из двух проявлений гистерезиса: остаточной намагнченности и частных петель — при практических расчетах токов намагничивания трансформаторов тока следует учитывать только первое¹. Остаточная индукция легко учитывается при однозначной аппроксимации характеристики намагничивания.

2. Пренебрежение частными циклами вносит погрешность, не большую, чем величина ошибки от неточного измерения параметров первичного процесса и нагрузки трансформаторов тока; значительно большую погрешность можно получить, если вместо экспериментальной характеристики намагничивания трансформаторов тока использовать типовую кривую $B(H)$ стали.

3. Расчетную кривую намагничивания легко построить по основной кривой $B(H)$ или по амплитудной динамической кривой $B_m(H_{\max})$, снятой при синусоидальном напряжении: насыщенный участок характеристики экстраполируют до заданного значения остаточной индукции (рис. 2-16,а).

4. Для расчетов максимальных токов намагничивания, соответствующих области насыщения, вполне удовлетворительная точность получается даже при простейшей аппроксимации кривой $B(H)$ тремя отрезками прямых (рис. 2-16, в, г), что упрощает расчеты переходных режимов.

5. Правила Маделунга, приблизительно определяющие закон формирования частных статических петель гистерезиса, мало пригодны для анализа переходных процессов в цепях с ферромагнетиками в тех специальных случаях, когда это необходимо.

2-4. ОБЗОР МЕТОДОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НАМАГНИЧИВАНИЯ НА АВМ

При решении задач на АВМ, как и при других видах расчетов, используют упрощенную аппроксимацию функции $B(H)$. Степень упрощения определяется, с одной стороны, исходными условиями (особенностями исследуе-

¹ Подробные расчеты (гл. 4) показывают, что при самом неблагоприятном сочетании факторов (сильно нагруженный ТТ, большая кратность тока к. з., предельная величина апериодической слагающей и большая постоянная времени сети) насыщение может наступить уже в первом переходе при любой остаточной индукции.

мого режима, необходимой точностью расчета), с другой стороны — возможностями электронной модели.

Наиболее просто воспроизводится на АВМ однозначная кривая намагничивания, представленная кусочно-линейной аппроксимацией. В этом случае используют стандартный диодный функциональный преобразователь, входящий в комплект нелинейной модели. При необходимости такой блок может быть собран самим исследователем с использованием решающих усилителей и диодных ограничителей.

Рациональные схемы диодных преобразователей широко известны [Л. 1-6].

На рис. 2-18 и 2-19 приведены схемы двух простейших диодных преобразователей. С помощью схемы на рис. 2-18, а упрощенно моделируется кривая намагничивания $H(B)$ в виде трех отрезков. Наклон характеристики (рис. 2-18, б) β_1 определяется коэффициентом перестки

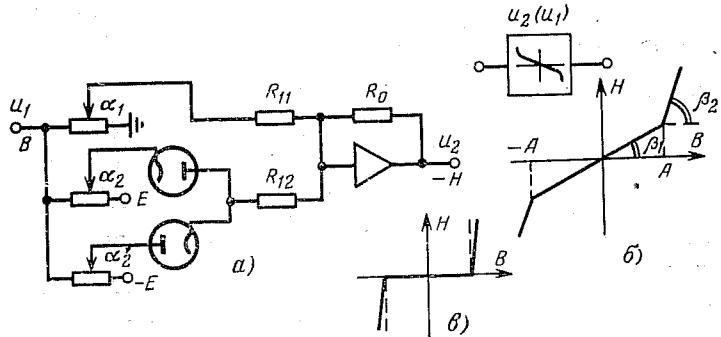


Рис. 2-18. Схема простейшего нелинейного преобразователя для получения упрощенной характеристики намагничивания $H(B)$.

дации по входу 11: $\alpha_1 R_0 / R_{11}$. Наклон β_2 регулируется коэффициентом R_0 / R_{12} ; для плавной регулировки перед со- противлением R_{12} устанавливают потенциометр (на схеме не показан). Напряжения отпирания диодов A и $-A$ задаются потенциометрами α_2 и α'_2 (точки перелома) симметричной характеристики $u_2(u_1)$ (для симметричной характеристики $\alpha_2 = \alpha'_2$). При отсутствии сопротивления в цепи 11 ($R_{11} = \infty$) получается спрямленная характеристика намагничивания $H(B)$ с горизонтальным участком и с наклонными ветвями в области насыщения. При $R_{11} = \infty$ и $R_{12} = 0$ получается идеализированная характеристика (рис. 2-18, в), близкая к прямоугольной.

($\beta_2 \approx 90^\circ$). Отметим, что $\beta_2 \neq 90^\circ$ из-за сопротивлений диодных цепей.

Схема на рис. 2-19, а отличается тем, что диодные ячейки включены не на вход, а в цепь обратной связи; на этой схеме упрощенная кривая намагничивания воспроизводится в виде $B(H)$.

Регулировка параметров A , β_1 и β_2 осуществляется так же, как и для схемы на рис. 2-18, а. При $R_0 = \infty$ получится спрямленная характеристика $B(H)$ с верти-

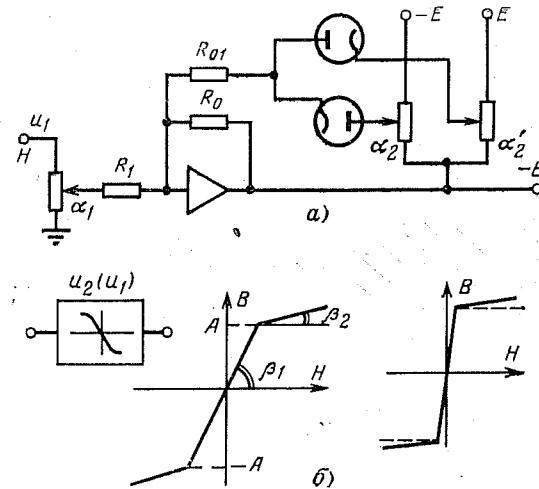


Рис. 2-19. Схема простейшего нелинейного преобразователя для получения упрощенной характеристики намагничивания $B(H)$.

кальным участком и наклонными ветвями (рис. 2-18, в); при $R_0 = \infty$ и $R_{01} = 0$ — характеристика (рис. 2-18, в), близкая к прямоугольной ($\beta_1 \approx 90^\circ$, $\beta_2 \approx 0$).

Универсальные диодные блоки нелинейности содержат 10—20 диодных ячеек и позволяют осуществить более плавные кривые. Отметим, что кривая вида $B(H)$ с большой крутизной в начальной области точнее воспроизводится на схемах с диодными ячейками в обратной связи, а кривые вида $H(B)$ с возрастающей кривизной к концам кривой — на схемах с диодами во входных цепях. Обычно универсальные БН имеют схемы последнего типа; в некоторых моделях предусмотрено переключение цепей, что облегчает воспроизведение обратных зависимостей. В алгоритмах, исключающих опера-

цию дифференцирования, как правило, используется представление магнитной характеристики в виде $H(B)$ или $i_0(\Psi)$ (гл. 4).

или $i_0(\Psi)$ (гл. 4). Неоднозначность характеристики намагничивания обусловливается гистерезисом и вихревыми токами. Если гистерезис проявляется даже при очень медленном перемагничивании (квазистационарный режим), то вихревые токи определяются скоростью изменения поля. При больших частотах перемагничивания существенное значение имеет также явление магнитной вязкости. Грубо говоря, петля $B(H)$ обусловлена «статической памятью» ферромагнетика и динамическим запаздыванием индукции. В зависимости от конструктивных особенностей магнитопровода и режима работы один из этих факторов может значительно преобладать, и в этом случае задача воспроизведения характеристики $B(H)$ упрощается.

Воспроизведение статической гистерезисной характеристики возможно на электронном аналоге, обладающем свойством «памяти». К схемам такого типа относятся схемы моделирования «люфта» [Л. 3, 5], в которых используется свойство конденсатора «запомнить» (сохранять) заряд.

В [Л. 27] рассмотрен ряд схем моделирования статических гистерезисных характеристик $B(H)$ и $H(B)$ на базе схемы люфта. Одна из простейших схем показана на рис. 2-20. На нелинейном диодном преобразователе BH набирается средняя кривая намагничивания. Перед преобразователем включается звено характеристики люфта [Л. 5], имеющее решающий усилитель с конденсаторами на входе C_1 и в обратной связи C_0 , а также диодные элементы, обеспечивающие зону нечувствительности (2ϵ) . Передаточная функция такого звена $K = -C_1/C_0$. При отключении входной цепи напряжение u_2 на выходе сохраняет свое предшествующее значение благодаря весьма медленному разряду конденсатора C_0 . Конденсатор C_1 всегда заряжается до напряжения u_1 — и поэтому автоматически обеспечивает вторичное подключение схемы при уменьшении входного напряжения на величину 2ϵ . Таким образом, крутизна боковых сторон характеристики люфта определяется передаточной функцией $K = \operatorname{tg} \alpha$, а ширина петли — запирающими напряжениями e на диодах D_1 и D_2 . Зависимость выходного напряжения u_3 от входного u_1 (рис. 2-20) можно под-

бором параметров схемы сделать подобной петле гистерезиса с коэрцитивной силой $H_c \equiv \varepsilon$ и остаточной индукцией B_r . Величина B_r зависит от C_1/C_0 , а также от коэффициента усиления нелинейного звена BN для соответствующего участка кривой. Достоинством рассматриваемой схемы является ее простота. Частные гистерезисные циклы воспроизводятся усечением предельного цикла.

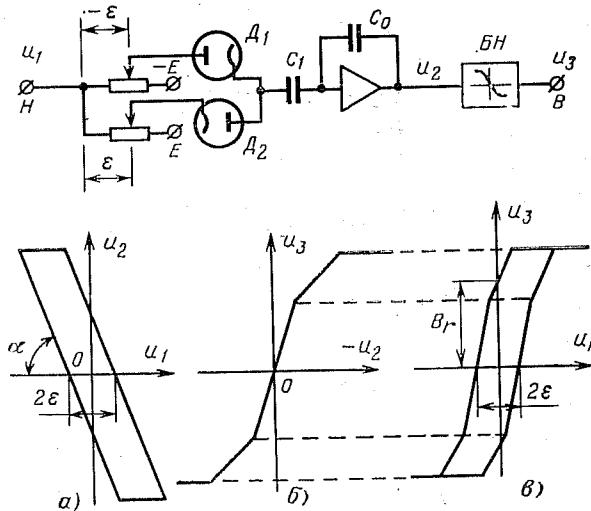


Рис. 2-20. Моделирование гистерезисной петли с помощью схемы люфта.

ла горизонтальными прямыми. Схема дает удовлетворительные результаты при моделировании магнитных элементов, изготовленных из материала с прямоугольной петлей или близкой к прямоугольной петле. Указанными авторами разработана также схема функционального запоминающего устройства, содержащего диодно-емкостный преобразователь и позволяющего воспроизводить частные циклы со значительно большей точностью [Л. 27].

В установившихся режимах перемагничивание происходит по замкнутой петле, симметричной или несимметричной в зависимости от наличия постоянной составляющей в индукции. Замкнутую статическую петлю, состоящую из двух монотонных ветвей, можно моделировать с помощью диодных функциональных блоков и триггера,

реагирующего на знак производной, рассмотренного в § 1-6. При моделировании несимметричного гистерезисного цикла восходящая и нисходящая ветви петли набираются на двух диодных блоках нелинейности BH . Переключение с одного BH на другой должно произво-

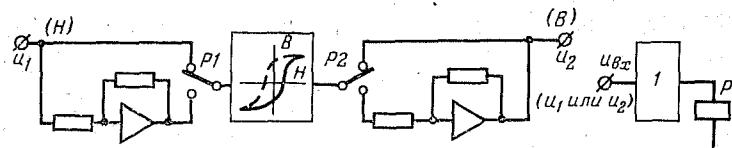


Рис. 2-21. Моделирование установившегося гистерезисного цикла при помощи триггерной схемы I , реагирующей на знак производной. Схема I приведена на рис. 1-13.

дится автоматически при достижении напряженностью H или индукцией B экстремального значения, т. е. при

изменении знака производной dH/dt или dB/dt .

Если гистерезисная петля симметрична, то необходим один блок нелинейности, так как ветви цикла одинаковы и при достижении вершины цикла достаточно поменять знаки B и H . В этом случае вход и выход BH должны переключаться на инверторы (рис. 2-21).

Для осуществления указанных переключений используется триггерное устройство (I), схема которого приведена на рис. 1-13.

Учет динамического запаздывания индукции (потока) по отношению к напряженности (намагничающему

току) осуществляется при электронном моделировании с помощью инерционных звеньев. Применение инерционного звена и диодного блока нелинейности, на котором набрана средняя кривая намагничивания, позволяет упрощенно получить динамическую характеристику

му току) осуществляется при электронном моделировании с помощью инерционных звеньев. Применение инерционного звена и диодного блока нелинейности, на котором набрана средняя кривая намагничивания, позволяет упрощенно получить динамическую характеристику

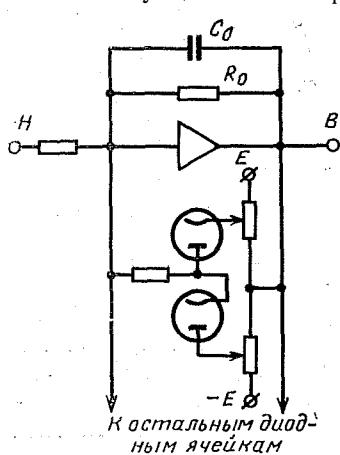


Рис. 2-22. Получение динамической петли с помощью инерционного звена, совмещенного с диодным функциональным преобразователем.

[Л. 28, 34]. Примером такого метода формирования динамической петли является схема [Л. 28], приведенная на рис. 2-22. В целях уменьшения числа решающих усилителей здесь инерционное звено совмещено с диодным блоком нелинейности.

При моделировании устройств с массивным магнитопроводом иногда требуется уточненный учет вихревых токов. Аналитический расчет параметров, определяющих интегральный эффект вихревых токов, является весьма сложной задачей. Однако использование экспериментальных динамических характеристик позволяет просто рассчитать параметры электронного аналога, воспроизведя указанный эффект. Метод синтеза схемы модели по экспериментальным динамическим характеристикам применен [Л. 29] для электронного моделирования переходных процессов в электрических машинах. Следует заметить, что использование опытных динамических характеристик показало свою целесообразность и в случаях, не связанных с применением вычислительной техники.

Коротко поясним суть метода применительно к катушке с массивным сердечником. Производят следующий опыт. Подключают катушку к источнику постоянного тока и устанавливают ток такой величины, чтобы сердечник не был насыщен. Затем закорачивают катушку и осциллографируют свободный режим $i(t)$. Полученную

на сумму экспонент вида $A_k e^{-\tau_k t}$. Параметры любой экспоненты A_k и τ_k могут быть реализованы с помощью rL -цепи, а исходная кривая тока — на схеме с параллельно включенными ветвями $r_k + pL_k$, с эквивалентной операторной проводимостью

$$Y(p) = \frac{1}{\sum_n (r_k + pL_k)}.$$

Указанная схема является «формальной» схемой замещения катушки с сердечником. Можно преобразовать $Y(p)$ таким образом, чтобы выделить элементы, имеющие физический смысл:

$$\frac{1}{Y(p)} = Z_1(p) + \frac{1}{Y_0(p)}.$$

Здесь $Z_1(p) = r + pL_s$ — операторное сопротивление обмотки (параметры r , L_s — активное сопротивление и индуктивность рассеяния обмотки — должны быть измерены); $Y_0(p)$ — операторная проводимость, учитывающая массивный сердечник. Представляя $Y_0(p)$

в виде суммы простых дробей, получают электрическую схему замещения сердечника, изображенную на рис. 2-13.

Экспоненты $A_{k\ell} e^{-\frac{t}{T_k}}$ могут быть также воспроизведены с помощью RC -цепей. Можно построить схему, сходную по структуре со схемой на рис. 2-13, но содержащую только элементы R , C . Этот RC -аналог легко реализуется на электронной модели [Л. 29]. Рассмотренный метод предполагает линейность параметров системы и применим в случае ферромагнитного сердечника для режимов без насыщения.

Стремление к высокой точности воспроизведения гистерезисного процесса привело к идее введения в электронную модель реального ферромагнитного элемента. Сочетание математического и физического моделирования, при котором решение дифференциальных уравнений, описывающих режим, осуществляется на элементах моделирующей установки, а петля гистерезиса представляется реальным материалом, введенным в схему модели в виде дросселя, позволяет получать весьма хорошее соответствие исследуемому процессу и оценивать влияние гистерезиса на точность расчетов.

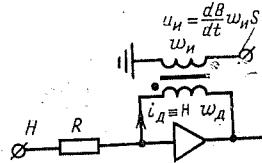


Рис. 2-23. Введение в модель реального сердечника для естественного воспроизведения процесса перемагничивания.

В обратную связь решающего усилителя введен дроссель с ос- новной ω и измерительной $\omega_{\text{и}}$ обмотками. Так как ток во входной цепи усилителя равен току в цепи обратной связи, то при чисто активном входном сопротивлении R намагничивающий ток в дросселе пропорционален входному напряжению u_1 . Полагается, что нагрузка измерительной цепи очень мала и размагничивающим действием ее можно пренебречь. Выбором параметров дросселя можно обеспечить соответствие характеристик $B(H)$ — для исследуемого магнитопровода и $B_{\text{др}}(H_{\text{др}})$ — для дросселя. Тогда при напряжении на входе усилителя $u_1 = H(t)$ на измерительной обмотке индуцируется напряжение $u_{\text{и}} = dB/dt$. Это напряжение подается на звенья, реализующие уравнения с членом dB/dt , или интегрируется для получения B .

Моделирование магнитных характеристик с помощью специального дросселя, введенного в модель, применялось авторами при исследовании трансформаторов тока и трансформаторов напряжения (§ 6-1). Для сопряжения с моделью магнитопроводов реальных устройств использовался специальный операционный усилитель повышенной мощности.

Использование в электронных моделях сегнетоэлектрических конденсаторов (варикондов), обладающих гистерезисной кулоновольтной характеристикой, позволяет весьма полно воспроизводить основные особенности ферромагнитного гистерезиса [Л. 22]. Различная физическая сущность диэлектрического и магнитного гистерезисов не мешает получать геометрически подобные полные и частные циклы. Возможность легкого изменения основных параметров воспроизводимых циклов позволяет с помощью одного вариконда моделировать характеристики различных ферромагнетиков.

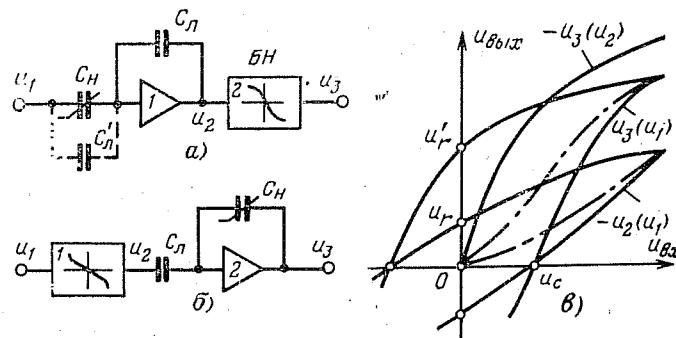


Рис. 2-24. Моделирование ферромагнитного гистерезиса при помощи сегнетоэлектрических конденсаторов.

a — воспроизведение зависимости $B(H)$; *б* — воспроизведение зависимости $H(B)$; *в* — характеристика $u_{\text{вых}}(u_{\text{вх}})$ для схемы *а*: $u_2(u_1)$ — петля вариконда; $u_3(u_2)$ — кривая, набираемая на BN для получения петли ферромагнитика $B(H)$.

На рис. 2-24 приведены схемы моделирования зависимости $B(H)$ и $H(B)$. Рассмотрим схему рис. 2-24,а. Для получения гистерезисной характеристики $B(H)$ вариконда используется решающий усилитель, в обратную связь которого включена линейная емкость $C_{\text{л}}$, а на входе — вариконд $C_{\text{н}}$. При отсутствии предварительных задиров на емкостях связь между входным u_1 и выходным

u_2 напряжениями будет выражаться равенством

$$u_2 = -\frac{C_n}{C_\pi} u_1 = -\frac{1}{C_\pi} q,$$

т. е. выходное напряжение пропорционально заряду вариконда.

Если параллельно вариконду подключить линейную емкость C'_π , то гистерезисная петля пойдет круче, причем значение остаточного напряжения u_r , не изменится, а коэрцитивное напряжение u_c уменьшится. Увеличение емкости в обратной связи делает петлю более пологой при неизменном u_c и уменьшенном u_r . Используя комбинированное соединение варикондов с разными параметрами, в некоторых случаях можно добиться хорошего приближения к заданной характеристике ферромагнетика. Однако в общем случае требуется дополнительная деформация циклов, осуществляющаяся с помощью универсального диодного блока нелинейности $B(H)$. Функция u_3 (u_2), набираемая на $B(H)$, строится графически по основным кривым намагничивания (для ферромагнетика) и поляризации (для вариконда). При использовании типовых варикондов, например $BK1-B$, схема обеспечивает довольно точное воспроизведение параметров одного цикла (остаточной индукции, коэрцитивной силы) и основной кривой намагничивания; другие частные циклы моделируются приближенно. При наличии варикондов с малым напряжением насыщения гистерезисный процесс воспроизводится с большой точностью для всех частных циклов.

Воспроизведение зависимости $H(B)$ принципиально не отличается от моделирования петли $B(H)$; соответствующая схема приведена на рис. 2-24, б.

2-5. СТРУКТУРНЫЙ МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ ИНДУКТИВНО СВЯЗАННЫХ ЦЕПЕЙ С ФЕРРОМАГНИТНЫМИ СЕРДЕЧНИКАМИ

При структурном методе моделирования сохраняется соответствие звеньев модели элементам исследуемой системы. Структурная модель физически наглядна и в этом смысле удобна для исследования. Может оказаться, однако, что при определенном соотношении параметров модель будет чувствительной к генерации вследствие наличия дифференцирующих или других склонных к самовозбуждению звеньев. В этом случае предпочтение отдается блок-схемам, построенным по более устойчивым алгоритмам.

Рассмотрим часть некоторой сложной электромагнитной системы рис. 2-25, представляющую собой замкнутый ферромагнитный сердечник, на котором находится три обмотки. Первая обмотка w_1 питается от источника тока, вторая w_2 — от источника э. д. с., третья обмотка w_3 подключена к активно-индуктивной нагрузке. Будем считать заданными источниками, электрические параметры цепей и характеристику намагничивания сердечника $B(H)$; необходимо определить токи в обмотках и индукцию в сердечнике. Так как в обмотке w_1 задан ток, то ее параметры можно не учитывать: они были бы

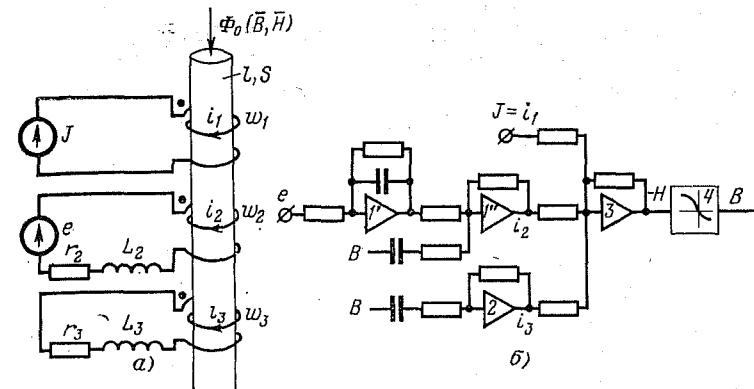


Рис. 2-25. Магнитосвязанные цепи (а) и соответствующая структурная модель (б).

необходимы только для определения напряжения на этой обмотке. Параметры обмоток w_2 и w_3 вынесены во внешние цепи (§ 2-1).

Уравнения для электрических контуров

$$\begin{aligned} i_2(r_2 + pL_2) + pw_2SB &= e; \\ i_3(r_3 + pL_3) + pw_3SB &= 0; \end{aligned}$$

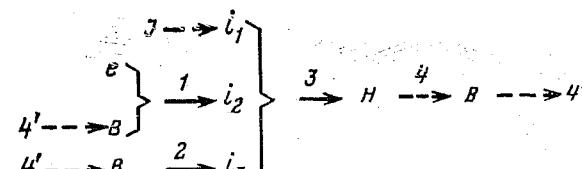
$$\left(p = \frac{d}{dt} \right).$$

Уравнение для магнитной цепи

$$i_1w_1 + i_2w_2 + i_3w_3 = HI,$$

где l — длина; S — сечение сердечника.

Структурная модель, соответствующая рассматриваемой схеме, составляется по следующему алгоритму:



В уравнениях

$$1) i_2 = \frac{1}{r_2} \frac{e}{1 + pT_2} - \frac{\omega_2 S}{r_2} \frac{pB}{1 + pT_2};$$
$$2) i_3 = -\frac{\omega_3 S}{r_3} \frac{pB}{1 + pT_3};$$
$$3) H = \frac{\omega_1}{l} i_1 + \frac{\omega_2}{l} i_2 + \frac{\omega_3}{l} i_3;$$

$$4) B = B(H)$$

через $T = L/r$ обозначены постоянные времени контуров.

Для реализации этих уравнений необходимы звенья, моделирующие передаточные функции вида $K \frac{1}{1 + pT}$, $K \frac{p}{1 + pT}$ (табл. 1-2);

последняя функция при $T=0$ (т. е. при чисто активном сопротивлении цепи) соответствует операции дифференцирования, что может обусловить самовозбуждение модели.

На рис. 2-25,б приведена структурная схема модели. Уравнение 1) решается на двух усилителях I' и I'' ; на последнем из них со-
вмещены операция $K_2 \frac{p}{1 + pT_2}$ и сложение. Легко увидеть, что усложнение исходной системы (рис. 2-25,а) за счет увеличения числа обмоток, питаемых от источников тока и э. д. с. или включенных на пассивные rL -цепи, не изменяет принципиальную структуру модели (рис. 2-25,б): добавляются входные цепи к сумматору 3. Они будут иметь такую же структуру, как и цепи, формирующие i_1 , i_2 , i_3 в рассмотренной модели.

При структурном методе моделирования можно эффективно использовать эквивалентные преобразования блок-схем для упрощения модели. Например, если при исследовании не требуется воспроизводить некоторые однородные переменные, скажем токи в обмотках ω_2 и ω_3 (рис. 2-25,б), а важно только установить их совокупное влияние на магнитный поток в сердечнике, целесообразно совместить операции на одном усилителе (исключить усилитель 2, переключив его входную цепь на усилитель 1). Подобный прием может потребоваться при оценке влияния вихревых токов, если они учитываются системой rL -контуров (рис. 2-13).

Более подробные сведения о структурном методе моделирования магнитосвязанных контуров приводятся в [Л. 7].

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ ПРИ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССАХ

3-1. МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕКОТОРЫХ ФУНКЦИЙ ВРЕМЕНИ И ФОРМИРОВАНИЕ ПЕРВИЧНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

При исследовании устройств защиты считаются заданными первичные переходные процессы, сопровождающие аварийные или эксплуатационные коммутации в сети.

Информация о первичных процессах, которой располагает исследователь, может выражаться различными

способами: в виде точного или приближенного математического описания, снятыми натурными осциллограммами процесса, или эквивалентной первичной схемой с заданными параметрами, достаточными для расчета процесса.

Как правило, первичные процессы воспроизводятся упрощенно, но с сохранением важнейших параметров, влияющих на характер вторичных процессов. Упрощения возможны за счет рациональной аппроксимации, учитывающей реальный разброс характеристик или построенной на заведомо более тяжелые условия и т. д.

В этом параграфе рассмотрены схемы для моделирования часто используемых функций времени и приведен пример моделирования тока сложной формы по натурной осциллограмме.

Воспроизведение первичного тока по известному аналитическому выражению рассмотрено в следующем параграфе.

В § 3-3 подробно описаны способы моделирования токов включения ненагруженных силовых трансформаторов — с помощью моделей, воспроизводящих процесс в схеме замещения первичной сети, и формально, по основным геометрическим параметрам кривой тока, существенным для релейных защит.

Периодические ступенчатые и треугольные импульсы. Такие импульсы с регулируемыми уровнями и скважностью можно осуществить с помощью схемы на рис. 3-1. На вход интегратора подается постоянное напряжение A_1 . Результат интегрирования $u_2 = A_1 t$ сравнивается с постоянным напряжением $u_3 = -B_1$ на схеме сравнения 1 с реле P . При $u_2 = u_3$ реле срабатывает и перебрасывает свои контакты $P1$ и $P2$. Теперь на интегратор подается напряжение $-A_2$ и выходное напряжение интегратора сравнивается с напряжением B_2 ; при равенстве $u_2 = u_3$ реле снова срабатывает и т. д. На рис. 3-1 приведены графики получаемых напряжений u_1 , u_2 при произвольных величинах A_1 , A_2 , B_1 , B_2 и нулевом начальном условии на интеграторе

$$T_1 = \frac{B_1 + B_2}{A_2}, \quad T_2 = \frac{B_1 + B_2}{A_1},$$

где A_1 , A_2 — тангенсы углов наклона ломаной (рис. 3-1, а). Заметим, что напряжение u_1 следует использовать через усилитель во избежание перегрузки источни-

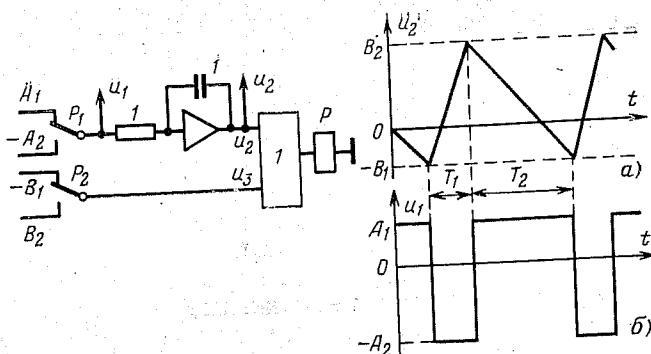


Рис. 3-1. Схема, воспроизводящая волны треугольной (а) и прямоугольной (б) формы.
1 — схема сравнения.

ков A_1 и A_2 . С помощью подобной схемы можно воспроизводить периодические импульсы различной формы путем функционального преобразования полученных импульсов (нелинейное преобразование u_2 , сложение u_1 с u_2 и т. д.).

Незатухающие гармонические колебания. Самая распространенная схема для получения синусоидальных колебаний изображена на рис. 3-2, а. Эта простая схема требует тщательной установки нулей усилителей и обеспечивает практически незатухающие колебания при не продолжительном решении. Однако влияние паразитных емкостей, утечек и дрейфов приводит к тому, что со временем амплитуда колебаний затухает. Введение дополнительной цепи (на рис. 3-2, а показана пунктиром) можно в некоторой степени противостоять этой тенденции.

Так, подключение цепи к выходу инвертора (точка m , положительная обратная связь) при $\delta \ll 1$ обеспечивает получение почти гармонических колебаний с возрастающей амплитудой $U_m e^{\delta t} \sin(\omega t + \varphi)$, а при отрицающей амплитудой $U_m e^{-\delta t} \sin(\omega t + \varphi)$.

$$U_m e^{-\delta t} \sin(\omega t + \varphi).$$

Для получения высокостабильных колебаний рекомендуется схема на рис. 3-2, б [Л. 2]. В этой схеме коэффициент δ устанавливают таким, чтобы амплитуда выходного напряжения медленно возрастала при отсутствии цепи диодных ограничителей. Диодные ограничители включены с установленным напряжением отпирания $\pm U_m$, вклю-

ченные в обратную связь интегратора, обеспечивают поддержание незатухающих колебаний заданной амплитуды U_m .

Незатухающие синусоидальные колебания можно получить с помощью одного усилителя [Л. 5], используя двойной Т-образный мост в цепи обратной связи. Этот способ целесообразен в тех случаях, когда не нужно

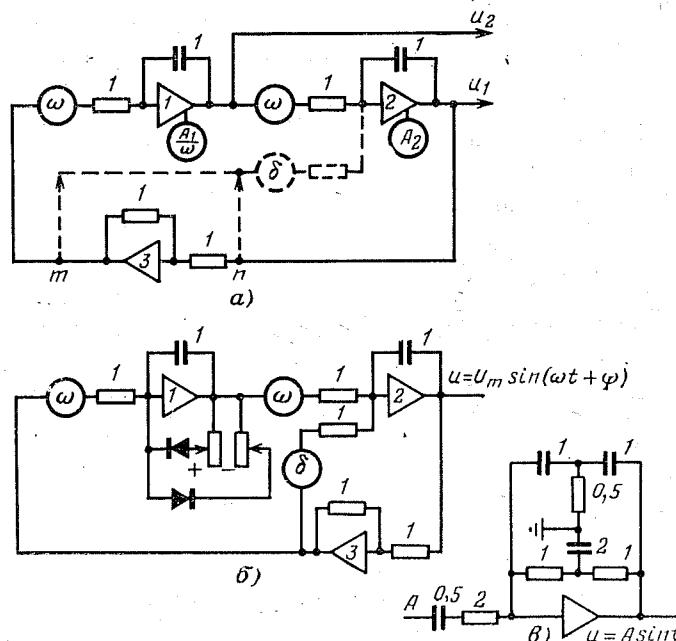


Рис. 3-2. Генераторы синусоидальных колебаний.

изменять частоту, так как последнее требует изменения всех параметров R , C схемы. На рис. 3-2, в приведена схема для генерирования колебаний с угловой частотой $\omega = 1/с$ (R , МОм; C , мкФ).

Симметричная трехфазная система синусоид. Имея генератор функции $U_m \sin \omega t$, $U_m \cos \omega t$ (рис. 3-2, а) при $A_2=0$) с помощью двух сумматоров легко осуществить фазовые сдвиги $\pm 120^\circ$

$$\sin(\omega t - 120^\circ) = -\left[\frac{1}{2} \sin \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t\right];$$

$$\sin(\omega t + 120^\circ) = -[\sin \omega t + \sin(\omega t - 120^\circ)].$$

Указанный способ формирования симметричной трехфазной системы напряжений является наиболее рациональным, так как только на одном из сумматоров коэффициенты передачи отличны от единицы.

Соответствующей установкой начальных условий на интеграторах схемы рис. 3-2, используемой в качестве генератора синусоидальных колебаний, можно обеспечить любой начальный сдвиг трехфазной системы.

Моделирование показательных функций $Ae^{-\alpha t}$, $A(1 - e^{-\alpha t})$. Показательные функции воспроизводятся на

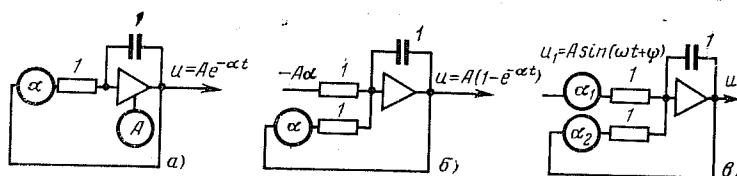


Рис. 3-3. Воспроизведение функций, содержащих экспоненты.

инерционном звене (рис. 3-3, а, б). Коэффициент α определяется заданной постоянной времени T и выбранным масштабом времени $a = m_t/T$.

На схеме рис. 3-3, б можно формировать напряжение вида $(A + Be^{-\alpha t})$, где A и B — произвольные алгебраические постоянные ($|A+B| \leq 100$ В). Для этого на вход схемы подается напряжение $u_{\text{вх}} = A/a$, а начальное условие на интегрирующем конденсаторе задается равным $A+B$. При нулевом начальном условии, как показано на схеме рис. 3-3, б, выходное напряжение равно $u = A(1 - e^{-\alpha t})$.

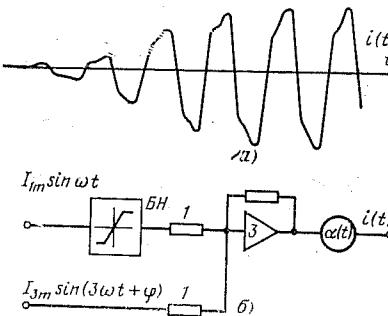


Рис. 3-4. Воспроизведение тока сложной формы по осциллограмме первичного процесса.

Воспроизведение первичного тока по осциллограммам. Воспроизведение входных воздействий в случае сложных первичных процессов существенно облегчается, если имеются соответствующие осциллограммы.

Рассмотрим пример. На рис. 3-4, а приведена осцилло-

граммма переходного рабочего тока в первичной цепи выпрямительной установки. При математическом моделировании устройства токовой защиты проверялось качество отстройки защиты от токов подобной формы. Анализ серии осциллограмм показал, что из высших гармоник несинусоидального тока значительно преобладает третья, причем гармонический состав почти не изменяется при нарастании тока. Была принята модель, схема которой показана на рис. 3-4, б. Использовались два генератора синусоид для 1-й и 3-й гармоник; наличие других гармоник учитывалось приближенно введением блока нелинейности в выходную цепь генератора первой гармоники. Регулированием амплитуд и фаз гармоник устанавливалась необходимая форма напряжения на выходе сумматора, величина же тока при постоянной форме изменялась с помощью блока переменных коэффициентов $a(t)$. Модель воспроизводила первичный ток, практически совпадающий с натуральным.

3-2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ТОКОВ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

Моделирование тока к. з. с апериодической слагающей. Обычно необходимые для релейной защиты расчеты переходного режима к. з. ведутся в симметричной трехфазной сети с сосредоточенными активными сопротивлениями и индуктивностями [Л. 25, 31]. Считается, что питание сети осуществляется от источника бесконечной мощности. Аналитическое выражение переходного тока к. з. в такой сети при отсутствии предшествующего тока нагрузки имеет вид:

$$i_1 = I_m \left[\sin(\omega t + \psi - \varphi) - \sin(\psi - \varphi) e^{-\frac{t}{T_1}} \right], \quad (3-1)$$

где ψ — начальная фаза э. д. с.; $\varphi = \arctg \omega T_1$, $T_1 = L_1/r_1$ — постоянная времени; L_1 , r_1 — эквивалентные параметры фазы, рассчитываемые в предположении, что схемы с индуктивными и активными сопротивлениями могут преобразовываться самостоятельно, т. е. при определении результатирующего активного сопротивления сети можно полагать равными нулю реактивные сопротивления и наоборот [Л. 31].

Выражение (3-1) воспроизводится на выходе инерционного звена (рис. 3-3, в) при подаче на его вход сину-

Синусоидального напряжения $u_1 = \bar{U}_m \sin(\omega t + \bar{\phi})$

$$u_2 = -\bar{U}_m \frac{\alpha_1}{\sqrt{\frac{\alpha_2^2}{\omega^2} + \bar{\omega}^2}} [\sin(\bar{\omega}t + \bar{\phi} - \bar{\varphi}) - \sin(\bar{\phi} - \bar{\varphi}) e^{-\alpha_2 t}], \quad (3-2)$$

где \bar{U}_m , $\bar{\omega}$, $\bar{\phi}$, $\bar{\varphi}$ — машинные постоянные.

Формула (3-2) тождественна (3-1) при $-\bar{U}_m = I_m/m_i$, $\bar{\omega} = \omega m_i$, $\alpha_2 = m_i/T_1$, $\alpha_1 = \sqrt{\frac{\alpha_2^2}{\omega^2} + \bar{\omega}^2}$. Для тока с предельной апериодической составляющей, что соответствует условию $\phi - \varphi = \pi/2$, $u_1 = \bar{U}_m \sin \bar{\omega}t$, $u_2 = \bar{U}_m (e^{-\alpha_2 t} - \cos \bar{\omega}t)$.

Заметим, что в интересующих практику переходных режимах при промышленной частоте всегда выполняется условие $\omega^2 \gg 1/T_1^2$, поэтому в модели $\alpha_1 = \sqrt{\frac{\alpha_2^2}{\omega^2} + \bar{\omega}^2} \approx \bar{\omega}$.

Учет реакции якоря генератора. Расчетное выражение переходного тока к. з. при повреждении на выводах генератора или вблизи них имеет вид [Л. 25 стр. 15]:

$$i = [\Delta I'' e^{-\frac{t}{T''}} + \Delta I' e^{-\frac{t}{T'}} + I + (I_{(n)} - I) F(t)] V \sqrt{2} \times \\ \times \cos(\omega t + \alpha) + I_a e^{-\frac{t}{T_1}} + I_{(2m)} e^{-\frac{t}{T_1}} \cos(2\omega t + \alpha), \quad (3-3)$$

где $\Delta I''$, $\Delta I'$ — начальные свободные сверхпереходный и переходный токи к. з.; $I_{(n)}$, I — установившиеся токи к. з. при предельном (n) и предшествующем возбуждении; I_a , $I_{(2m)}$ — начальные значения апериодической слагающей тока к. з. и свободной периодической двойной синхронной частоты; $F(t)$ — функция, определяющая закон приращения во времени синхронного тока в результате форсировки возбуждения.

Воспроизведение тока (3-3) на АВМ сравнительно сложно: точный учет затухания периодической составляющей тока требует моделирования синусоидальной функции с амплитудной модуляцией.

В большинстве практических случаев расчетное выражение (3-3) можно упростить. Если защита реагирует на полное значение тока и не имеет гармонического торможения, то не учитывается составляющая двойной синхронной частоты. При анализе работы быстродействующих защит можно пренебречь влиянием релейной форсировки возбуждения, т. е. считать $F(t) = 0$.

При этих допущениях переходный ток к. з. описывается уравнением

$$i = (\Delta I'' e^{-\frac{t}{T''}} + \Delta I' e^{-\frac{t}{T'}} + I) V \sqrt{2} \cos(\omega t + \alpha) + I_a e^{-\frac{t}{T_1}}. \quad (3-4)$$

Для его формирования на АВМ возможно применение умножения для экспоненциальных и синусоидальной функций или использование затухающих синусоидальных функций с последующим суммированием с синусоидальной и апериодической составляющими тока к. з.

Однако и в этом случае схема АВМ получается громоздкой. Для ее дальнейшего упрощения можно рекомендовать приближенное моделирование переходного тока к. з., которое осуществляется путем подачи на вход схемы рис. 3-3,в напряжения

$$u_1 = U_m e^{-\delta t} \sin \omega t$$

от генератора затухающих колебаний (§ 3-1). Такое моделирование позволяет на ограниченном отрезке времени (примерно при $t \leq T_1$) проанализировать переходные режимы работы трансформаторов тока, установленных близко к генераторам.

Исследования, проведенные авторами, показали, что в рассматриваемом режиме сердечники трансформаторов тока насыщаются сильнее, чем если бы на них воздействовал ток (3-1). Это обусловлено тем, что затухание периодической составляющей замедляет нарастание тех полуволн тока к. з., которые противоположны по знаку апериодической составляющей и размагничивают сердечники трансформаторов тока.

Моделирование токов к. з. для трехфазных защит. Процесс к. з. в трехфазной сети с заземленной нейтралью описывается системой дифференциальных уравнений

$$\left. \begin{aligned} e_A &= r_1 i_A + L_1 \frac{di_A}{dt} + (r_0 - r_1) i_0 + (L_0 - L_1) \frac{di_0}{dt}; \\ e_B &= r_1 i_B + L_1 \frac{di_B}{dt} + (r_0 - r_1) i_0 + (L_0 - L_1) \frac{di_0}{dt}; \\ e_C &= r_1 i_C + L_1 \frac{di_C}{dt} + (r_0 - r_1) i_0 + (L_0 - L_1) \frac{di_0}{dt}; \\ i_A + i_B + i_C &= 3i_0, \end{aligned} \right\} \quad (3-4)$$

где r_1 , L_1 , r_0 , L_0 — эквивалентные активное сопротивление и индуктивность прямой и нулевой последовательностей соответственно.

Рассчитанный на АВМ процесс к. з. с землей при неодновременном включении фаз выключателя описан в § 4-6.

Для сети с изолированной нейтралью в исходных уравнениях (3-4) вместо $(L_0 - L_1) \frac{di_0}{dt} + (r_0 - r_1) i_0$ следует подставлять напряжение нейтрали u_N .

Данная модель применяется для расчета перехода двухфазного к. з. в трехфазное.

Моделирование процессов в длинных линиях. При исследовании работы релейной защиты, установленной на длинных линиях, необходимо учитывать распределенность параметров линии. Электромагнитные процессы в линиях с распределенными параметрами описываются дифференциальными уравнениями в частных производных. Эти уравнения для одной из фаз при симметричном повреждении имеют вид:

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = R_0 i + L_0 \frac{\partial i}{\partial t}, \quad -\frac{\partial i}{\partial x} = G_0 u + C_0 \frac{\partial u}{\partial t}, \quad (3-5)$$

где R_0 , L_0 , G_0 , C_0 — удельное активное сопротивление, индуктивность, активная проводимость и емкость линии.

Уравнения в частных производных на АВМ не моделируются. В связи с этим для исследования процессов в реальных длинных линиях используют методы приближенного решения системы (3-5). Один из них заключается в переходе к уравнениям, содержащим запаздывающую функцию, другой — в переходе к уравнениям, составленным для конечных приращений напряжений и токов.

В первом случае реальную длинную линию рассматривают как неискажающую и, интегрируя (3-5) при условии $R_0/L_0 = G_0/C_0$, находят связь между составляющими токов и напряжений в начале (индекс «н») и конце (индекс «к») линии [Л. 32]

$$\left. \begin{aligned} u_n(t) - z_b i_n(t) &= [u_n(t - \tau) - z_b i_n(t - \tau)] e^{-\frac{\tau R_0}{L_0}}; \\ u_k(t) + z_b i_k(t) &= [u_n(t - \tau) + z_b i_n(t - \tau)] e^{-\frac{\tau R_0}{L_0}}, \end{aligned} \right\} \quad (3-6)$$

где $\tau = l \sqrt{L_0 C_0}$ — время пробега волны вдоль линии длиной l ; $z_b = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$ — волновое сопротивление; $f(t - \tau)$ — функция запаздывания, определяемая равенствами $f(t - \tau) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < \tau; \\ f(t - \tau) & \text{при } t \geq \tau. \end{cases}$

В уравнениях (3-6) четыре неизвестных (два тока i_n , i_k и два напряжения u_n , u_k). Дополнительные два уравнения получают из граничных условий.

Рассмотрим моделирование токов и напряжений в неискажающей короткозамкнутой линии при нулевых начальных условиях,

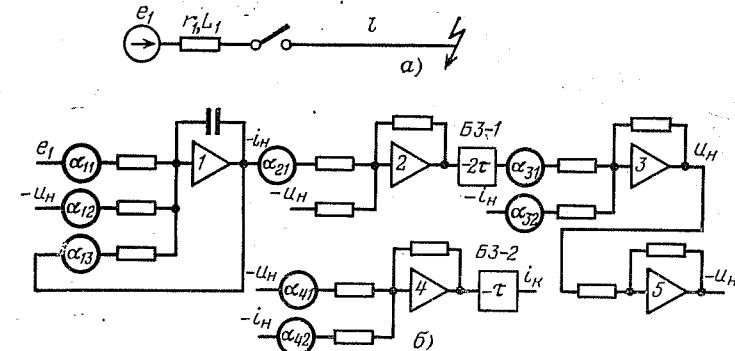


Рис. 3-5. Расчетные схемы для определения токов к. з. в неискажающей линии.

включаемой на систему с сосредоточенными параметрами (рис. 3-5, а).

В данном случае дополнительными уравнениями будут:

$$u_k = 0;$$

$$u_n(t) = e_1 - r_1 i_n(t) - L_1 \frac{di_n(t)}{dt}.$$

Учитывая первое уравнение, систему (3-6) приводим к виду

$$u_n(t) - z_b i_n(t) = -[u_n(t - 2\tau) + z_b i_n(t - 2\tau)] e^{-\frac{2\tau R_0}{L_0}};$$

$$i_k(t) = \left[\frac{u_n(t - \tau)}{z_b} + i_n(t - \tau) \right] e^{-\frac{\tau R_0}{L_0}}.$$

Моделирующая эти уравнения структурная схема АВМ показана на рис. 3-5, б. В схеме применяются блоки постоянного запаздывания, причем для расчета тока в начале линии достаточно иметь только один блок постоянного запаздывания БЗ.

Коэффициенты модели находятся из выражений

$$\begin{aligned} \alpha_{11} = \alpha_{12} &= \frac{1}{L_1} \frac{m_u m_t}{m_i}; \quad \alpha_{13} = \frac{m_t r_i}{L_1}; \quad \alpha_{31} = c = e^{-\frac{2zR_0}{L_0}}; \\ \alpha_{21} = \alpha_{32} &= z_0 \frac{m_t}{m_u}; \quad \alpha_{41} = c = e^{-\frac{zR_0}{L_0}} \frac{m_u}{z_0 m_i}; \quad \alpha_{42} = c = e^{-\frac{zR_0}{L_0}}. \end{aligned}$$

В схеме модели имеется замкнутый контур из четного числа усилителей (1, 2, 3, 5), поэтому при малых потерях в линии модель с блоками постоянного запаздывания склонна к самовозбуждению. Для повышения устойчивости применяются корректирующие емкости и несколько завышаются потери.

Замена в уравнениях (3-5) частных производных отношением конечных приращений эквивалентна представлению длинной линии цепочной схемы замещения. На

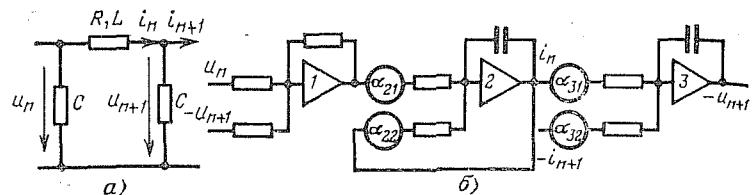


Рис. 3-6. Моделирование на АВМ звена цепной схемы.

рис. 3-6,а показан элемент (звено) такой цепочки. Для этого элемента, пренебрегая потерями на корону и токами утечки, т. е. считая $G=0$, можно записать:

$$\left. \begin{aligned} u_n - u_{n+1} &= \Delta u = ri + L \frac{di}{dt}; \\ i_n - i_{n+1} &= C \frac{du_{n+1}}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (3-7)$$

На рис. 3-6,б показана модель одного звена линии, реализующая эти уравнения. Коэффициенты модели рассчитываются по формулам

$$\alpha_{21} = \frac{1}{L} \frac{m_u m_t}{m_i}, \quad \alpha_{22} = \frac{m_t r}{L}, \quad \alpha_{31} = \alpha_{32} = \frac{1}{C} \frac{m_i m_t}{m_u}.$$

Составленная на основе таких элементарных звеньев схема АВМ работает устойчиво и легко позволяет задавать ненулевые начальные условия распределения тока и напряжения по длине линии. Выбор шага элементарной ячейки часто основывается на компромиссных сооб-

ражениях, так как при малом числе звеньев (большом шаге) частотные характеристики модели могут быть неудовлетворительными, а при большом числе — схема получается сложной.

Исследование этого вопроса, проведенное в [Л. 33], показало, что при воспроизведении частот от 0 до 1 кГц модель линии участками с сосредоточенными параметрами длиной 25 км дает погрешность около 5%. При длине участка 50 км эта погрешность увеличивается до 25%. Форма кривой тока несколько искажена падающими и отраженными волнами переходного процесса. Однако максимумы, минимумы и моменты перехода тока через нуль воспроизводятся достаточно точно. Если учесть, что высшие гармоники не пропускаются в измерительные органы релейной защиты полосовым частотными фильтрами, то высокочастотными искажениями переходного тока можно пренебречь. Поэтому, несмотря на приближенное отражение первичного переходного процесса, цепочные модели длинных линий находят широкое применение при исследовании переходных режимов работы релейной защиты.

3-3. ФОРМИРОВАНИЕ ТОКОВ ВКЛЮЧЕНИЯ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

При включении под напряжение силовых трансформаторов и автотрансформаторов или при восстановлении напряжения после отключения внешнего короткого замыкания в обмотке, присоединенной к питающей сети, в некоторых случаях происходит резкое увеличение тока. Этот ток (ток включения) необходимо учитывать при выборе уставок релейной защиты и разработке новых типов реле. Ниже приводятся схемы и даются описания упрощенных электронной и вентильной моделей, формирующих токи включения характерных видов, возникающих при разновременном и одновременном включении фаз выключателя. Электронная модель применяется при исследованиях релейных защит на АВМ, вентильная — при лабораторных испытаниях наряду с трансформаторными моделями, описанными в [Л. 34].

Ток однофазного включения. Бросок тока намагничивания (ток включения) возникает тогда, когда мгновенное значение вынужденного магнитного потока в сердечнике, определяемое напряжением сети в момент включе-

ния, не равно остаточному потоку. Ток включения тем больше, чем больше разница между этими потоками.

На рис. 3-7 показан крайний случай — возникновение максимального тока при включении однофазного трансформатора или одной фазы трехфазного. При построении

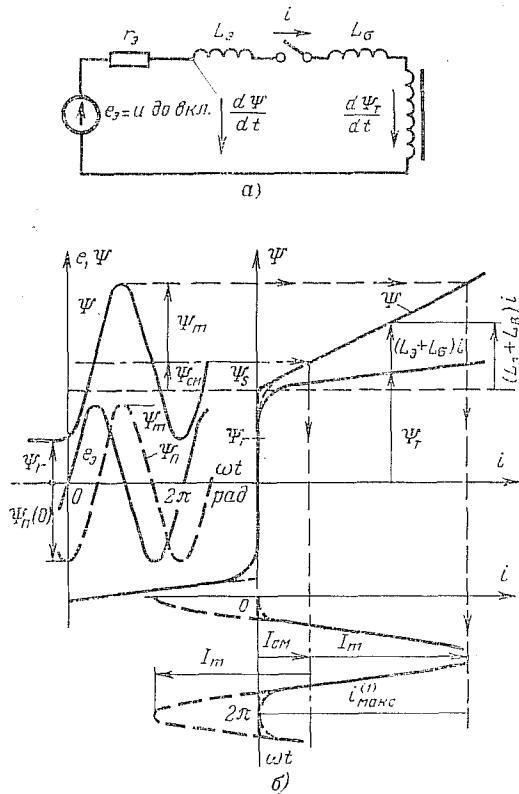


Рис. 3-7. Схема включения однофазного трансформатора (а) и построение кривой тока (б).

принято, что эквивалентное активное сопротивление питающей сети и обмотки трансформатора $r_3=0$, а остаточное потокосцепление трансформатора равно Ψ_r . Включение выключателя происходит в момент времени, когда напряжение сети проходит через нуль, увеличиваясь в положительном направлении. Эквивалентная э. д. с. e_s , равная напряжению сети в точке подключения

трансформатора до включения, обусловливает вынужденную составляющую потокосцепления $\Psi_{\text{п}}=-\Psi_m \cos \omega t$. Полное потокосцепление сети и обмотки трансформатора Ψ не может в момент включения измениться скачком, поэтому кривая $\Psi(\omega t)$, переменная слагающая которой равна $\Psi_{\text{п}}(\omega t)$, начинает изменяться с величиной Ψ_r . Полное потокосцепление Ψ связано с током i однозначной зависимостью (гистерезис не учитывается)

$$\Psi(i) = (L_a + L_p)i + \Psi_r(i),$$

где L_a — эквивалентная индуктивность питающей сети; L_p — индуктивность включаемой обмотки трансформатора, обусловленная магнитным потоком, замыкающимся по немагнитной среде; Ψ_r — потокосцепление обмотки трансформатора, обусловленное магнитным потоком, замыкающимся по сердечнику.

Зависимость $\Psi_r(i)$ может быть аппроксимирована ломаной с вертикальным участком до потокосцепления насыщения Ψ_s (спрямленная характеристика § 2-3).

При такой идеализации кривая $i(\omega t)$ (сплошная линия) представляет собой часть косинусоиды с амплитудой I_m , смещенную относительно оси времени на величину $I_{\text{см}}$ и не имеющую отрицательных полувол.

$$i = -I_m \cos \omega t + I_{\text{см}}, \quad i \geq 0.$$

Закругления у основания полуволны тока (штриховая линия), реально имеющие место, незначительны и не оказывают влияния на работу большинства токовых защит.

Наличие активного сопротивления ($r_3 \neq 0$) приводит к постепенному затуханию всплесков тока. Однако время, в течение которого максимальное значение тока уменьшается вдвое, в сетях 110 кВ и выше обычно превышает 0,2 с, поэтому во многих случаях затуханием можно пренебречь или учитывать его приближенно.

Как видно из рис. 3-7, форма идеализированной кривой тока однофазного включения определяется одной величиной — относительным смещением оси косинусоиды

$$A^{(1)} = \frac{I_{\text{см}}}{I_m} = \frac{\Psi_{\text{см}}}{\Psi_m} = \frac{\Psi_r + \Psi_m - \Psi_s}{\Psi_m} = 1 - \frac{\Psi_s - \Psi_r}{\Psi_m}. \quad (3-8)$$

Верхний индекс (1) здесь и далее относится к однофазному включению.

Только от величины $A^{(1)}$ зависят все коэффициенты, характеризующие степень несинусоидальности кривой тока: коэффициент амплитуды, формы и т. д.

При включении трансформатора на номинальное напряжение ($\Psi_{m*} = \Psi_m / \Psi_{\text{ном}} = 1$) максимально возможное значение $A^{(1)}$ равно [Л. 36]:

для трансформаторов из холоднокатаной стали

$$\left(\Psi_{s*} = \frac{\Psi_s}{\Psi_{\text{ном}}} = \frac{B_s}{B_{\text{ном}}} = \frac{2T}{1,657} = 1,21; \quad \Psi_{r*} = B_{r*} = \frac{17}{1,657} = 0,6 \right);$$

$$A^{(1)} = 1 - \frac{1,21 - 0,6}{1} = 0,39;$$

для трансформаторов из горячекатаной стали

$$\left(\Psi_{s*} = B_{s*} = \frac{1,93T}{1,4T} = 1,38; \quad \Psi_{r*} = B_{r*} = \frac{0,7T}{1,4T} = 0,5 \right);$$

$$A^{(1)} = 1 - \frac{1,38 - 0,5}{1} = 0,12.$$

Для определения любого интегрального значения (действующего, среднего и т. д.), характеризующего величину тока однофазного включения без учета затухания, помимо относительного смещения $A^{(1)}$, необходимо знать максимальное значение тока $i_{\max}^{(1)}$.

Из рис. 3-7

$$i_{\max}^{(1)} = I_{\text{cm}} + I_m = I_m \left(1 + \frac{I_{\text{cm}}}{I_m} \right) = I_m (1 + A^{(1)}). \quad (3-9)$$

При спрямленной характеристике намагничивания

$$I_m = \frac{\Psi_m}{L_a + L_b} = \frac{E_m}{\omega (L_a + L_b)} = \frac{E_m}{x_a + x_b},$$

где x_b — сопротивление обмотки в воздухе. Величины x_b определяются по геометрическим размерам катушек и для различных трансформаторов и автотрансформаторов приведены в табл. 1 [Л. 37].

Следовательно:

$$\left. \begin{aligned} i_{\max}^{(1)} &= \frac{E_m}{x_a + x_b} (1 + A^{(1)}); \\ i^{(1)} &= \frac{E_m}{x_a + x_b} (-\cos \omega t + A^{(1)}); \\ \arccos A^{(1)} &\leq \omega t \leq 2\pi - \arccos A^{(1)}. \end{aligned} \right\} \quad (3-10)$$

При включении в произвольный момент времени ($\omega t_0 \neq 0$) ток определяется по этой же формуле при

$$A = \frac{\Psi_r + \Psi_m \cos \omega t_0 - \Psi_s}{\Psi_m} = A^{(1)} - 1 + \cos \omega t_0.$$

При исследовании поведения релейных защит необходимо регулировать величины $A^{(1)}$ и $i_{\max}^{(1)}$ для снятия характеристик срабатывания (возврата), т. е. зависимостей значений, характеризующих величину тока при срабатывании (возврате) защиты, от формы, определяемой величиной $A^{(1)}$.

Схема простейшей электронной модели — формирователя незатухающего тока однофазного включения показана на рис. 3-8, а, где

$$\bar{U}_{\text{вых}} = \frac{i}{m_i}; \quad \bar{U}_m = \frac{\Psi_m}{m_{\Psi}} = \frac{I_m}{m_i \alpha_2 \frac{R_{01}}{R_1}};$$

$$\bar{U}_{\text{cm}} = \frac{\Psi_{\text{cm}}}{m_{\Psi}} = \frac{I_{\text{cm}}}{m_i \alpha_2 \frac{R_{01}}{R_1}} = A^{(1)} \bar{U}_m; \quad \bar{U}_{\text{cm}} = 100 \alpha_1;$$

m_i — масштаб тока; $m_{\Psi} = (L_a + L_b) m_i \alpha_2 \frac{R_{01}}{R_1}$ — масштаб потокосцепления.

Величина относительного смещения $A^{(1)}$ регулируется коэффициентом $\alpha_1 = A^{(1)} \frac{\bar{U}_m}{100}$, величина $\frac{i_{\max}^{(1)}}{m_i}$ — коэффициентом α_2 .

Диод D , реализующий логическое условие $i \geq 0$, может включаться в обратную связь или во входные цепи усилителя, как показано на рис. 3-8, а пунктиром.

Моделирование затухающего тока однофазного включения осуществляется схемой, приведенной на рис. 3-8, б. Она составлена в соответствии с дифференциальным уравнением для цепи включения (рис. 3-7, а)

$$e_a = r_a i + \frac{d\Psi}{dt}, \quad (3-11)$$

где $\Psi = \Psi(i)$ соответствует спрямленной характеристике намагничивания.

При $i > 0$ $\frac{d\Psi}{dt} = (L_a + L_b) \frac{di}{dt}$ и уравнение (3-11) преобразуется к моделируемому виду

$$\frac{e_a}{L_a + L_b} - \frac{i}{T_b} = \frac{1}{L_a + L_b} \frac{d\Psi}{dt} = \frac{di}{dt}, \quad (3-12)$$

где $T_b = (L_0 + L_n)/r_0$ — постоянная времени включаемого контура первичной цепи с насыщенным силовым трансформатором.

Величина входного напряжения $\bar{U}_m = E_{zm}/m_e$ задается на модели синусоидальных колебаний. Удобно задавать $\bar{U}_m = 50 \div 70$ В. Величина начального условия

$$\bar{U}_0 = -\frac{\Psi_s - \Psi_r}{m_\Psi} = -(1 - A^{(1)}) \frac{\bar{U}_m}{\omega R_{31} C_{03}}$$

определяется устанавливаемым значением $A^{(1)}$ незатухающего тока. Здесь m_Ψ — масштаб потокосцепления — тот же, что и в схеме рис. 3-8, а; масштаб э. д. с.

$$m_e = \omega (L_0 + L_n) \frac{m_i \alpha_2}{\omega R_{31} C_{03}} \frac{R_{01}}{R_1} = \frac{\omega}{\omega R_{31} C_{03}} m_\Psi.$$

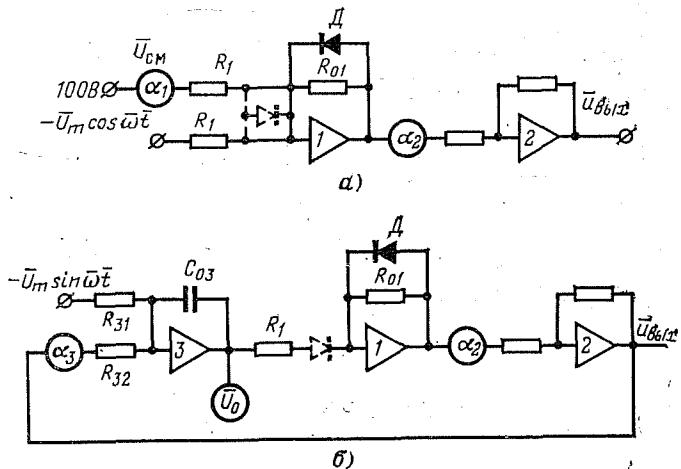


Рис. 3-8. Схемы электронных моделей-формирователей незатухающего (а) и затухающего (б) тока однофазного включения.

На усилителе 1 с помощью диода D реализуется условие $i \geq 0$. Максимальная величина выходного напряжения $\bar{U}_{\theta b/x}$ регулируется коэффициентом α_2 при $\alpha_3=0$. Она соответствует $i^{(1)\max}$ незатухающего тока. Затухание регулируется коэффициентом

$$\alpha_3 = \frac{1}{\alpha_2} \frac{\omega R_{32} C_{03}}{\omega T_b} \frac{R_1}{R_{01}}.$$

При $\alpha_3=0$, $T_b=\infty$ и ток включения не затухает.

Уточненное моделирование кривой $\Psi(i)$ требуется при исследовании защит, реагирующих на величины, пропорциональные производным тока (напряжение на выходе

де трансреактора, падение напряжения в сети), так как неучет закруглений у основания полуволны тока может дать погрешность при определении действующего значения этих величин до 20%, а при определении первой гармоники — до 10%. При уточненном моделировании следует выбирать те же масштабы, что и при моделировании спрямленной характеристики, для удобства сравнения результатов.

Токи трехфазного включения. При включении под напряжение трехфазных трансформаторов и автотрансформаторов по той же причине, что и при однофазном включении, возможно увеличение тока во всех трех фазах. Расчетная схема сети и трехфазного трехстержневого симметричного трансформатора при включении его на

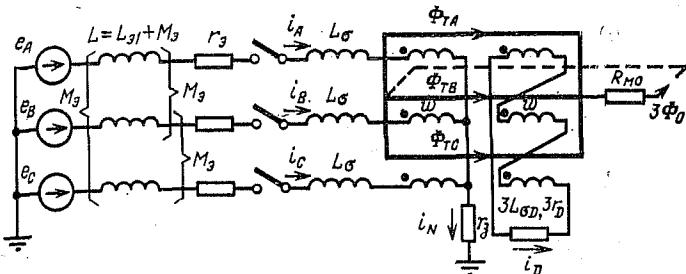


Рис. 3-9. Расчетная схема сети и трехфазного трансформатора при включении его на холостой ход.

холостой ход со стороны обмотки, соединенной в звезду, показана на рис. 3-9.

Принятые обозначения:

e_A, e_B, e_C — эквивалентные фазные э. д. с.;

$L_{\phi A}, L_{\phi B}, M_{\phi A}$ — эквивалентные индуктивности прямой и нулевой последовательностей и взаимная индуктивность фаз питающей сети;

$r_{\phi A}$ — эквивалентное активное сопротивление питающей сети и первичной обмотки трансформатора;

$r_{\phi B}$ — сопротивление заземления;

$L_{\sigma A}, L_{\sigma B}$ — индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора и индуктивность обмотки в воздухе;

$L_{\phi D}, r_D$ — индуктивность рассеяния и активное сопротивление вторичной обмотки, приведенные к числу витков первичной обмотки w ;

$R_{\mu 0}$, $L_{\mu 0}$ — магнитное сопротивление потоку вне магнитопровода и индуктивность, соответствующая этому потоку;

Φ_{TA} , Φ_{TB} , Φ_{TC} , $3\Phi_0$ — магнитные потоки в стержнях и вне магнитопровода;

i_A , i_B , i_C , i_N — токи в фазах и нейтрали трансформатора;

$$i_0 = \frac{1}{3} i_N \text{ — обозначение;}$$

i_D — ток во вторичных обмотках, соединенных в треугольник, приведенный к числу витков первичной обмотки w ;

$i_{\mu A}$, $i_{\mu B}$, $i_{\mu C}$, $i_{\mu 0}$ — намагничивающие токи стержней A , B , C трансформатора и пространства вне магнитопровода.

Процессы в схеме описываются следующими уравнениями:

для цепей первичных обмоток трансформатора

$$\left. \begin{aligned} e_A &= (L_{\sigma 1} + M_{\sigma} + L_{\sigma}) \frac{di_A}{dt} + M_{\sigma} \frac{di_B}{dt} + M_{\sigma} \frac{di_C}{dt} + \\ &\quad + r_{\sigma} i_A + r_{\sigma} i_N + w \frac{d\Phi_{TA}}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (3-13)$$

$$\left. \begin{aligned} e_B &= (L_{\sigma 1} + M_{\sigma} + L_{\sigma}) \frac{di_B}{dt} + M_{\sigma} \frac{di_C}{dt} + M_{\sigma} \frac{di_A}{dt} + \\ &\quad + r_{\sigma} i_B + r_{\sigma} i_N + w \frac{d\Phi_{TB}}{dt}; \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} e_C &= (L_{\sigma 1} + M_{\sigma} + L_{\sigma}) \frac{di_C}{dt} + M_{\sigma} \frac{di_A}{dt} + M_{\sigma} \frac{di_B}{dt} + \\ &\quad + r_{\sigma} i_C + r_{\sigma} i_N + w \frac{d\Phi_{TC}}{dt}; \\ i_A + i_B + i_C &= i_N = 3i_0; \end{aligned} \right\} \quad (3-14)$$

Система э. д. с. симметрична, поэтому $e_A + e_B + e_C = 0$; для цепи вторичных обмоток, соединенных в треугольник,

$$w \frac{d}{dt} (\Phi_{TA} + \Phi_{TB} + \Phi_{TC}) = 3L_{\sigma D} \frac{di_D}{dt} + 3r_D i_D; \quad (3-15)$$

для магнитной цепи трансформатора без учета ее асимметрии

$$(i_A - i_D) w = i_{\mu A} w + 3\Phi_0 R_{\mu 0}; \quad (3-16)$$

$$\Phi_{TA} = \Phi(i_{\mu A}); \quad (3-17)$$

аналогично для фаз B и C

$$\Phi_{TB} + \Phi_{TC} + \Phi_{\mu 0} = 3\Phi_0. \quad (3-18)$$

Преобразуем систему уравнений (3-13) к моделируемому виду, для чего учтем (3-14), (3-16), а также следующие соотношения

$$\left. \begin{aligned} L_{\sigma 0} &= L_{\sigma 1} + 3M_{\sigma}; \quad L_{\mu 0} = \frac{\omega^2}{R_{\mu 0}}; \quad i_{\mu 0} = \frac{3\Phi_0 R_{\mu 0}}{\omega} = \frac{3\Phi_0}{L_{\mu 0}}; \\ \Psi_A &= (L_{\sigma 1} + L_{\sigma}) i_{\mu A} + w\Phi_{TA} \quad (\text{аналогично для фаз } B \\ &\text{и } C); \quad \text{и обозначения} \\ T &= \frac{L_{\sigma 1} + L_{\sigma}}{r_{\sigma}}; \quad T_3 = \frac{L_{\sigma 1} + L_{\sigma}}{3r_3}. \end{aligned} \right\} \quad (3-19)$$

После преобразования, опуская индекс фазы, получим уравнение, справедливое для каждой фазы:

$$\frac{e}{L_{\sigma 1} + L_{\sigma}} - \frac{i}{T} - f(i_D, i_{\mu 0}, i_0) = \frac{1}{L_{\sigma 1} + L_{\sigma}} \frac{d\Psi}{dt}, \quad (3-20)$$

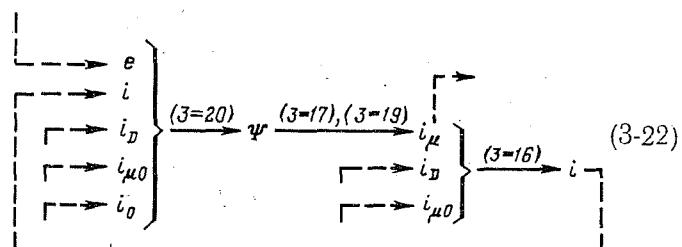
которое отличается от (3-12) наличием слагаемого

$$\begin{aligned} f(i_D, i_{\mu 0}, i_0) &= \frac{L_{\sigma 1} + L_{\sigma}}{L_{\sigma 1} + L_{\sigma}} \frac{d}{dt} (i_D + i_{\mu 0}) + \\ &\quad + \frac{L_{\sigma 0} - L_{\sigma 1}}{L_{\sigma 1} + L_{\sigma}} \frac{di_0}{dt} + \frac{i_0}{T_3}. \end{aligned}$$

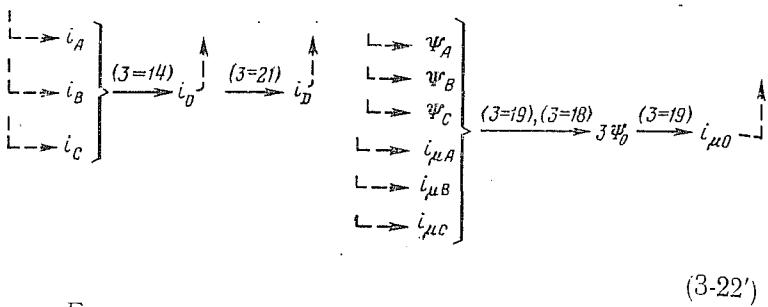
Из уравнений (3-13) определим левую часть (3-15) и, подставив в (3-15), получим:

$$-(L_{\sigma 0} + L_{\sigma}) \frac{di_0}{dt} - (r_{\sigma} + 3r_3) i_0 = L_{\sigma D} \frac{di_D}{dt} + r_D i_D. \quad (3-21)$$

По приведенным уравнениям моделируются трехфазные токи включения в соответствии с алгоритмом для каждой фазы



Токи i_D , $i_{\mu 0}$, i_0 моделируются по алгоритму



Если не учитывать затухание токов включения, т. е. считать $r_0 = r_3 = r_B = 0$, то ток в каждой фазе является функцией следующих шести параметров

$$i = f(L_{\sigma 1}, L_{\sigma 0}, L_\sigma, L_{\sigma D}, L_B, L_{\mu 0}).$$

При моделировании по алгоритму (3-22) эти параметры входят в четыре переменных коэффициента

$$\frac{L_{\sigma 1} + L_\sigma}{L_{\sigma 1} + L_B}; \frac{L_{\sigma 0} - L_{\sigma 1}}{L_{\sigma 1} + L_B}; \frac{L_{\sigma 0} + L_\sigma}{L_{\sigma D}}; \frac{L_{\sigma 1} + L_B}{L_{\mu 0}}. \quad (3-23)$$

Проведенные исследования электронной модели показали, что она может быть существенно упрощена: изменяющиеся в реальных пределах коэффициенты (3-23) могут быть заменены одним искусственно вводимым коэффициентом β , определяющим величину и форму тока в каждой фазе в соответствии с выражениями

$$i_A = i_{\mu A} + i_d; \quad i_B = i_{\mu B} + i_d; \quad i_C = i_{\mu C} + i_d; \\ i_d = -\beta(i_{\mu A} + i_{\mu B} + i_{\mu C}). \quad (3-24)$$

Пределы изменения β от $1/6$ до $1/3$, охватывают возможные случаи, причем большие значения β соответствуют большим значениям коэффициентов (3-23) и наоборот; намагничивающие токи $i_{\mu A}$, $i_{\mu B}$, $i_{\mu C}$ можно формировать, как и токи однофазного включения по схеме рис. 3-8,а с использованием спрямленной характеристики намагничивания.

Упрощенная схема формирования токов трехфазного включения, рекомендуемая для исследования электронных моделей токовых защит, показана на рис. 3-10. Схема состоит из трех однотипных схем формирования фаз-

ных токов. Требуемая величина β задается коэффициентом $a_d = 0,2/\beta - 0,4$. Синусоидальные напряжения \bar{U}_A , \bar{U}_B , \bar{U}_C имеют амплитуду $\bar{U}^{(1)}_m$, как при однофазном включении, и сдвинуты друг относительно друга на 120° .

Постоянные напряжения смещения $\bar{U}_{cmA} = A_{\mu A}\bar{U}^{(1)}_m$, $\bar{U}_{cmB} = A_{\mu B}\bar{U}^{(1)}_m$, $\bar{U}_{cmC} = A_{\mu C}\bar{U}^{(1)}_m$ могут отличаться по величине и знаку. Различным может быть и направление включения диода D , определяющее знак намагничивающего тока.

Схема рис. 3-10 соответствует блок-схеме, приведенной в [Л. 38], которая моделирует режим трехфазного включения в крайнем случае при отсутствии тока в нейтрали трансформатора ($i_N = 0$, $\beta = 1/3$).

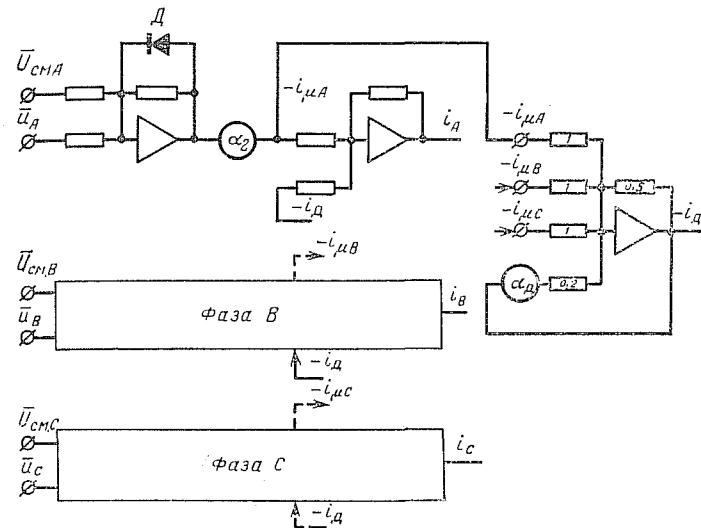


Рис. 3-10. Схема электронной модели — формирователя незатухающего тока трехфазного включения.

В зависимости от соотношения величин намагничивающих токов различают два основных расчетных типа токов трехфазного включения.

При токе I типа (рис. 3-11) намагничивающий ток одной из фаз (особая фаза A) равен нулю, намагничивающие токи двух других фаз равны по величине и противоположны по знаку, в особой фазе A протекает перепо-

дический ток. Соотношение остаточных потокосцеплений в фазах и угол включения, при которых имеет место ток I типа, показаны на векторной диаграмме рис. 3-11 при $t=0$ ($A_{\mu B}=A_{\mu C}=A^{(1)}-1+\cos \omega t_{0B, C}=A^{(1)}-0,13$).

При токе II типа (рис. 3-11) намагничивающий ток одной из фаз (особая фаза — A) максимален, намагни-

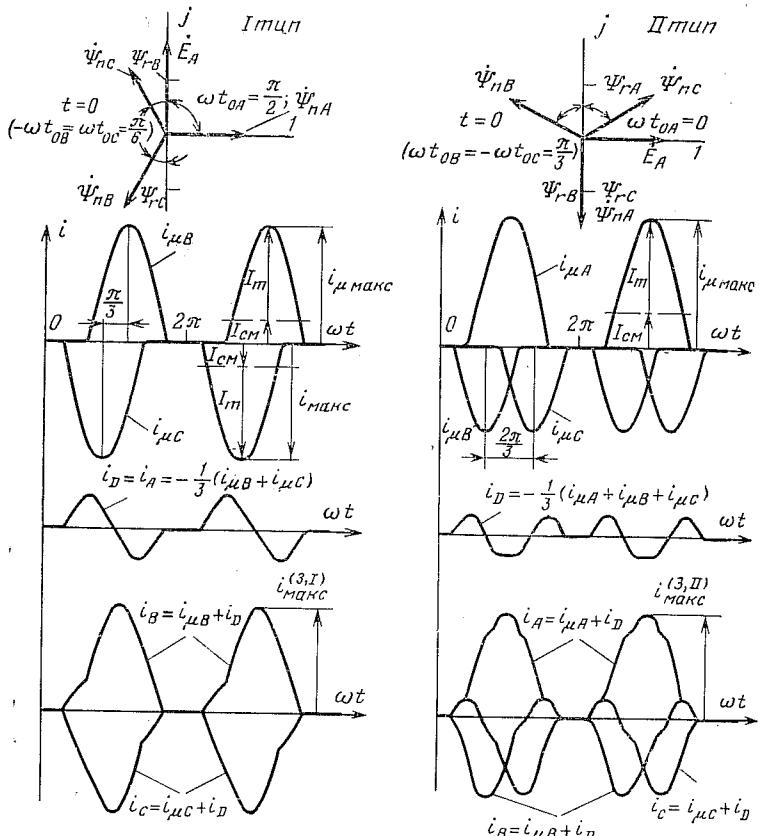


Рис. 3-11. Токи трехфазного включения I и II типов.

чивающие токи двух других фаз равны по величине, они противоположны по знаку току особой фазы, во всех фазах протекают токи с апериодическими слагающими. Соотношение остаточных потокосцеплений в фазах и угол включения, при которых имеет место ток II типа, пока-

заны на векторной диаграмме рис. 3-11 для группы однофазных трансформаторов при

$$t=0 (A_{\mu A}=A^{(1)}, A_{\mu B}=A_{\mu C}=A^{(1)}-1+\cos \omega t_{0B, C}=A^{(1)}-0,5).$$

Кривые, приведенные на рис. 3-11, соответствуют $\beta=1/3$.

Токи двухфазного включения трансформаторов с изолированной и заземленной нейтралью. Бросок тока намагничивания в двух фазах возможен при замыкании двух фаз выключателя и задержке во включении третьей.

При этом возможны два характерных режима.

Первый режим: в трансформаторах с изолированной нейтралью в двух фазах под действием междуфазной э. д. с. протекает намагничивающий ток $i^{(2)}=i_B=-i_C$, ограниченный сопротивлением двух фаз. Если пренебречь взаимной индуктивностью фаз ($M_{ab}=0$), то формирование тока $i^{(2)}$ может осуществляться на схемах рис. 3-8 с учетом того, что

$$A^{(2)}=1-\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{\Psi_s-\Psi_r}{\Psi_m}=1-\frac{2}{\sqrt{3}}(1-A^{(1)});$$

$$\bar{U}_m^{(2)}=\frac{\sqrt{3}}{2}\bar{U}_m^{(1)}, \bar{U}_{cm}^{(2)}=A^{(2)}\bar{U}_m^{(2)}.$$

Второй режим: в трансформаторах с заземленной нейтралью в двух фазах протекают намагничивающие токи разных знаков, а в нейтрали — периодический ток. Условия возникновения этого режима такие же, как и токов трехфазного включения I типа. Отличие заключается в том, что при отключенной третьей фазе ток в треугольнике не протекает, т. е.

$$i_D=0, i_B=i_{\mu B}, i_C=i_{\mu C}, i_N=i_{\mu B}+i_{\mu C}.$$

Для формирования токов нужны две однофазные схемы.

Вентильная модель. Полученные с помощью АВМ упрощенные математические модели токов включения могут быть реализованы не только электронными схемами, но и схемами, состоящими из вентилей, резисторов и трансформаторов. Электронной модели рис. 3-10 соответствует вентильная модель рис. 3-12, которая может быть использована для формирования тока включения любого из рассмотренных видов после соответствующего переключения полярностей источников постоянного смещения и диодов.

Намагничивающие токи в каждой фазе формируются независимо с помощью реостатов $R_{\text{н}}$ и $R_{\text{см}}$, подключенных соответственно к источникам переменного и постоянного напряжения, и вентиляй B_1 и B_2 (вентили B_2 устраниют взаимное влияние цепи переменного и постоянного токов). Фазы с одинаковыми знаками тока $I_{\text{см}}$ могут питаться от одного источника постоянного напряжения. Величина и форма тока намагничивания в каждой фазе характеризуется величинами

$$i_{\text{макс}} = I_{\text{см}} + \sqrt{2} I_{\text{н}}; \quad A_p = \frac{I_{\text{см}}}{\sqrt{2} I_{\text{н}}}$$

Испытуемое устройство релейной защиты РЗ (или модель трансформатора тока) должно иметь по две первичные обмотки для магнитного суммирования токов i_{μ} и $i_d = -\beta(i_{\mu A} + i_{\mu B} + i_{\mu C})$.

Величина коэффициента β регулируется изменением коэффициента трансформации промежуточного трансформатора тока ПТТ. Для

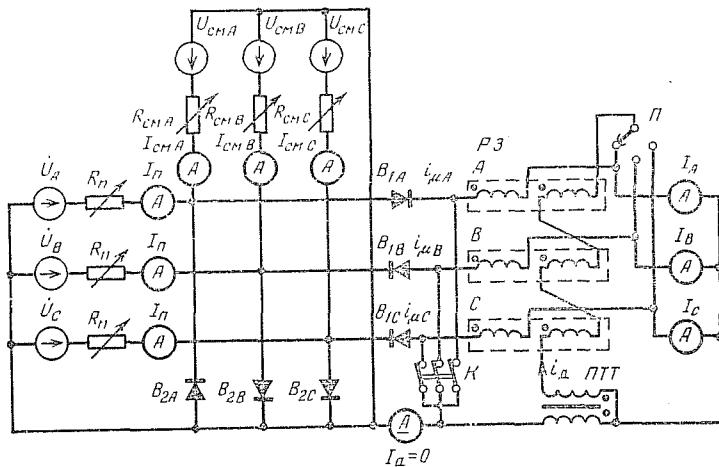


Рис. 3-12. Схема вентильной модели для моделирования токов включения.

замера тока включения в любой фазе используется электрическое суммирование токов i_{μ} и i_d . Выбор фазы осуществляется переключателем Π . Контактор K управляется простейшей фазовключющей схемой (на рис. 3-12 не показана). Он должен разомкнуть контакты во время пауз в намагничивающих токах и дешунтировать испытуемое устройство РЗ, в которое после этого подается ток включения.

Из изложенного можно сделать вывод, что расчетными видами токов включения являются: однофазный, двухфазный в трансформаторе с изолированной ней-

тралью, двухфазный в трансформаторе с заземленной нейтральной и трехфазные первого и второго типов.

Ток включения любого из этих видов при сделанных упрощениях характеризуется двумя величинами: $A^{(1)}$ и $A^{(2)}$ при однофазном включении без учета затухания. Модели, схемы которых приведены на рис. 3-8 и 3-10, позволяют регулировать эти величины в требуемых пределах для исследования поведения защит и снятия их характеристик при токах включения указанных видов. Рассмотренная вентильная модель удобна для лабораторных испытаний устройств релейной защиты.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

4-1. ТРАНСФОРМАТОР ТОКА И ЕГО МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ

Трансформатор тока (ТТ) со стальным сердечником в настоящее время является основным датчиком тока. Вторичные токи ТТ сохраняют достаточные признаки первичных процессов и обеспечивают правильную работу современных защит. Конструкции электромагнитных ТТ непрерывно совершенствуются [Л. 39, 40].

Вместе с тем, электромагнитные ТТ имеют значительные погрешности при трансформации токов с апериодическими слагающими из-за насыщения сердечников. На их работу в первые периоды переходного процесса могут оказывать влияние остаточные индукции. При достаточно большой нагрузке погрешности трансформации уже на второй период практически не зависят от остаточных индукций. Существенно также, что наибольший ток небаланса, обусловленный различными остаточными индукциями ТТ, является однополярным. Учет характера наибольшего тока небаланса позволяет удовлетворительно отстраивать быстродействующие защиты при помощи реле с насыщающимся магнитопроводом. Особенности трансформаторов тока, обусловленные наличием ферромагнитных сердечников, должны тщательно учитываться при создании эффективной и экономически целесообразной защиты.

Анализу режимов защитных ТТ, выбору параметров вторичных цепей, разработке технологических и конст-

руктивных мероприятий для улучшения характеристик трансформаторов тока посвящено большое количество работ [Л. 18, 19, 25, 39, 40]. Классические методы анализа при учете нелинейности магнитных характеристик ТТ зачастую оказываются неэффективными либо из-за сложности решения задачи в точной постановке, либо из-за грубоści принимаемых допущений. Применение ана-

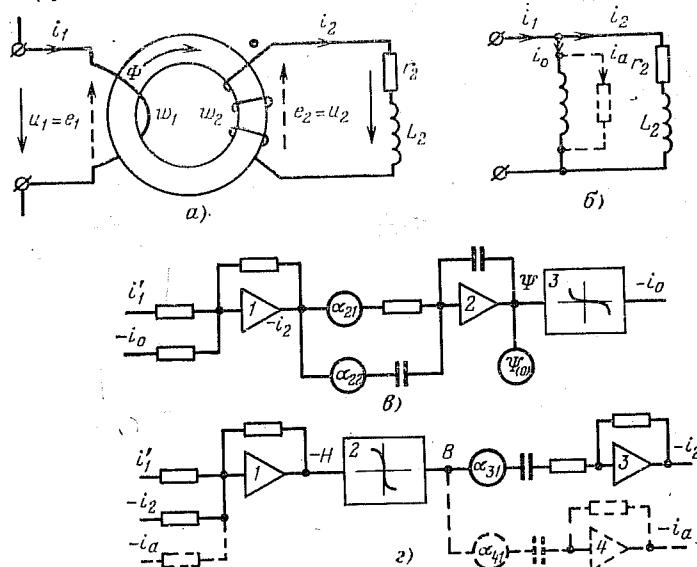


Рис. 4-1. Трансформатор тока, его схема замещения и электронные модели.

логовых вычислительных машин позволяет быстро и весьма точно анализировать переходные режимы трансформаторов тока, учет которых необходим при современных требованиях к релейной защите.

Основной тип защитного трансформатора тока — это двухобмоточный трансформатор с замкнутым сердечником (рис. 4-1, а).

Входное сопротивление трансформатора тока мало по сравнению с параметрами других элементов первичной цепи, поэтому на схемах замещения первичная сторона представляется идеальным источником тока.

Параметры вторичной обмотки \$r_{\text{обм}}\$, \$L_{\text{обм}}\$ почти всегда соизмеримы с параметрами нагрузки \$r_{\text{нг}}\$, \$L_{\text{нг}}\$, так как

нормальный режим работы трансформатора тока близок к режиму короткого замыкания. Обычно параметры обмотки и нагрузки объединяют и при расчетах вторичного тока фигурируют параметры вторичной цепи

$$r_2 = r_{\text{обм}} + r_{\text{нг}}, \quad L_2 = L_{\text{обм}} + L_{\text{нг}}, \quad \alpha = \arctg \frac{\omega L_2}{r_2}.$$

Как правило, у ТТ стремятся иметь минимальные потоки рассеяния. Если первичная обмотка в виде стержня (\$w_1=1\$) расположена в центре торOIDального сердечника, а вторичная обмотка плотно и равномерно навита по всему сердечнику, то \$L_{\text{обм}}\$ будет равна нулю. При многовитковой первичной обмотке наименьшие индуктивности рассеяния будут в случае концентрического расположения обмоток; наибольшее рассеяние будет у конструкции ТТ с раздельным расположением обмоток, например при прямоугольном сердечнике, когда обмотки находятся на разных стержнях.

Рассеяние может быть вызвано местным насыщением магнитопровода током близко расположенного провода соседней фазы.

При рассмотрении процессов в цепях защит, питаемых от ТТ, последние представляются Г-образной схемой замещения с приведением величин к виткам вторичной обмотки \$w_2\$. Так как параметры первичной обмотки не учитываются, то приведению подлежит только первый ток \$i'_1 = i_1 w_1 / w_2\$. Индексы приведения часто опускаются для упрощения обозначений; при необходимости в тексте даются пояснения.

При активно-индуктивной линейной нагрузке (рис. 4-1) работа ТТ описывается уравнениями

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi}{dt} &= r_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt}; \\ Hl &= (i'_1 - i_2) w_2 = i_0 w_2; \\ \Psi &= \Psi(i_0). \end{aligned} \right\} \quad (4-1)$$

Здесь \$\Psi = \Phi w_2 = BS w_2\$ — основное потокосцепление со вторичной обмоткой; \$i_0 = Hl / w_2\$ — намагничивающий ток, приведенный к виткам вторичной обмотки.

Зависимость намагничивающего тока \$i_0\$ от потокосцепления в общем случае должна учитывать перемагничивание по частным динамическим петлям. Однако достаточно точные расчеты переходных процессов, определяющих параметры защит, можно производить без учета

потеря энергии в сердечнике, по однозначной кривой намагничивания (§ 2-3). При этом ТТ соответствует простейшая Г-образная схема замещения (рис. 4-1,б).

Учет потерь в стали имеет существенное значение при анализе работы ТТ с разомкнутой вторичной обмоткой, когда определяются перенапряжения. В этом случае вполне удовлетворительный результат получается при использовании схемы замещения сердечника, показанной на рис. 2-11, где r_{ct} учитывает динамические потери. Когда же рассматривается трансформация переходных токов с апериодическими слагающими при нормально нагруженном ТТ, шунтирующим действием r_{ct} можно пренебречь (ток потеря в 10^2 – 10^3 раз меньше как намагничивающего тока, так и тока нагрузки).

На рис. 4-1,в приведена схема модели ТТ, соответствующая уравнениям (4-1) без учета потерь в стали. Операционные звенья модели реализуют уравнения в следующем виде:

$$i_2 = i'_1 - i_0; \\ \Psi = \frac{r_2 + pL_2}{p} i_2 + \Psi(0); \quad p = \frac{d}{dt}; \\ i_0 = i_0(\Psi).$$

Второе уравнение решается на комбинированном звене, собираемом на интегрирующем усилителе. Такое звено эквивалентно трем стандартным звеньям АВМ (интегратор + масштабный усилитель + сумматор).

Коэффициенты звена 2

$$\alpha_{21} = r_2 \frac{m_i m_t}{m_\Psi}, \quad \alpha_{22} = L_2 \frac{m_i}{m_\Psi}.$$

Все токи целесообразно моделировать в одном масштабе, так как они соизмеримы; сумматор 1 по каждому входу имеет коэффициенты передачи, равные единице.

Звено 3 — диодный блок нелинейности. Вместо него можно применять какое-либо из устройств для моделирования петель гистерезиса (см. § 2-4). Подобная модель с использованием варикондов применялась авторами для оценки влияния частных гистерезисных циклов на точность расчета тока намагничивания.

На блоках нелинейности часто целесообразно воспроизводить кривую намагничивания $H(B)$, а исходные параметры для моделирования: первичный ток, сопротивление и индуктивность вторичной цепи задавать в удельных величинах. Удельные токи имеют размерность на-

пряженности магнитного поля (А/см): $i_{уд} = H = i\omega/l$, удельные сопротивления и индуктивность равны:

$$r_{уд} = \frac{r_2 l}{S\omega_2^2}, \quad L_{уд} = \frac{L_2 l}{S\omega_2^2}.$$

Уравнения (4-1) в удельных величинах имеют вид:

$$\frac{dB}{dt} = r_{уд}H_2 + L_{уд} \frac{dH_2}{dt}; \\ H_2 = H_1 - H_0, \quad B(H_0).$$

Эти уравнения не содержат конкретных параметров ТТ, что позволяет на их основе обобщить характеристики переходных режимов работы ТТ [Л. 25]. Коэффициенты схемы рис. 4-1,в при моделировании ТТ в удельных величинах рассчитываются по формулам

$$\alpha_{21} = r_{уд} \frac{m_H m_t}{m_B}, \quad \alpha_{22} = L_{уд} \frac{m_H}{m_B}.$$

На рис. 4-1,г приведена схема модели ТТ, составленная по другому алгоритму (§ 2-5). При активно-индуктивной нагрузке звено 3 реализует уравнение

$$i_2 = \frac{kp}{1 + pT_2} B, \quad \text{где } k = \omega_2 S / r_2, \quad T_2 = L_2 / r_2.$$

При чисто активной нагрузке $T_2 = 0$ и звено 3 превращается в дифференцирующее. В этом случае модель весьма чувствительна к генерации, так как дифференцирующее звено подключено к выходу диодного блока, реализующего кусочно-линейную аппроксимацию (с разрывами произвольных). При значительной постоянной времени T_2 звено 3 работает устойчиво.

Достоинствами структурной модели на рис. 4-1,г является ее наглядность и легкость применения в случае многообмоточных трансформаторов тока. Если ТТ имеет n вторичных обмоток, то на выход БН следует параллельно включить n звеньев моделирующих передаточные функции $k_m p / (1 + pT_m)$, где коэффициенты k_m и T_m учитывают параметры m -ой обмотки ($m = 2, 3, \dots, n$). На рис. 4-1,г пунктиром показана цепь для учета тока активных потерь в стали: эту цепь можно рассматривать как модель обмотки ТТ $\omega_B = \omega_2$, включенной на чисто активное сопротивление r_{ct} (см. рис. 2-11). Сумматор 1 формирует напряженность в сердечнике $H = (\Sigma \pm i\omega) / l$.

Рассмотренные модели позволяют исследовать трансформаторы тока специальных типов: с высокой рабочей индукцией, с немагнитным зазором в сердечнике.

Высокая рабочая индукция достигается за счет уменьшения сечения стали или увеличения сопротивления на-

грузки, что учитывается в модели установкой соответствующих коэффициентов, содержащих S , r_2 .

Магнитопровод ТТ с зазором представляется магнитной цепью с последовательно включенными сопротивлениями $R_{\text{ст}} = \frac{H}{B} \frac{l}{S}$ и $R_3 = \frac{l_3}{\mu_0 S_3}$. При весьма малых зазорах можно считать $S_3 = S$, т. е. без учета выпучивания линий индукции в зазоре. С учетом выпучивания линий $S_{\text{закв}} > S$; можно принять и в этом случае $S_3 = S$, но уменьшить ширину зазора так, чтобы магнитная проводимость зазора оставалась неизменной. Методы расчета магнитных проводимостей зазора изложены в [Л. 41].

Намагничивающий ток ТТ с зазором равен:

$$i_0 = \frac{HI + H_3 l_{3, \text{экв}}}{\omega_2} = H \frac{l}{\omega_2} + H_3 \frac{l_{3, \text{экв}}}{\omega_2} = i_{\text{ст}} + i_{03}.$$

Выделение составляющих $i_{\text{ст}}$ и i_{03} соответствует представлению ветви намагничивания в схеме замещения ТТ параллельно включенными индуктивностями $L_{\text{ст}} = \Psi/i_{\text{ст}}$ и $L_3 = \Psi/i_{03} = \mu_0 S \omega_2^2 / l_{3, \text{экв}}$. Подобное представление удобно при исследовании влияния величины зазора на характеристики ТТ. В модели на рис. 4-1 для учета немагнитного зазора нерационально вводить добавочные усилители, целесообразно предварительно рассчитать линейную составляющую характеристики $i_0(\Psi)$, обусловленную зазором, и устанавливать ее с помощью линейного коэффициента $\frac{1}{L_3} \frac{m_\Psi}{m_i}$ на диодном преобразователе БН.

Следует иметь в виду, что значительное увеличение зазора или увеличение рабочей индукции приводит к существенному возрастанию поля рассеяния. Для того чтобы структура схемы замещения, показанной на рис. 4-1, б, осталась неизменной, последовательно с ветвью намагничивания можно ввести взаимную индуктивность M между первичной и вторичной обмотками ТТ по воздуху, а индуктивность $L_{20\text{бм}}$ заменить соответственно на $L_{20\text{бм}} - M$. Магнитная характеристика эквивалентной ветви намагничивания, состоящей из последовательно соединенной нелинейной индуктивности $\Psi(i_0)$ и линейной индуктивности M , определяется графическим сложением их вебер-амперных характеристик. Результирующая кривая намагничивания идет более круто по сравнению с кривой намагничивания сердечника. Результирующую

кривую намагничивания можно получить экспериментально, сняв вольт-амперную характеристику $U_{2x,x}(I_1)$ или $U_{1x,x}(I_2)$ при холостом ходе [Л. 39].

Использование опытной кривой намагничивания позволяет более точно производить расчеты переходных режимов работы ТТ.

Пример. Определим коэффициенты схемы рис. 4-1, а при моделировании опыта искусственного к. з. Осциллограмма показана на рис. 4-2, а). На основании анализа осциллограммы периодическая составляющая тока к. з. $I_1 = 5I_{\text{ном}}$, коэффициент затухания периодической составляющей $\delta = 1,1$ 1/с, постоянная времени затухания апериодического тока $T_1 = 0,12$ с. Согласно каталогу сердечник ТТ изготовлен из холоднокатаной стали $S = 8 \times 10^{-4}$ м², $l = 0,34$ м. Обмоточные данные и нагрузка ТТ: $\omega^1 = 1$, $\omega_2 = 200$, $z_{20\text{бм}} = r_{\text{бм}} = 0,27$ Ом, $r_{\text{ир}} = 1$ Ом, $x_{\text{ир}} = 0,18$ Ом.

Для определения масштаба m_i считаем, что переходный ток к. з. не затухает. Ударный коэффициент равен 2 и максимальная напряженность магнитного поля, которую ток может создать в сердечнике ТТ, равна:

$$H = \frac{2\sqrt{2} I_1 \omega_1}{l} = 4,18 \cdot 10^4 \text{ А/м.}$$

Для удобства построения кривой намагничивания принимаем, что $H_{\text{макс}} = 5 \cdot 10^4$ А/м соответствуют 100 В, тогда

$$i_{0\text{макс}} = \frac{H_{\text{макс}} l}{\omega_2} = 84,5 \text{ А}, \quad m_i = \frac{i_{0\text{макс}}}{100} = 0,845 \text{ А/В.}$$

По характеристике $B(H)$ для $H = 5 \cdot 10^4$ А/м находим $B = 2,07$ Т. Принимаем, что $B_{\text{макс}} = 2,2$ Т соответствуют 100 В, тогда

$$\Psi_{\text{макс}} = \omega_2 S B_{\text{макс}} = 0,352 \text{ Вб}, \quad m_\Psi = \frac{\Psi_{\text{макс}}}{100} = 3,52 \cdot 10^{-3} \text{ Вб/В.}$$

Угловую машинную частоту выбираем такой, чтобы длины периода в натурной и полученной на модели осциллограммах были равны. С учетом скорости осциллографирования $\bar{\omega} = 3^1/\text{с}$, $m_t = \bar{\omega}/\omega =$

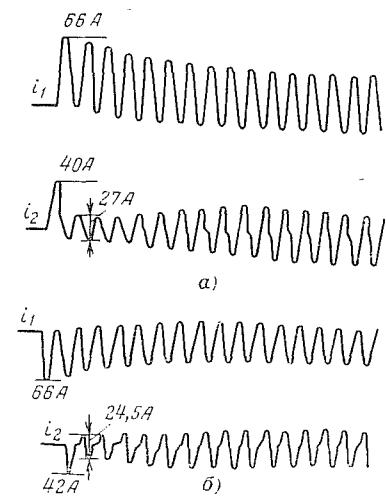


Рис. 4-2. Осциллограммы переходных токов к. з. ТТ типа ТПОЛ-10-1000/5.

$=9.5 \cdot 10^{-3}$. Коэффициенты схемы рис. 4-1,а при $R=1$ МОм, $C=1$ мкФ равны:

$$\alpha_{21} = (r_{\text{обх}} + r_{\text{нс}}) \frac{m_i m_t}{m_{\Psi}} = 2,9; \quad \alpha_{22} = \frac{x_{\text{нр}}}{\omega} \frac{m_i}{m_{\Psi}} = 0,137.$$

Характеристику $i_0(\Psi)$ набираем в виде симметричной кривой с горизонтальным участком (см. § 2-3). Карта набора для четвертого квадранта

$U_{\text{вх}}$, В	... 45,5	77	84,5	90	95
$U_{\text{вых}}$, В	... 0	-3	-10	-32	-100

Моделирование первичного тока к. з. выполняем по упрощенной методике (§ 3-2,б). Начальное значение тока в схеме рис. 3-2,а $I_1 \sqrt{2/m_i} = 41,7$ В. Остаточную индукцию сердечника ТТ определяем по времени его насыщения в первом периоде. Приближенно $B_r = 0,7$ Т, тогда $\bar{\Psi}_r = \frac{B_r}{B_{\text{макс}}} 100 = 32$ В.

Результат расчета представлен на осциллограмме рис. 4-2,б.

4-2. ПЕРЕХОДНЫЕ ТОКИ ЗАЩИТНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Характерные осциллограммы. На рис. 4-3 показаны полученные на АВМ осциллограммы переходных токов ТТ при различных постоянных временах первичной цепи T_1 , различной нагрузке $z_{2*} = z_2/z_{2\text{ном}}$, остаточной индукции B_r и постоянной времени вторичной цепи T_2 . (Здесь и далее под $z_{2\text{ном}}$ понимается такое сопротивление вторичной цепи, при котором ТТ работает с 10%-ной полной погрешностью при предельной кратности [Л. 42].) Эти осциллограммы подтверждаются в опытах на физических моделях и при натурных испытаниях.

В общем случае (рис. 4-3,а) во вторичном токе ТТ можно выделить ряд участков (интервалов), соответствующих трем возможным режимам работы трансформаторов тока. В интервале ($0 \leq t \leq t_1$) сердечник ТТ не насыщен и трансформация первичного тока проходит с малыми погрешностями. Далее во втором интервале ($t_1 < t \leq t_2$), который обычно продолжается один период, сердечник ТТ входит в насыщение. В заключительном, третьем, интервале ($t > t_2$) сердечник ТТ востенению выходит из насыщения. При больших постоянных временах цепи короткого замыкания переходный ток i_2 в третьем интервале близок по форме к периодическому несинусоидальному току с большим содержанием четных гармоник.

Все три указанных режима работы ТТ возможны, если трансформаторы тока недогружены, а остаточные индукции их сердечников либо небольшие положительные, либо отрицательные. При сочетании неблагоприятных условий насыщении сердечника ТТ наступает уже в первый период. В связи с этим режим идеальной трансформации отсутствует и в токе наблюдаются либо второй и третий интервалы переходного процесса (рис. 4-3,б), либо только третий интервал (рис. 4-3,в).

Специфична форма переходного тока i_2 слабонагруженного ТТ с малой номинальной м. д. с. (рис. 4-3,г). После насыщения сердечника ТТ в первом периоде ток i_2 близок по форме к синусоидальному.

Объясняется это тем, что в рассматриваемом режиме, несмотря на насыщение, дифференциальная магнитная проницаемость сердечника значительна. Существенно, что для такого тока не соблюдается равенство отрицательных (противоположных по знаку начальной апериодической составляющей) полуволны первичного и

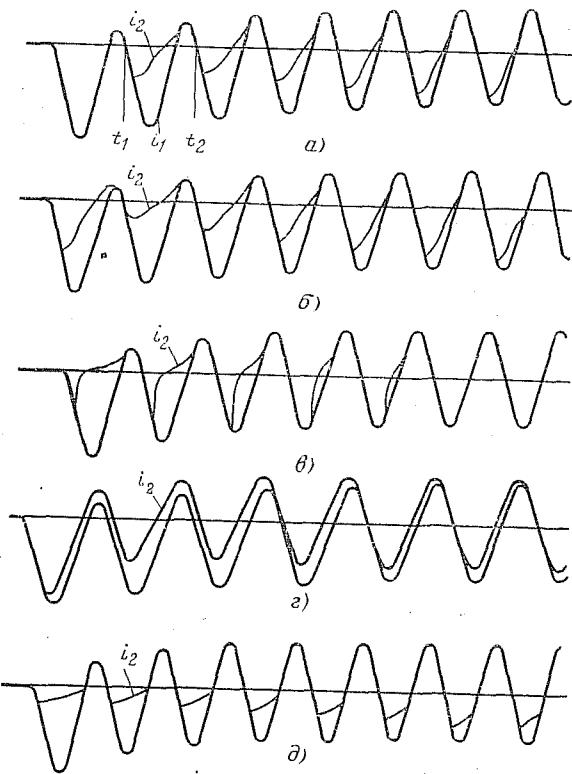


Рис. 4-3. Характерные осциллограммы переходных токов ТТ с сердечником из холоднокатаной стали.

α — $T_1=0,06$ с, $z_{2*}=0,3$, $\cos \alpha=0,8$, $B_r=-1$ Т; β — $T_1=0,06$ с, $z_{2*}=0,3$, $\cos \alpha=0,8$, $B_r=+1$ Т; γ — $T_1=0,03$ с, $z_{2*}=1,0$, $\cos \alpha=1,0$, $B_r=+1$ Т; γ — $T_1=0,08$ с, $z_{2*}=0,2$, $\cos \alpha=1,0$, $B_r=+1$ Т; δ — $T_1=0,03$ с, $z_{2*}=0,5$, $\cos \alpha=0,3$, $B_r=+1$ Т.

вторичного токов. Между тем, это равенство выполняется для ТТ с прямоугольной характеристикой намагничивания и используется при расчете переходных режимов его работы. В связи с этим применение прямоугольной аппроксимации кривой намагничивания при расчете неустановившихся токов слабонагруженных ТТ может привести к большим ошибкам.

Осциллограммы на рис. 4-3,а—г отражают работу ТТ при практически активной нагрузке. В случае преимущественно индуктивной

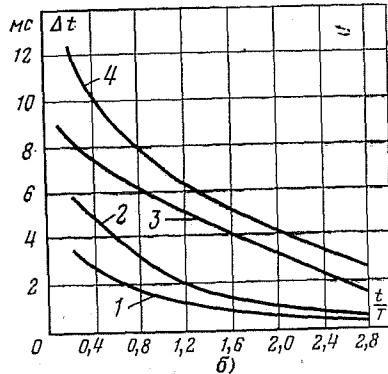
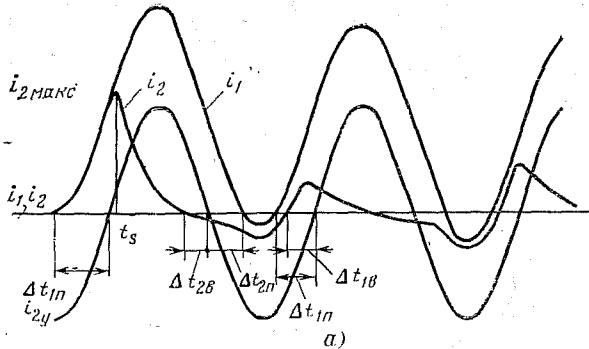


Рис. 4-4. Осциллограмма переходных токов ТТ (АВМ) и зависимости изменения во времени погрешности по переходу тока через нулевой уровень.

1 — Δt_{1n} ; 2 — $\Delta t_{2n} + \Delta t_{2B}$, $\cos \alpha = 0,8$; 3 — $\Delta t_{2n} + \Delta t_{2B}$, $\cos \alpha = 1,0$;
4 — Δt_{2B} , $\cos \alpha = 1,0$.

нагрузки — положительная полуволна тока i_2 имеет тетрагональную форму (рис. 4-3, б), причем моменты перехода тока через нулевой уровень не искажаются. В подобных режимах, как будет показано в § 4-3, ТТ работает с малыми величинами угловой погрешности.

Определение момента насыщения сердечника ТТ. С этой целью кривую намагничивания аппроксимируем тремя отрезками прямых, один из которых — вертикальный (§ 2-3). Ток намагничивания при ненасыщенном сердечнике равен нулю. Интегрируя (4-1) при токе

$i_2 = i_1 = I_{1m} (e^{-\frac{t}{T_1}} - \cos \omega t)$ находим момент насыщения сердечника трансформатора тока (время t_s на рис. 4-4). Расчетное выражение для определения t_s имеет вид:

$$B_s - B_r = B_m [\omega T_1 (1 - e^{-\frac{t_s}{T_1}}) \cos \alpha + \sin \alpha e^{-\frac{t_s}{T_1}} - \sin (\omega t_s + \alpha)]. \quad (4-2)$$

Здесь $B_m = \frac{I_{1m} \omega_1 z_2}{\omega S w_2^2}$; z_2 — модуль сопротивления вторичной

цепи; α — аргумент сопротивления z_2 .

120

Если в формуле (4-2) не учитывать остаточную индукцию и, предположив $t \rightarrow \infty$, найти наибольшее значение правой части, то получим условие, при котором сердечник не насыщается:

$$B_s > B_m (\omega T_1 \cos \alpha + 1). \quad (4-3)$$

При больших постоянных времени T_1 (для защит, установленных вблизи шин мощных станций) неравенство (4-3) не выполняется, т. е. ТТ могут насыщаться, даже будучи закороченными. Если же трансформаторы тока 110—330 кВ установлены на подстанциях, удаленных от источников питания, то насыщение их сердечников в переходном режиме к. з., особенно у одноамперных ТТ, незначительно. Обусловлено это малостью величин T_1 , $\cos \alpha$: постоянные времени первичной цепи малы вследствие относительно большого активного сопротивлений линий, а $\cos \alpha$ мал, так как при одноамперном исполнении защиты определяющим в z_2 является индуктивно-активное сопротивление электромеханических реле. Поэтому специальных требований к переходным режимам работы таких ТТ можно не предъявлять.

Наличие максимальной остаточной индукции неблагоприятного знака примерно в 2 раза сокращает диапазон возможного изменения индукции в сердечнике ТТ при его насыщении по сравнению с размагнитенным ТТ. Время t_s для такого ТТ, найденное из (4-2), обычно меньше 20 мс. В случае остаточной индукции благоприятной полярности время t_s может быть больше 20 мс.

Моменты перехода тока через нулевое значение. Эти моменты времени необходимо знать для анализа работы различных фазовых полупроводниковых реле. Во время неустановившегося процесса к. з. наблюдается их сдвиг относительно моментов перехода через нулевое значение периодической составляющей тока (косинусоиды на рис. 4-4, а). Величина сдвига для переднего фронта тока пропорциональна интервалу времени Δt_1 , а для заднего — интервалу времени Δt_2 . Назовем эти сдвиги погрешностью перехода тока через нулевой уровень и проанализируем их численные значения для первичного (индекс «п») и вторичного (индекс «в») переходных токов.

Вследствие затухания апериодической составляющей сдвиг момента изменения знаков первичного переходного тока характеризуется неравенством $\Delta t_{1n} > \Delta t_{2n}$. Рассчитанные на ЦВМ величины Δt_{1n} , Δt_{2n} в функции относительного времени переходного процесса t/T_1 представлены в виде кривой 1 (рис. 4-4, б).

Величина погрешности Δt_{1n} близка к Δt_{1n} . В связи с этим их разность $(\Delta t_{1n} - \Delta t_{1n})$ при сильном насыщении сердечника ТТ мала, т. е. момент перехода через нулевое значение переднего фронта неустановившегося тока во вторичной цепи может воспроизводиться достаточно точно. Небольшую величину имеет и разность $\Delta t_{2n} - |\Delta t_{2n}|$ при малом $\cos \alpha$ вторичной цепи (рис. 4-3, б), хотя сама погрешность Δt_{2n} может быть велика. С увеличением $\cos \alpha$ и ростом прямоугольности кривой намагничивания сдвиг заднего фронта тока i_2 начинает сначала уменьшаться, достигает нуля, а далее снова возрастает по абсолютной величине. При этом знак погрешности Δt_{2n} меняется (при малом $\cos \alpha$ задний фронт тока i_2 отстает от периодической составляющей тока к. з. и Δt_{2n} отрицательно, при большом $\cos \alpha$ опережает и Δt_{2n} положительно). Максимальную погрешность Δt_{2n} имеют ТТ с прямоугольной характеристикой намагничивания сердечника при $\cos \alpha = 1,0$. Рассчитанные на ЦВМ величины Δt_{2n} для таких ТТ представлены в виде кривой 4 на рис. 4-4, б.

Для некоторых типов защит существенный интерес представляет анализ суммарной погрешности $\Delta t_{2\pi} + \Delta t_{2\alpha}$, которая характеризует в их схемах максимальную бестоковую паузу. Зависимость суммарной погрешности от относительного времени переходного процесса (t/T_1) показана на рис. 4-4,б (кривые 2, 3). Кривые получены при расчетах на ЦВМ переходных режимов работы ТТ с сердечником из холоднокатаной стали при $z_{2\alpha} = 0,4 + 1,0$. Так как кривая 2, характеризующая бестоковую паузу в схеме защиты с меньшим $\cos \alpha$, идет ниже кривой 3, то для уменьшения продолжительности бестоковых пауз, вызванных насыщением сердечников, вторичные цепи ТТ следует проектировать с малым $\cos \alpha$. Малые $\cos \alpha$ имеют электромеханические защиты с одноамперными ТТ. Кроме того, для уменьшения $\cos \alpha$ во вторичные цепи защиты могут быть включены добавочные индуктивные сопротивления.

Испытания реле при неустановившихся токах на статических моделях. Описанное выше разделение тока по интервалам оказывается полезным при испытаниях релейных устройств, так как сводит к относительно простым. Воспроизведя ток заданной формы и подавая его в обмотки реле, можно исследовать работу релейных устройств в переходных режимах. Исследования упрощаются, если испытания имеют статический характер. При статических испытаниях апериодический ток заменяется постоянным, равным среднему значению тока в рассматриваемый период. Тогда ток в реле будет состоять из серии одинаковых импульсов, моделирующих один из периодов вторичного тока. Этот ток легко измерить и определить характеристики срабатывания реле при неустановившихся режимах.

В первом интервале переходного процесса (при точной трансформации) неустановившийся вторичный ток ТТ практически равен приведенному первичному, т. е. состоит из апериодической и синусоидальной составляющей. При статических испытаниях в токовую обмотку реле подается постоянный и переменный ток. Регулируя величину переменного тока и его коэффициент смещения ($k_{cm} = I_{\text{пост}}/I_{\text{пер}}$), воспроизводят период вторичного тока, в который исследуется защита. Подобным образом испытываются дифференциальные реле [Л. 34].

Момент насыщения сердечника ТТ t_s зависит от его начального магнитного состояния, поэтому формы положительной полуволны тока во втором интервале переходного процесса весьма разнообразны. Для статического моделирования этого режима существенно, что среднее значение тока за период не равно нулю. Схема испытаний, моделирующая второй режим работы ТТ при активной нагрузке для реле с двумя подводимыми величинами (i , u), показана на рис. 4-5.

Вначале при отключенном источнике постоянного напряжения, разомкнутом ключе $K2$, замкнутом $K1$ в токовой обмотке реле возбуждается ток и с помощью фазорегулятора $\Phi P1$ задается требуемая фаза напряжения. Далее включается источник постоянного тока и формируется ток первого интервала переходного процесса. После этого ключ $K1$ размыкается, ключ $K2$ замыкается и настраиваются фазовключающая схема автоматики (ФВС на рис. 4-5 не показана) и схема управления тиристором. Контакты ФВС должны замыкаться при прохождении тока через нулевое значение, а тиристор шунтирует обмотку в положительные полупериоды тока. Управление тиристором осуществляется с помощью фазорегулятора $\Phi P2$ и при-

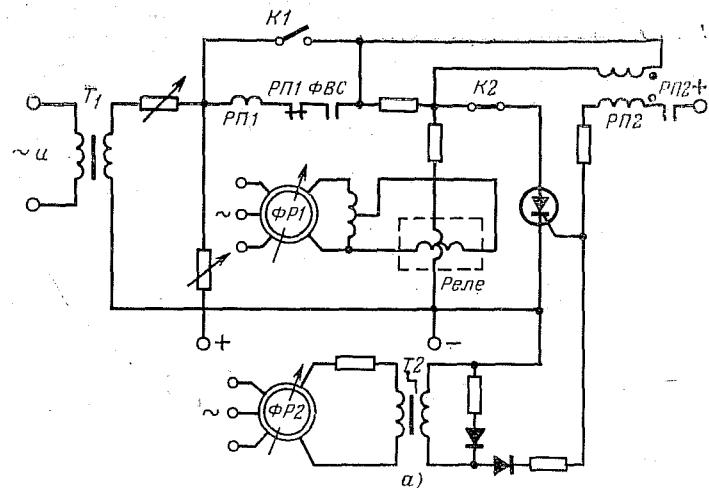
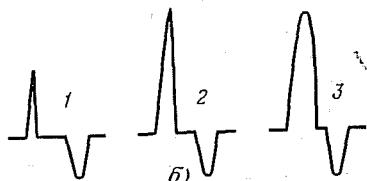


Рис. 4-5. Схема испытаний и осциллограммы импульсов тока.

1 — $\omega ts = 45^\circ$; 2 — $\omega ts = 110^\circ$; 3 — $\omega ts = -180^\circ$.



трансформатора $T2$. Регулируя фазу напряжения, можно изменить угол отсечки положительной полуволны тока, т. е. момент насыщения. Для получения одиночного импульса в схеме используется промежуточное реле RPI и поляризованное $RP2$. Промежуточное реле своими нормально замкнутыми контактами разрывает ветвь цепи, в которой находится токовая обмотка реле. Время срабатывания реле RPI должно быть выбрано в пределах $0,02 \leq t \leq 0,03$ с, а контакты поляризованного реле должны замыкаться не позже, чем в отрицательную половину первого периода тока. При этом на управляющий электрод тиристора через контакты поляризованного реле $RP2$ подается положительный потенциал и тиристор шунтирует обмотку реле. Аналогично можно получить серию из любого числа импульсов, регулируя времена срабатывания реле RPI и $RP2$. На рис. 4-5 показаны однократные импульсы тока, сформированные с помощью описанной схемы автоматики.

В третьем режиме работы ТТ апериодическая составляющая во вторичном токе ТТ незначительна [Л. 43] и ею можно пренебречь. Для моделирования третьего режима применяются схемы, выполненные на физических моделях. В первичной обмотке создается синусоидальный ток, а постоянный ток в дополнительной обмотке подмагничивает сердечник трансформатора, подобно апериодической составляющей тока к. з. Подбирая при заданной кратности тока к. з. соответствующую нагрузку ТТ и требуемый подмагничивающий ток можно получить ток i_2 физической модели, близкий к току реального ТТ.

4-3. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕХОДНЫХ ТОКОВ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Интегральные погрешности. Работа ТТ характеризуется величинами полной (ϵ), токовой (f) и угловой (δ) погрешностей. Расчет погрешностей производится по формулам [Л. 42]

$$\epsilon = \frac{100}{I_1} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (n_h i_2 - i_1)^2 dt}; \quad (4-4)$$

$$f = \frac{n_h I_2 - I_1}{I_1}; \quad \delta = \widehat{i_2} I_1,$$

где n_h — номинальный коэффициент трансформации; T — период тока.

В переходных режимах работы ТТ обычно можно пренебречь витковой отмоткой. Тогда полная погрешность ТТ равна действующему значению тока намагничивания в относительных единицах $\epsilon = I_0$, %. Токовая погрешность и действующее значение вторичного тока связаны равенством $I_2 \% = 100 + f$. Эти соотношения следует иметь в виду при чтении данного параграфа.

При вычислении погрешностей ТТ в переходных режимах к. з. под I_1 будем понимать действующее значение периодической составляющей тока к. з. (в отличие от [Л. 42], где под I_1 понимается действующее значение полного первичного тока), а под I_2 — действующее значение несинусоидального вторичного тока. Целесообразность подобного подхода обусловлена тем, что расчеты селективности действия релейных защит производят исходя из синусоидальной составляющей тока к. з., а наиболее распространенным измерительным органом является реле электромагнитного типа, реагирующее на действующее значение тока. Так как предельное действующее значение переходного тока (3-1) равно $1,73 I_1$, то из (4-4) диапазон изменения переходных погрешностей в процентах $0 < \epsilon < 173$, $-100 < f < 73$. В практически важном случае, когда сердечник ТТ выходит из насыщения, $f < 0$.

Необходимо отметить, что анализ переходных режимов работы релейной защиты, основанный на интегральных значениях тока, наиболее просто производится, если огибающая тока во времени меняется незначительно. Тогда без существенной погрешности можно

считать, что реле реагирует на соответствующее интегральное значение тока. При импульсных воздействиях расчеты ведутся в мгновенных значениях и выполняются для совместной системы трансформатор тока — реле. Однако и в этом случае для расчетов могут использоваться интегральные значения тока, дополненные поправочными коэффициентами. Методика учета динамических характеристик электромагнитных реле описана в [Л. 44].

Интегральные характеристики вторичного тока. Расчет интегральных характеристик производится на основании следующих известных формул

$$\text{действующее значение } I_2 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_2^2 dt};$$

$$\text{среднее по модулю значение } I_{2\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T |i_2| dt;$$

амплитуда первой гармонической

$$I_{2(1m)} = \sqrt{\left(\frac{2}{T} \int_0^T i_2 \sin \omega t dt\right)^2 + \left(\frac{2}{T} \int_0^T i_2 \cos \omega t dt\right)^2};$$

постоянная составляющая

$$I_{\text{п}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_2 dt.$$

Их изменение во времени при наличии в первичном токе к. з. максимальной апериодической составляющей показано на рис. 4-6. Ниже приводятся некоторые общие закономерности, характеризующие интегральные характеристики тока i_2 при максимальных переходных режимах. Эти закономерности получены в результате расчетов на АВМ и подтверждены в опытах на физических моделях [Л. 43].

При токах к. з. с наибольшей апериодической составляющей и постоянной времени первичной цепи $T_1 = 50 \div 200$ мс переходный ток I_2 имеет наименьшее значение при $\cos \alpha = 0,6 \div 0,8$ (второй период тока). При $\cos \alpha = 1$ действующее значение вторичного тока больше вследствие его пикообразной формы, при $\cos \alpha = 0,2$ — за счет более позднего насыщения сердечника ТТ. Увеличение угла вторичной цепи до $70 \div 80^\circ$ ведет к возра-

станию минимального действующего значения вторичного тока в 1,2—1,5 раза и некоторому увеличению времени выхода сердечника ТТ из насыщения.

Остаточная индукция сердечника оказывает существенное влияние на переходный процесс при малых постоянных времени первичной цепи $T_1 < 20$ мс и при силь-

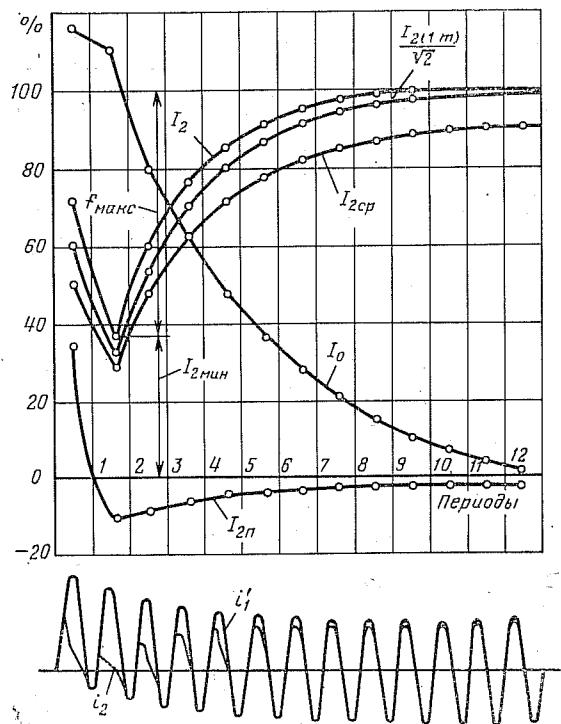


Рис. 4-6. Интегральные характеристики переходного вторичного тока ТТ и его осциллограмма.

$H_{1m} = 100$ А/см; $T_1 = 50$ мс; $z_{2yud} = 2,1 \cdot 10^{-2}$ Ом/м; $\cos \alpha = 0,8$.

Величины токов даны в процентах по отношению к $\frac{I_1 w_1}{w_2}$.

но недогруженных ТТ с малыми $\cos \alpha$. При больших постоянных времени и $\cos \alpha = 0,8 \div 1,0$ остаточная индукция влияет лишь на ток в первый период; ток во второй пе-

риод, а следовательно, и $I_{2\min} = (1 + f_{\max}) I_1$ практически не зависят от величины B_r .

На рис. 4-7 показаны рассчитанные на АВМ зависимости максимальной токовой погрешности для трансформатора тока из холоднокатаной стали Э310 при $i_{yud} = 2 \cdot 10^4$ А/м, $\cos \alpha = 0,8$. Как видно из кривых, уменьшение сопротивления вторичной цепи (z_2) в 1,5—2 раза незначительно снижает максимальную токовую погрешность и эффективно только при малых постоянных времени первичной цепи. Однако при малых T_1 погрешности невелики и имеют наибольшее значение в первый период переходного процесса. Поэтому собственного времени действия реле часто оказывается достаточным для того, чтобы защиту отстроить от переходных режимов. Отстройка обеспечивается при $t_{c,z} \geq 3T_1$. Например, при $T_1 = 0,02$ с $t_{c,z} = 0,06$ с (с учетом промежуточного реле). Таким образом, если исходить из сочетания неблагоприятных условий, то снижение нагрузки на ТТ в 1,5—2 раза с целью учета переходных режимов к. з. неэффективно и без специального обоснования не рекомендуется.

Для аналитического описания изменения действующего значения тока i_2 во времени воспользуемся результатами расчета переходного тока идеализированного трансформатора тока. Согласно [Л. 45] токовая погрешность ТТ с прямоугольной характеристикой намагничивания при $\cos \alpha = 1,0$ пропорциональна коэффициенту смещения первичного тока $f = \frac{k_{cm}}{\sqrt{2}}$ 100 %. Уточним данное выражение. Принимая во внимание, что коэффициент смещения тока (3-1) изменяется во времени по экспоненте и используя кривые рис. 4-7, для дискретных моментов времени

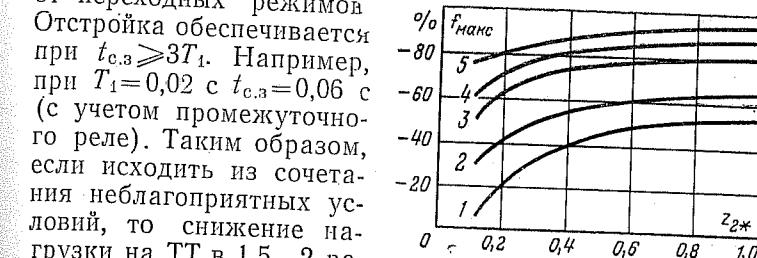


Рис. 4-7. Кривые максимальной токовой погрешности ТТ с сердечником из холоднокатаной стали при переходном токе к. з.

1 — $T_1 = 20$ мс; 2 — $T_1 = 50$ мс; 3 — $T_1 = 100$ мс; 4 — $T_1 = 200$ мс; 5 — $T_1 = \infty$.

получим:

$$f = f_{\max} e^{-\frac{t-t_n}{T_1}}.$$

Время t_n в этой формуле — это середина периода, когда ТТ работает с наибольшей погрешностью f_{\max} . При больших постоянных времени f_{\max} наступает на второй период (это видно на кривых рис. 4-6), при малых T_1 — на первый период. Ориентировочно при $z_{2*} \geq 0,3$ и остаточной индукции неблагоприятной полярности можно принимать $t_n = 10$ мс для $T_1 < 40$ мс и $t_n = 30$ мс для больших постоянных времени.

Влияние угла сопротивления вторичной цепи на переходную токовую погрешность можно приближенно учитывать увеличением постоянной времени ее затухания. Опытная проверка показала, что удовлетворительные для практики результаты получаются, если токовую погрешность рассчитать по формуле

$$f = f_{\max} e^{-\frac{t-t_n}{T_1+4T_2}}, \quad t \geq t_n, \quad (4-5)$$

где T_2 — постоянная времени вторичной цепи.

Подставляя в (4-5) $f = \left(\frac{I_2}{I_1} - 1\right) 100$, находим расчетные выражения для определения действующего значения переходного тока i_2

$$I_2 = I_{2\min} + (I_1 - I_{2\min}) \left(1 - e^{-\frac{t-t_n}{T_1+4T_2}}\right), \quad t \geq t_n. \quad (4-6)$$

Изменение по периодам амплитуды первой гармонической $I_{2(1m)}$ и среднего по модулю значения I_{2cp} вторичного переходного тока ТТ близко к изменению его действующего значения. Поэтому при аналитическом определении этих характеристик тока можно использовать (4-6). Вначале рассчитывается действующее значение тока i_2 в искомый период. Далее I_2 умножается на коэффициент первой гармоники (табл. 4-1), если рассчитывается действующее значение первой гармоники вторичного тока, или делится на коэффициент формы (табл. 4-2), если рассчитывается I_{2cp} . Обе таблицы отражают некоторые средние данные, характеризующие неустановившийся вторичный ток ТТ с сердечником из холоднокатаной стали.

Таблица 4-1

$\cos \alpha$	Коэффициент первой гармоники вторичного тока ТТ при насыщении его сердечника апериодической слагающей тока к. з. при $ f $, %					
	70	60	50	40	30	20
1,0	0,62	0,68	0,73	0,79	0,84	0,9
0,8	0,85	0,87	0,89	0,92	0,94	0,96
0,2	0,9	0,91	0,93	0,95	0,97	0,98

Таблица 4-2

$\cos \alpha$	Коэффициент формы вторичного тока ТТ при насыщении его сердечника апериодической слагающей тока к. з. при $ f $, %					
	70	60	50	40	30	20
1,0	1,47	1,4	1,36	1,29	1,22	1,16
0,8	1,28	1,24	1,2	1,17	1,12	1,11
0,2	—	1,22	1,18	1,13	1,1	1,09

Учет постоянной составляющей переходного тока важен для реле с насыщающимися трансформаторами (типа РНТ, ДЗТ). Как видно из рис. 4-6, этот ток (I_{1n}) имеет большое значение в первые один-два периода переходного процесса и мал при выходе сердечника ТТ из насыщения. Очевидно, в последнем случае реле РНТ, ДЗТ не должны загружаться, иначе возможно существенное увеличение времени срабатывания защиты при переходных токах короткого замыкания.

Отстройку реле РНТ, ДЗТ от переходных токов принято характеризовать кривыми относительного увеличения тока срабатывания в зависимости от коэффициента смещения. На основании расчетов на АВМ установлено [Л. 43], что максимальная величина коэффициента смещения тока i_2 при выходе сердечника ТТ из насыщения меньше 0,3. При этих коэффициентах реле РНТ, ДЗТ практически не тормозятся и значительного увеличения времени срабатывания защиты не наблюдается (подробнее см. § 5-4).

Действующее значение переходного намагничивающего тока. Изменение тока I_0 по периодам показано на рис. 4-6. В случае короткого замыкания с максимальной 9-636

апериодической составляющей в токе эта зависимость для времени $t \geq t_n$ может быть аппроксимирована экспоненциальной функцией

$$I_0 = I_{0\max} e^{-\frac{t}{T_{\text{расч}}}},$$

где $I_{0\max}$ — наибольший переходный намагничивающий ток.

Приближенно $I_{0\max}$ можно считать равным действующему значению переходного первичного тока и для достаточно больших постоянных времени T_1 принять $I_{0\max} \approx 1,73I_1$. Если, кроме того, предположить, что при экспоненциальном затухании кривые $I_0(t)$ совпадают с опытными в точке $I_0 = 0,1I_1$, то $T_{\text{расч}} \approx 1,4T_1$ и аналитическое выражение переходного намагничивающего тока принимает вид:

$$I_0 / I_0 = \varepsilon = 173e^{-\frac{t}{1.4T_1}}, \quad t \geq t_n. \quad (4-7)$$

Здесь $t = \frac{2k-1}{\omega}\pi$ — дискретное время, характеризующее расчетный период.

Отметим, что величина и угол сопротивления вторичной цепи ТТ в (4-7) не входят, так как эти величины при максимальных первичных режимах на переходный ток влияют незначительно. Это обусловлено тем, что магнитное состояние сердечника ТТ в переходном режиме к. з. определяется, в основном, апериодической составляющей первичного тока [Л. 25].

Угловая погрешность ТТ. При несинусоидальном вторичном токе угловая погрешность ТТ рассчитывается по формуле

$$\delta = \arctg \frac{A_h}{B_h} - \psi_i, \quad (4-8)$$

где

$$A_h = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i_2 \cos \omega t dt, \quad B_h = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i_2 \sin \omega t dt$$

— коэффициенты ряда Фурье для несинусоидального тока i_2 ; $\psi_i = \psi - \varphi$ — начальная фаза синусоидальной составляющей первичного тока к. з. (3-1) при начале отсчета периода в момент t_1 .

Коэффициенты A_h , B_h в (4-8) вычисляются на АВМ, как указано в § 1-6. На основании таких расчетов в [Л. 45] получено приближенное аналитическое выражение величины угловой погрешности для ТТ с прямоугольной характеристикой намагничивания и активной нагрузкой: $\delta(\text{рад}) = k_{\text{см}}$. Так как при к. з. с наибольшей апериодической составляющей в токе его коэффициент смещения меняется по закону

$$\sqrt{2}e^{-\frac{t}{T_1}}, \quad \text{то при } t \geq t_n, \quad \delta = 81^\circ e^{-\frac{t}{T_1}}.$$

Существенное влияние на угловую погрешность оказывает $\cos \alpha$ вторичной цепи.

В результате исследований на АВМ авторами установлено, что переходная угловая погрешность ТТ примерно пропорциональна $\cos^2 \alpha$ и в случае максимальных переходных режимов может находиться из выражения

$$\delta = 81^\circ \cos^2 \alpha e^{-\frac{t}{T_1+4T_2}}, \quad t \geq t_n. \quad (4-9)$$

Как и в предыдущих выражениях, t дискретно и равно $\frac{2k-1}{\omega}\pi$.

Из (4-9) вторичные цепи направленных защит следуют выполнять с малым $\cos \alpha$, так как при этом мала угловая погрешность. Такие защиты, как показано в § 4-2, характеризуются также малой погрешностью перехода тока через нулевой уровень.

Найдем предел, к которому стремится угловая погрешность ТТ при сочетании неблагоприятных условий. Рассмотрим режим вхождения в насыщение сердечника ТТ с прямоугольной характеристикой намагничивания при $B_r \rightarrow B_s$. Предположим, что постоянная времени затухания апериодической составляющей тока к. з. в (3-1) $T_1 \rightarrow \infty$, а $\psi_i = \psi - \varphi = -90^\circ$. В этом случае ток i_2 , а следовательно, и коэффициенты A_h и B_h в (4-8) стремятся к нулю. Раскрывая неопределенность по правилу Лопиталя, получим $\arctg \frac{A_h}{B_h} = 90^\circ$ и $\delta = -90^\circ - (-90^\circ) = 180^\circ$. Для эксплуатируемых трансформаторов тока $T_{1\max} \approx 0,1-0,2$ с, $B_{r\max} \approx 0,5 B_s$ и максимальная угловая погрешность в первый период меньше (примерно $100-120^\circ$).

Мероприятия по улучшению характеристик ТТ в переходном режиме к. з. Трансформаторы тока с улучшенными характеристиками целесообразно эксплуатировать в защитах, устанавливаемых вблизи шин мощных станций. Если защита выполнена на подстанции, удаленной

от источников питания, то переходные режимы к. з. на ее работу оказывают несущественное влияние (§ 4-2, 4-3). Последнее обстоятельство необходимо учитывать при разработке новых типов ТТ.

Широко распространенным способом улучшения характеристик ТТ при переходных токах к. з. является снижение прямоугольности кривой намагничивания их сердечника. Реализации этого способа различные. Так, в [Л. 46] рассматривается вопрос о выполнении ТТ из электротехнической стали, имеющей большой наклон кривой намагничивания в насыщенной части и малую остаточную индукцию. К таким сталям относятся дешевые горячекатаные стали. Снижение прямоугольности кривой намагничивания и улучшение характеристики ТТ в переходных режимах возможно также путем выполнения полных [Л. 19] или частичных [Л. 47] зазоров в магнитопроводе ТТ. Эффективным мероприятием, уменьшающим переходные погрешности ТТ, является ограничение апериодической составляющей в их первичном токе. Для этого в первичной цепи создается путь пониженного сопротивления для апериодической составляющей. Например, параллельно первичной обмотке включается насыщающийся дроссель высокой добротности или применяется дополнительная воздушная ступень [Л. 48]. Для уменьшения установившихся погрешностей в подобных схемах предлагаются резонансные контуры [Л. 49] или предусматривается соответствующая схемная компенсация.

Проверку работы ТТ при переходных процессах можно осуществлять, заменяя апериодическую составляющую постоянным током. При испытаниях в первичную обмотку ТТ, помимо переменного, подается постоянный ток и измеряются соответствующие погрешности. На основании подобных испытаний рекомендуется составлять требования к ТТ с учетом их работы в переходных режимах [Л. 46].

Пример. Рассмотрим расчет токовой, полной и угловой погрешностей трансформатора тока ТФНД-110М-600/5 при переходном токе к. з. с наибольшей апериодической составляющей с использованием аналитических выражений (4-5), (4-7), (4-9).

1. Исходные данные для расчета

$$I_1 = 10 I_{\text{ном}}, T_1 = 60 \text{ мс.}$$

Параметры трансформатора тока: $I_{\text{ном}} = 600 \text{ А}$, $w_1 = 2$, $w_2 = 239$, $l = 0,9 \text{ м}$, $S = 19,1 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$.

Сердечник выполнен из холоднокатаной стали, $r_{\text{обм}} = 0,41 \text{ Ом}$, $x_{\text{обм}} = 0,25 \text{ Ом}$, $r_{\text{нг}} = 1 \text{ Ом}$, $x_{\text{нг}} = 0,75 \text{ Ом}$.

2. Определяем сопротивления вторичной цепи

$$r_2 = r_{\text{обм}} + r_{\text{нг}} = 1,4 \text{ Ом}, \quad x_2 = x_{\text{обм}} + x_{\text{нг}} = 1 \text{ Ом},$$

$$z_2 = \sqrt{r_2^2 + x_2^2} = 1,73 \text{ Ом}, \cos \alpha = 0,81.$$

$$3. \text{ Рассчитываем величину } T_2, T_2 = \frac{x_2}{\omega r_2} = 2,25 \text{ мс.}$$

4. Определяем удельный первичный ток

$$i_{1\text{уд. макс}} = \frac{I_1 w_1 \sqrt{2}}{l} = 1,87 \cdot 10^4 \text{ А/м.}$$

5. По кривым предельной кратности (10%-ной погрешности) при $I_1 = 10 I_{\text{ном}}$ находим номинальную вторичную нагрузку $z_{2\text{н.ном}} = 3,2 \text{ Ом}$.

Рассчитываем полное сопротивление вторичной цепи

$$z_{2\text{ном}} \approx z_{2\text{н.ном}} + z_{\text{обм}} = 3,7 \text{ Ом}, \quad z_{2*} = z_2 / z_{2\text{ном}} = 0,47.$$

6. Интерполируя кривые рис. 4-7 для $z_{2*} = 0,47$, $T_1 = 60 \text{ мс}$, находим $f_{\text{макс}} = -63\%$. Если бы $i_{1\text{уд. макс}}$ значительно отличалось от $2 \cdot 10^4 \text{ А/м}$ и $\cos \alpha$ от 0,8, то необходимо было бы внести поправку $3 - 5\%$ согласно данным [Л. 43].

7. Так как $T_1 = 60 \text{ мс} > 40 \text{ мс}$, то максимальную переходную погрешность трансформатора тока имеет на второй период. Поэтому t_n принимаем равным 30 мс.

8. На основании (4-5) расчетное выражение для определения переходной токовой погрешности

$$f = -63e^{-\frac{t-30}{69}}, \%, \quad t = 30, 50, 70 \dots \text{ мс.}$$

9. На основании (4-7) расчетное выражение для определения полной погрешности

$$\epsilon = 173e^{-\frac{t}{84}}, \%,$$

Таблица 4-3

Обозначение величины	Результаты расчета для периода							Примечание
	2	3	4	5	6	7	8	
$ f , \%$	64 65	47 48	35 36,3	27 27,3	17 20,3	12 15	9 11,2	ABM (4-5)
$\epsilon, \%$	114 121	91,5 95	74 75	59 60	45 47	34 37	27 29	ABM (4-7)
$\delta, \text{ эл. град}$	37,5 33,5	25,5 25	18 19	14 14	9,5 10,5	8,0 8	7,0 6,0	ABM (4-9)

10. На основании (4-9) расчетное выражение для определения угловой погрешности

$$\delta = 52^\circ e^{-\frac{t}{69}}.$$

Результаты расчета сводим в табл. 4-3.

Для сравнения в табл. 4-3 приводятся данные, полученные на АВМ с использованием модели рис. 4-1,в. Из сравнения видно, что аналитические выражения позволяют производить расчеты переходных погрешностей ТТ с удовлетворительной для практики точностью.

4-4. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В КАСКАДНЫХ ТРАНСФОРМАТОРАХ ТОКА

В сетях сверхвысокого напряжения применяются каскадные ТТ, состоящие из нескольких одинаковых ступеней. Для систем 500 кВ широкое распространение получили двухкаскадные трансформаторы тока типов ТФНКД-500 и ТРН-500. Электрические схемы этих ТТ одинаковы, основное отличие заключается в различных коэффициентах трансформации по ступеням: 2000:5:1 (ТФНКД) и 2000:20:1 (ТРН).

Каскадный ТТ (рис. 4-8,а) имеет мощный сердечник верхней ступени и четыре сердечника нижней ступени. Вторичная обмотка верхнего сердечника включается на общую первичную обмотку четырех нижних сердечников, полное сопротивление этой цепи обозначено Z_n . Основная изоляция трансформаторов верхней и нижней ступеней рассчитана на половину фазного напряжения сети. Витковая изоляция между обмотками и сердечником, а также изоляция выводов рассчитана на сравнительно низкий уровень напряжения [испытательное напряжение (амплитудное) для ТФНКД-500 принято 3,5 кВ].

Существенным отличием каскадных ТТ от некаскадных является их высокое внутреннее сопротивление. Общее сопротивление промежуточной цепи, приведенное к стороне 1A, составляет:

для ТФНКД-500

$$Z_n = 80 + j 525 \text{ Ом};$$

для ТРН-500

$$Z_n = 78 + j 304 \text{ Ом}.$$

Номинальная внешняя нагрузка для обоих типов ТТ равна:

$$z_1 + z_2 + z_3 + z_4 = 4 \times 75 = 300 \text{ Ом}, \cos \varphi_{нр} = 0,8.$$

Уменьшение нагрузки на нижние сердечники, даже их закорачивание, не может значительно разгрузить верхний сердечник, так как основную часть его нагрузки составляет сопротивление промежуточной цепи. С другой стороны, большая величина Z_n ограничивает влияние неравномерного распределения нагрузки по отдельным нижним сердечникам на величину и форму тока промежуточной ступени i_n . Можно считать, что ток i_n практически определяется суммарной нагрузкой на верхний

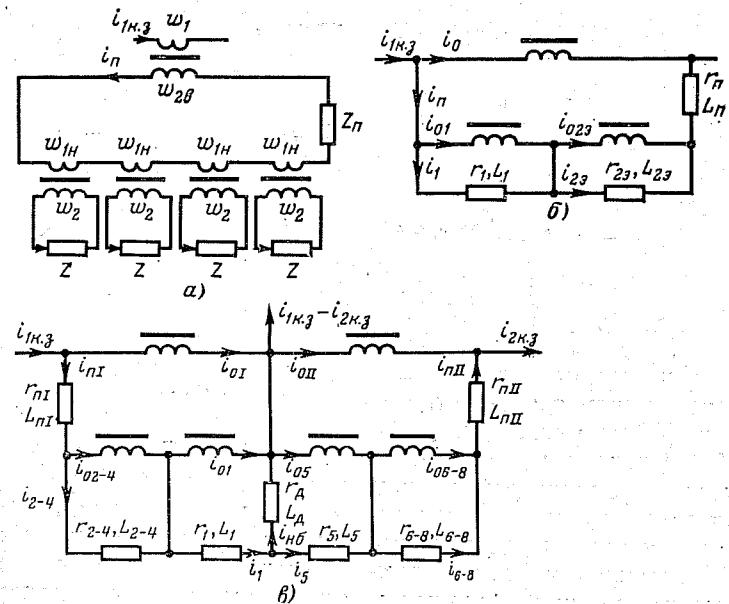
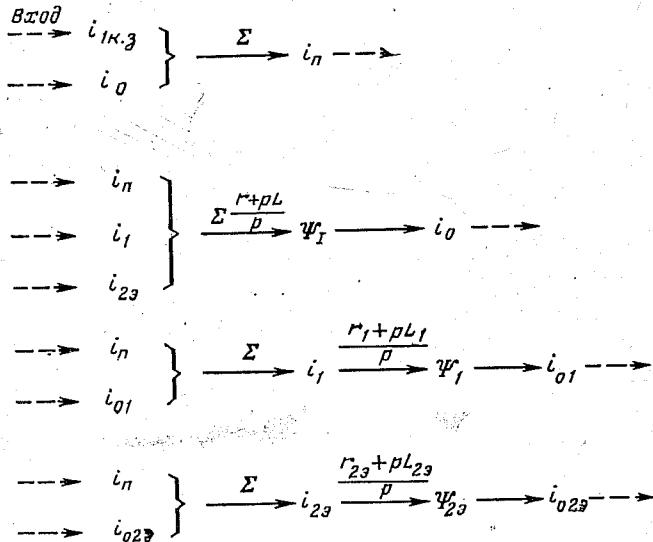


Рис. 4-8. Принципиальная схема и упрощенные схемы замещения одиночного каскадного ТТ и двух каскадных ТТ, собранных по дифференциальной схеме.

сердечник, независимо от ее распределения в нижней ступени. Это обстоятельство облегчает анализ процессов в каскадном ТТ, так как позволяет использовать упрощенную схему замещения (рис. 4-8,б), в которой нижняя ступень представлена двумя сердечниками. Один из сердечников имеет реальные параметры, а другой — эквивалентные параметры трех остальных.

Аналоговую модель каскадного ТТ для схемы замещения на рис. 4-8,б целесообразно составлять по следующему алгоритму:



Структурная схема, реализующая этот алгоритм, содержит звенья такого же типа, как и модель некаскадного ТТ на рис. 4-1,в.

Исследования на АВМ показали [Л. 50], что максимальные переходные погрешности каскадного ТТ незначительно зависят от величины нагрузки, а форма переходного вторичного тока такая же, как и у некаскадных ТТ при малом $\cos \alpha$ вторичной цепи. Обусловлено это тем, что значительную часть сопротивления z_2 составляет сопротивление промежуточной цепи, имеющее преимущественно индуктивный характер. С учетом этих особенностей по формулам § 4-3 можно производить расчет переходных погрешностей одиночных каскадных ТТ.

Часто релейную защиту присоединений 500 кВ включают на сумму вторичных токов, и при внешнем повреждении по ее дифференциальной цепи проходит ток небаланса. Схема замещения защиты в рассматриваемом режиме показана на рис. 4-8,в.

Ток небаланса максимальен и содержит значительную апериодическую составляющую, когда насыщен только один ТТ. Его величину ограничивает сопротивление диф-

ференциальной ветви — z_d (§ 5-2). Однако действие z_d неэффективно, если насыщаются только сердечники верхней ступени, так как в сопротивления плеч защиты входит сопротивление промежуточной ступени цепи и ток небаланса велик. Например, при $z_d = 150 \text{ Ом}$ $I_{\text{nб. макс}} \approx 0,5I_1$. Этот ток непродолжителен — два, три периода промышленной частоты. После насыщения второго каскадного ТТ ток небаланса уменьшается до величины $(0,1 \div 0,2)I_1$ и апериодической составляющей в нем можно пренебречь. Поэтому релейную защиту линий 500 кВ целесообразно выполнять таким образом, чтобы первые ступени отсечек отстраивались только от переходного тока небаланса при насыщении обоих ТТ защиты. Для того чтобы отсечка не работала при максимальном (однополярном) токе небаланса ее время действия должно быть больше 60 мс. Автоматическая отстройка защиты от однополярных токов обеспечивается, если в качестве пусковых органов применяются реле с насыщающимися трансформаторами или эквивалентные полупроводниковые схемы. Для обеспечения селективности дифференциально-фазных и дистанционных защит в некоторых случаях возможно применение блокирующих реле [Л. 51]. Радикальным средством, исключающим токи небаланса, является использование дополнительных ТТ, устанавливаемых на линии.

Особенно эффективно применение перечисленных мероприятий в защитах с ТТ, имеющими улучшенные характеристики в переходных режимах (§ 4-3).

4-5. РАБОТА КАСКАДНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА ПРИ ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССАХ В СЕТИ

Короткие замыкания в электросетях сопровождаются волновыми процессами, обусловленными разрядными токами линий передачи, сборных шин и аппаратов. Наибольшая величина этих токов имеет место при максимальной энергии, запасенной в электрическом поле системы, т. е. в случае, когда к. з. произошло в момент максимума напряжения. Вероятность пробоя при к. з. в сети именно при наибольших значениях рабочего напряжения самая высокая.

Чем выше уровень напряжения сети, тем больше волновые токи. При замыкании на землю в сети 500 кВ разрядный ток одной линии с волновым сопротивлением 300 Ом будет равен:

$$i_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{макс}}}{z_b} = \frac{500 \sqrt{2}}{\sqrt{3} \cdot 300} = 1,35 \text{ кА.}$$

Этот ток без учета затухания имеет характер прямоугольных периодических импульсов с частотой

$$f = \frac{3 \cdot 10^5}{4l},$$

где l — длина линии, км. При $l=250$ км $f=300$ Гц.

Потери энергии в линии сглаживают форму и величину волн, после нескольких отражений колебания затухают. Однако при близком к. з. фронт первой волны разрядного тока имеет весьма большую крутизну. Число линий на станциях и подстанциях может достигать 10, и соответственно предельная величина разрядного тока составит 13,5 кА. Волновые токи такой величины с фронтом, близким к прямоугольному, могут оказывать значительное воздействие на ТТ, высокочастотные заградители и релейную защиту.

Участки сборных шин, ответвленных к трансформаторам и емкостям аппаратуры, создают дополнительные волновые токи со спектром частот 30—200 кГц и выше. При этих частотах могут наблюдаться резонансные явления в первичных и вторичных цепях аппаратов.

Поведение ТТ вторичных цепей и реле при высокочастотных импульсах тока в значительной степени определяются такими параметрами, которые в режимах промышленной частоты не учитываются (емкости обмоток, сопротивления в стали и изоляции). Наоборот, параметры ТТ, игравшие основную роль при низкочастотных режимах (например, индуктивность намагничивания, активное сопротивление обмоток), становятся здесь второстепенными.

Анализ показывает, что волновые первичные воздействия с частотами до 500 кГц на ТТ можно исследовать, представляя последовательные схемами замещения с сосредоточенными параметрами [Л. 81]. Волновые токи с частотой выше 500 кГц можно не учитывать из-за шунтирующего действия собственных емкостей каскадного ТТ. На рис. 4-9 представлена схема замещения каскадного ТТ для анализа волновых воздействий. Она имеет совершенно другую структуру, чем на рис. 4-8.

На рис. 4-9, а индексы «1», «2» соответствуют первичной и вторичной обмоткам; «в», «н» — верхней и нижней ступеням; «0» — межвитковой емкости обмотки, «С» — емкости относительно сердечника.

Емкости $C_{1\text{вс}}$ и $C_{1\text{нс}}$ определяют распределение напряжений на основной изоляции и не влияют на трансформацию. Емкости $C_{2\text{вс}}$, $C_{2\text{но}}$ и $C_{1\text{но}}$ образуют эквивалентную емкость на рис. 4-9, б. Активное сопротивление r_a является сопротивлением потерь в стали и изоляции. Индуктивность L_a состоит из значительной индуктивности рассеяния нижней ступени и частично верхней ступени. Таким образом, каскадный ТТ представляется в виде эквивалентного колебательного контура. Параметры L_a , C_a , r_a могут быть рассчитаны по конструктивным данным каскадного ТТ или получены из частотной характеристики, снятой с помощью лампового генератора.

На рис. 4-10 показаны частотные характеристики различных каскадных ТТ, снятые с помощью лампового генератора (сплошные линии), и характеристики, полученные расчетом по параметрам эквивалентных колебательных контуров (нанесены отдельные точки). Практически полное слияние соответствующих характеристик подтверждает правильность представления каскадного ТТ в виде колебательного контура.

Экспериментальные частотные характеристики каскадных ТТ построены в координатах $\frac{U_n}{I_1}(f)$, где U_n , I_1 — непосредственно измеренные величины напряжения и тока (первичный ток не приведен к виткам $w_{2\text{в}}$). Такая характеристика удобна для определения максимального напряжения от действия периодического волнового тока

$$U_{\max} = \left(\frac{U_n}{I_1} \right)_{\max} I_{1\text{imp}},$$

где $I_{1\text{imp}}$ — амплитуда резонансной гармоники первичного тока.

Как показывают расчеты, для всех каскадных трансформаторов тока существующих типов добротность эквивалентного колебательного контура имеет такую большую величину, что диапазон частот, опасных для изоляции по уровню напряжения, может быть определен достаточно точно по идеальной частотной характеристике, без

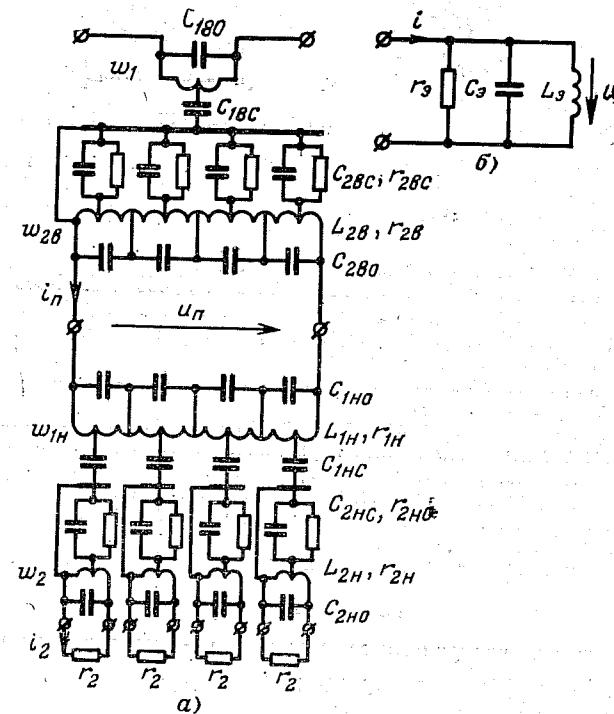


Рис. 4-9. Электрическая схема каскадного трансформатора тока (а) и его схема замещения (б) для высоких частот.

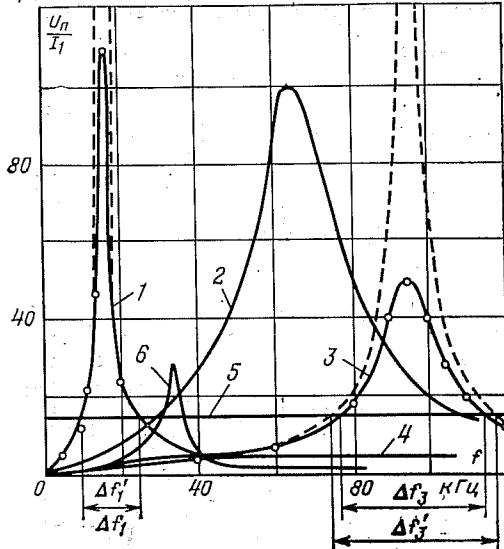


Рис. 4-10: Частотные характеристики каскадных трансформаторов тока.

1 — ТФНКД-500, расчет для $L_g=0,048$ мГн, $C_g=2060$ пФ; 2 — ТФНК-400; 3 — ТРН-500, расчет для $L_g=1,12$ мГн, $C_g=2500$ пФ; 4 — ТРН-500 с защитной RC -цепью, $R=390$ Ом, $C=2 \cdot 10^4$ пФ; 5 — уровень изоляции промежуточной ступени при $I_1=1,35$ кА.

учета активных потерь. На рис. 4-10 пунктиром показаны идеальные характеристики для каскадных ТТ типов ТФНД-500 и ТРН-500 (кривые 1 и 3). Точки пересечения частотной характеристики с горизонтальной линией 5, соответствующей напряжению перекрытия проходных изолаторов промежуточной ступени при амплитуде тока 1,35 кА, определяют диапазон опасных частот Δf ($\Delta f'$ — по идеальной характеристике).

Эквивалентный колебательный контур пригоден для анализа воздействия и высокочастотных периодических токов, и токов с крутыми фронтами. При расчете максимально возможных напряжений, индуцированных током с крутым фронтом, последний целесообразно представить в виде прямоугольного импульса бесконечной продолжительности. Воздействие такого импульса на контур высокой добротности вызывает в нем затухающие колебания собственной частоты

$$u \approx I_p e^{-\delta t} \sin \omega' t,$$

где I_p — уровень прямоугольного импульса; p — волновое сопротивление ТТ; δ — коэффициент затухания; $\omega' = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ — частота собственных затухающих колебаний.

Наибольшее напряжение соответствует моменту $t=T'/4=2\pi/\omega$. В практических расчетах с запасом можно принять $\delta=0$, тогда $U_{\max}=I_p$.

Подобный анализ может быть выполнен для вторичных цепей одноступенчатых ТТ, устройств релейной защиты, заградителей и др. При их проектировании должна учитываться возможность появления указанных повышенных напряжений, обусловленных волновыми токами.

4-6. ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА В СХЕМАХ ФИЛЬТРОВ НУЛЕВОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

Схемы фильтров и их моделирование. В предыдущих разделах данной главы рассматривались переходные режимы работы одиночных ТТ. Данный параграф на примере работы фильтров нулевой последовательности в сетях с большим током замыкания на землю иллюстрирует методику анализа трехфазных схем ТТ.

Выделение нулевой последовательности в этих сетях осуществляется схемой соединения ТТ и реле в полную звезду (рис. 4-11,а) или с помощью трехтрансформаторного фильтра нулевой последовательности (рис. 4-11,б). Кроме того, часто используется заземленный нулевой вывод обмотки силового трансформатора (рис. 4-11,в). Во всех случаях измерение и фиксацию токов $3I_0$ осуществляют реле 1.

Первым двум фильтрам соответствует одинаковая схема замещения (рис. 4-11,г). В схеме замещения сопротивления и индуктивности, включенные в фазные провода, назовем плечами защиты и обозначим их как r_ϕ , L_ϕ . Для эксплуатируемых защите сопротивления и индуктивности плеча и нулевого провода схемы полной звезды примерно одинаковы, а для трехтрансформаторного фильтра нулевой последовательности r_0 , L_0 обычно больше r_ϕ , L_ϕ .

На основании рис. 4-11,г исходные уравнения для составления структурной схемы модели

$$1) \frac{d\Psi_a}{dt} = r_{2a} i_{2a} + L_{2a} \frac{di_{2a}}{dt} + r_0 i_{ab} + L_0 \frac{di_{b3}}{dt};$$

$$2) i_{2a} = i_{1a} - i_{0a};$$

$$3) i_{0a} = i_0(\Psi_a);$$

4) —9) — уравнения, аналогичные 1) — 3) для фаз B и C ;

$$10) i_{ab} = i_{2a} + i_{2b} + i_{2c}.$$

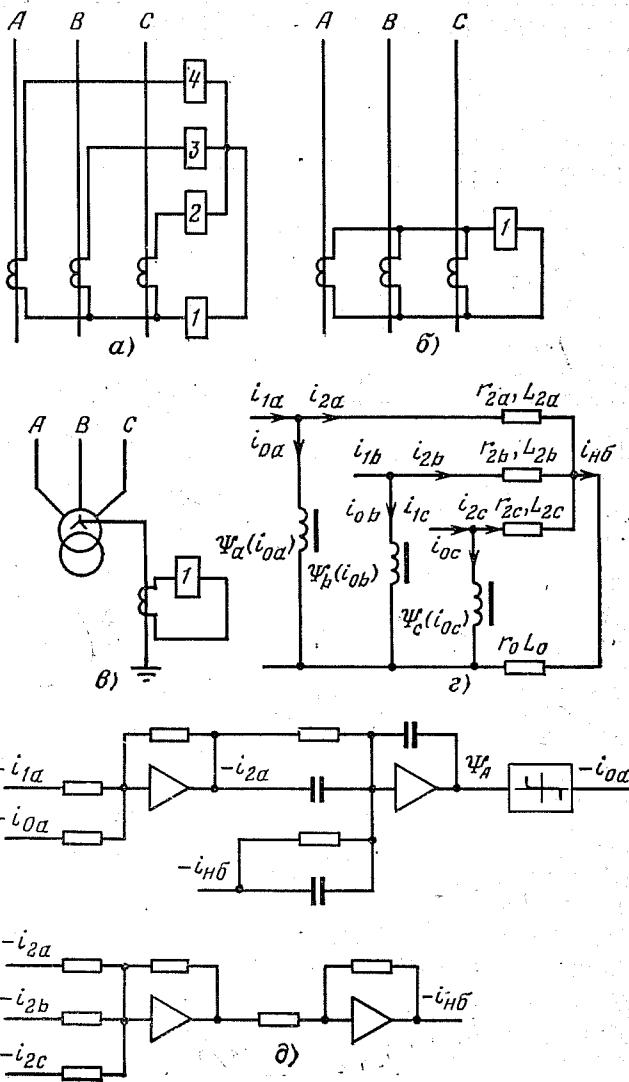


Рис. 4-11. Фильтры нулевой последовательности, схема замещения трехфазного фильтра и структурная схема АВМ.

На рис. 4-11,д показана часть модели, реализующая уравнения для одной из фаз и нейтрали (ток небаланса). Полная схема содержит восемь линейных и три нелинейных блока.

При некоторых упрощениях из рассмотренной полной схемы легко получить модели для исследования других схем соединения ТТ и реле, например неполную звезду или схему с двумя ТТ и одним реле, включенным на разность токов.

Переходный режим однофазного к. з. Для защиты, установленной в нейтрали силового трансформатора, анализируемый режим сводится к работе одиночного трансформатора тока при прохождении тока к. з. в его первичной обмотке. Переходные погрешности одиночного ТТ проанализированы в § 4-2, 4-3.

Для трехфазных фильтров нулевой последовательности ток к. з. при однофазном повреждении существует в первичной обмотке только одного трансформатора тока. В процессе насыщения сердечника ТТ этой фазы во вторичных цепях некоторое время существует апериодическая составляющая. Падение напряжения от апериодического тока на сопротивлении r_0 может намагнить сердечники ТТ двух других фаз. При этом их ветви намагничивания шунтируют нулевой провод и ток в последнем становится меньше тока в фазном проводе. Значительное уменьшение тока в нулевом проводе может наблюдаться в первые периоды переходного процесса, если питающий ТТ имеет отрицательную остаточную индукцию, а остальные ТТ — положительную. После насыщения сердечника питавшего ТТ токи в фазном и нулевом проводах отличаются незначительно.

При положительной остаточной индукции сердечника ТТ, обтекаемого током к. з., остальные ТТ не насыщаются. Ненасыщенные ТТ из схемы замещения можно исключить и вместо трехфазной защиты анализировать процессы в одиночном ТТ.

Переходный режим двухфазного к. з. При междуфазном к. з. без земли ток в нулевом проводе силового трансформатора и первичной обмотке ТТ схемы 4-11,в отсутствует. Поэтому его нет и в реле защиты.

Схема замещения трехфазных фильтров нулевой последовательности (рис. 4-11,г) в режиме двухфазного к. з. подобна трехплечевой дифференциальной защите при одностороннем питании внешнего к. з. Плечами защиты являются сопротивления и индуктивности r_a , r_b , r_c , L_a , L_b , L_c , а нулевой провод с включенными в него реле образует дифференциальную цепь с параметрами r_0 , L_0 .

Переходный ток небаланса в схеме дифференциальной защиты исследован в § 5-2. Наибольшую величину переходный ток небаланса имеет при разнополярных остаточных индукциях, достигая при $r_0=r_\phi$ величины периодической составляющей тока к. з. Однако продолжительность существования такого тока невелика (5—20 мс), так как падение напряжения от апериодического тока на сопротивлении нулевого провода подмагничивает ненасыщенные ТТ.

После насыщения сердечников обоих питающих ТТ переходный ток небаланса уменьшается. Как показали расчеты на АВМ по схеме рис. 4-11,*δ*, величина тока небаланса, обусловленная неидентичностью кривых намагничивания ТТ и различным характером сопротивлений в плечах защиты, равна $(0,01 \div 0,02) I_1$. Меньшее значение имеет ток небаланса в трехтрансформаторном фильтре нулевой последовательности.

Переходный режим трехфазного к. з. При одновременном трехфазном к. з. возможны два характерных сочетания апериодических составляющих первичного тока в фазах: в одной из фаз, назовем ее особой, апериодическая составляющая максимальна, в двух других равна половине максимального значения; в особой фазе апериодическая составляющая равна нулю, в двух других — $\sqrt{3}/2$ максимального значения.

Исследование зависимости тока небаланса от параметров переходного процесса и параметров схемы защиты производится с помощью схемы АВМ рис. 4-11,д. Грубую оценку максимальной величины тока небаланса можно произвести, пользуясь методикой [Л. 80]. Для этого предположим, что апериодические составляющие первичных токов не затухают, а ТТ имеют прямоугольные характеристики намагничивания сердечников и сопротивления их вторичных цепей чисто активное.

При этих допущениях вторичным током ТТ особой фазы (пусть это будет фаза *A*) для первого сочетания апериодических составляющих можно пренебречь. В то же время ТТ фаз *B* и *C* подмагничиваются небольшими апериодическими токами и их токи $i_{2b} \approx i_{2c} \neq 0$. Эти токи частично замыкаются через вторичную цепь насыщенного ТТ, а частично протекают по нулевому проводу, создавая в нем ток небаланса. Из схемы рис. 4-11,*г*, ток небаланса пропорционален отношению $\frac{r_\Phi}{r_\Phi + kr_0}$. Здесь

коэффициентом k учитывается количество одновременно насыщенных ТТ (при одном насыщенном ТТ $k=1$, двух— $k=2$; в рассматриваемом случае $1 < k < 2$). Учитывая несинусоидальный характер токов i_{2b} и i_{2c} , находим наибольшее действующее значение переходного тока небаланса

$$I_{\text{H5}} \approx \frac{r_\Phi}{r_\Phi + kr_0} \sqrt{I_{2b}^2 + I_{2c}^2} = \frac{r_\Phi \sqrt{2}}{r_\Phi + kr_0} \left(1 + \frac{f}{100}\right) I_1. \quad (4-10)$$

Для рассматриваемого режима коэффициент смещения первичного тока ТТ фаз A и C равен 0,7. Этому коэффициенту смещения соответствует токовая погрешность $f \approx -50\%$ из (4-10)

$$I_{\text{H6}} \approx \frac{0.7r_\Phi}{r_\Phi + kr_0} I_1. \quad (4-11)$$

Во втором случае апериодическая составляющая тока к. з. в фазе A отсутствует и ТТ фазы A работает без погрешностей. Ток i_{2a} равен приведенному первичному, а токи i_{2b} , i_{2c} из-за насыщения сердечников ТТ незначительны. Пренебрегая ими и учитывая, что при насыщении сердечников ветви намагничивания ТТ фаз B и C в схеме рис. 4-11, g закорочены, получим:

$$I_{\text{H6}} \approx \frac{r_\Phi}{r_\Phi + 2r_0} I_1. \quad (4-12)$$

Как правило, ток небаланса, вычисленный из (4-12) больше тока, найденного по (4-11), поэтому расчетным при определении переходного тока небаланса в трехфазном фильтре нулевой последовательности является режим, когда апериодическая составляющая в первичном токе к. з. одной из фаз отсутствует, а в двух других равна $\sqrt{3}/2$ от максимального значения.

Переходный режим при неодновременном замыкании фаз. Аналоговая модель для исследования работы ТТ, включенного в нейтраль силового трансформатора, в режиме неодновременного к. з. с землей составляется в соответствии с уравнениями (3-4) и показана на рис. 4-12, а. Пуск модели имитируют работу сети на холостом ходу. Моделирование тока к. з. в первой замкнувшейся на землю фазе *A* осуществляется на усилителе 6 путем замыкания контакта *1Р*. Токи к. з. в двух других фазах возбуждаются при размыкании контактов *2Р*, *3Р*. На

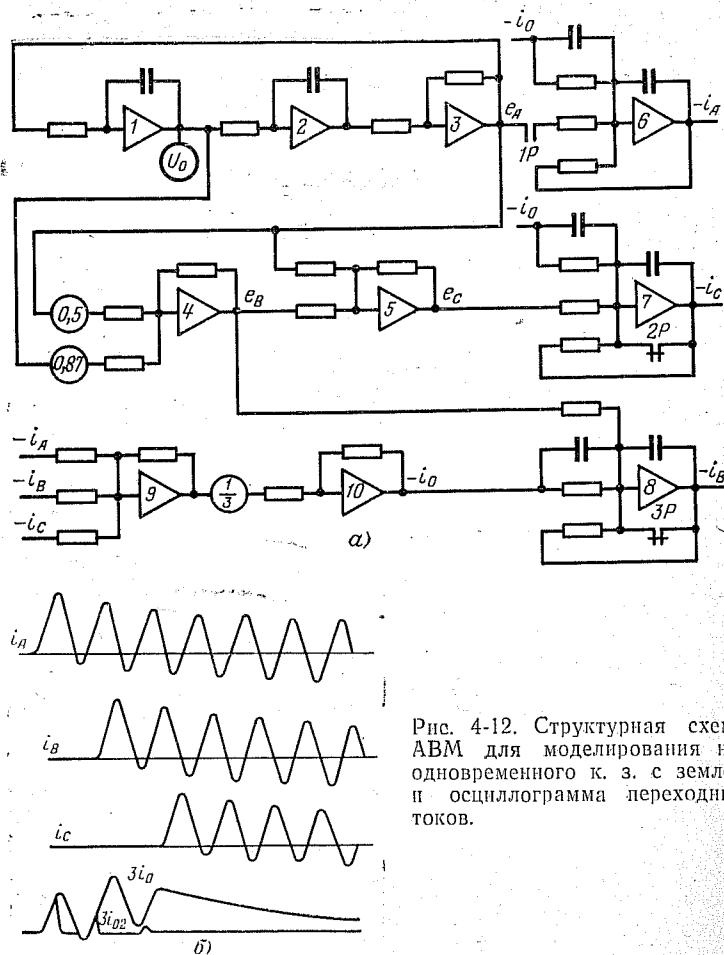


Рис. 4-12. Структурная схема АВМ для моделирования неодновременного к. з. с землей и осциллограмма переходных токов.

рис. 4-12,б показан случай, когда фаза A включается в момент прохождения напряжения через нулевое значение, а далее через 480 и 960 эл. град. подключаются фазы B и C . При включении второй фазы ток в нейтрали $3i_0$ отрывается от оси, т. е. его ударный коэффициент больше двух. После подключения третьей фазы синусоидальные составляющие фазных токов компенсируются и в нейтрали существует только апериодический ток. В случае, когда включение первой фазы происходит при прохождении напряжения через нулевое значение, а другие фазы подключаются через 120 и 240°, ток в нейтрали

чисто апериодический. В рассматриваемых режимах изза насыщения сердечников вторичный ток ТТ, включенного в нейтраль ($3i_{02}$), имеет небольшую величину и реле защиты нулевой последовательности может не срабатывать. Отключение повреждения осуществляется защитами от междуфазных к. з.

4-7. РАСЧЕТЫ ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА НА ЦВМ

Применение цифровых вычислительных машин (ЦВМ) позволяет автоматизировать проектирование релейной защиты. Автоматизированное проектирование включает три этапа расчета. На первом этапе определяются напряжения, токи к. з. и постоянные времени первичной цепи. Результаты этого этапа являются исходными для второго, на котором находятся токи в реле. На третьем этапе выбираются типы защит и рассчитываются их уставки, коэффициенты чувствительности и времена срабатывания. Первый этап проектирования подробно рассматривается в [Л. 52]. Данный параграф посвящен его второму этапу. Некоторые элементы третьего этапа проектирования описаны в § 5-6.

Решение системы (4-1) на ЦВМ производится методами численного интегрирования дифференциальных уравнений. Так как кривая намагничивания — неаналитическая функция, то она аппроксимируется либо стандартными функциями ЦВМ типа экспонента, арктангенса, либо полиномиальными выражениями, либо отрезками прямых. Наиболее рациональной является последняя аппроксимация. Во-первых, стандартные функции ЦВМ вычисляются относительно медленно. Во-вторых, они не обеспечивают достаточно хорошего приближения к кривой намагничивания в интересующем практику диапазоне изменения индукций сердечников ТТ. (Это же относится и к несложным полиномиальным функциям, поэтому используют обычно кусочно-полиномиальную аппроксимацию.) В третьих, для задания остаточной индукции необходимо иметь участок кривой намагничивания, описываемый уравнением $H_0=0$.

При программировании для ЦВМ кусочно-линейной аппроксимации кривой намагничивания последняя задается таблицей координат точек излома, лежащих в первом квадранте. Точки из третьего квадранта переводятся в первый путем изменения знака. Если индукция B_n превышает последнее значение B_j таблицы, то

$$H_{0n} = H_{0j} + \frac{1}{p_0} (B_n - B_j),$$

если B_n меньше первого значения B_1 таблицы, то $H_{0n}=0$. Нахождение величины H_{0n} в диапазоне напряженностей $0-H_{0-j}$ осуществляется по формуле

$$H_{0n} = H_{0i-1} + (B_n - B_{i-1}) \frac{H_{0i} - H_{0i-1}}{B_i - B_{i-1}}$$

путем последовательного перебора значений B_n до изменения знака разности $B_n - B_i$.

Операция обращения к кривой намагничивания выполняется в виде процедуры.

Численный метод, с помощью которого интегрируется система (4-1), выбирается с учетом следующих обстоятельств.

1. Исходные данные для расчета: величина и закон изменения апериодической составляющей тока к. з., остаточная индукция сердечника ТТ задаются с погрешностью 5% каждой [Л. 25]. В связи с этим применение очень точных шаговых методов численного интегрирования таких, как Милна, Адамса, оказывается нецелесообразным. Машинное время расчета увеличивается, а результатирующая погрешность определения интегральных характеристик переходных токов ТТ не уменьшится.

2. При постоянном шаге интегрирования погрешность расчета резко возрастает в моменты, когда сердечник ТТ входит в насыщение. Обусловлено это тем, что в частном случае ТТ с чисто активной нагрузкой и прямоугольной характеристикой намагничивания решение системы (4-1) методами численного интегрирования расходится¹.

Рис. 4-13. Изменение во времени вторичного тока трансформатора тока типа ТФНД-110м-600/5 при расчете на ЦВМ по методу Волынкина.

$I_1 = 6000 \text{ A}$, $T_1 = 0,1 \text{ с}$, $z_2 = 3,3 \text{ Ом}$, $\Delta t = 1 \text{ мс}$;

$$I_1 - \cos \alpha = 1,0; \quad 2 - \cos \alpha = 0,99.$$

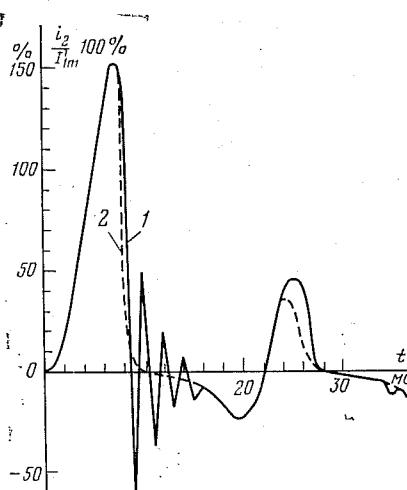
Эксплуатируемые ТТ имеют характеристику намагничивания, близкую к прямоугольной, в результате чего при входении в на-

¹ В связи с этим проанализируем неравенство Липшица для доказательства единственности и существования численного решения системы дифференциальных уравнений (4-1). В рассматриваемом случае это неравенство в удельных величинах имеет вид:

$$|r_{2\text{уд}}H_{0(1)} - r_{2\text{уд}}H_{0(2)}| \leq N |B_{(1)} - B_{(2)}|. \quad (4-13)$$

Здесь индексами «1» и «2» обозначены любые значения напряженности магнитного поля и индукции, связанные функциональной зависимостью $B(H)$. Положим $B_1 < B_s$, $B_{(2)} = B_s + \Delta B$. Тогда $H_{0(1)} = 0$, $H_{0(2)} = \infty$ и для любого конечного N правая часть (4-13) меньше левой, т. е. неравенство Липшица не выполняется.

Для получения решения (4-1) в этом случае можно рекомендовать аналитическое интегрирование с последующим решением на ЦВМ трансцендентных уравнений. Таким образом, были рассчитаны характеристики идеализированных переходных токов [Л. 45].



насыщение сердечника может наблюдаться некоторая неустойчивость решения (рис. 4-13). Для того чтобы ее уменьшить и ограничить погрешность, следует предусматривать возможность уточнения решения, если погрешность расчета на шаге больше допустимой.

3. Алгоритм вычислений целесообразно строить так, чтобы ток намагничивания находился по величине индукции. В противном случае (при вычислении индукции по току намагничивания) затруднительно произвольное задание остаточного потока в сердечнике ТТ.

С учетом этих положений в Новочеркасском политехническом институте произведено сравнение различных программ расчета переходных режимов работы трансформаторов тока на ЦВМ. Наименьшее машинное решение имели расчеты по методу Волынкина, несмотря на большее время — расчеты по методу прогноза с коррекцией. Наиболее медленной оказалась программа, использующая для численного интегрирования метод Рунге—Кутта 4-го порядка с автоматическим выбором шага. Рассмотрим особенности расчета на ЦВМ по первым двум программам.

Для получения алгоритма расчета в форме Волынкина второе уравнение системы (4-1) подставляется в первое и производится интегрирование. Промежуточное расчетное выражение в удельных величинах для случая $H_{1(t=0)} = H_{0(t=0)} = 0$ имеет вид:

$$B - B_r = r_{2\text{уд}} \int_0^t H_1 dt + L_{2\text{уд}} H_1 - r_{2\text{уд}} \int_0^t H_0 dt - L_{2\text{уд}} H_0. \quad (4-14)$$

Время интегрирования t в (4-14) разбивается на n участков, и определенный интеграл $\int_0^t H_0 dt$ заменяется приближенной суммой по формуле трапеций

$$\int_0^t H_0 dt = \frac{\Delta t}{n} \left(\frac{H_{00}}{2} + H_{01} + H_{02} + \dots + H_{0n-1} + \frac{H_{0n}}{2} \right) = \\ = \Delta t \left[\left(\sum_{k=1}^{n-1} H_{0k} \right) + \frac{H_{0n}}{2} \right].$$

Интеграл $\int_0^t H_1 dt$ вычисляется аналитически или численно, а

вместо кривой намагничивания сердечника используется зависимость условной индукции от напряженности магнитного поля

$$B_{yc}(H_0) = B(H_0) + L_{2\text{уд}} H_0 + \frac{\Delta t}{2} r_{2\text{уд}} H_0 - B_r.$$

При этом выражение (4-14) преобразовывается к виду

$$B_{ycn} = r_{2\text{уд}} \int_0^{t_n} H_1 dt + L_{2\text{уд}} H_{1n} - \Delta t r_{2\text{уд}} \sum_{k=1}^{n-1} H_{0k}. \quad (4-15)$$

Расчеты на ЦВМ на основании (4-15) производятся в следующей последовательности:

1. По известному значению H_{1n} на данном шаге и току намагничивания $H_{0,n-1}$, полученному на предыдущем шаге, вычисляется правая часть уравнения (4-15).

2. По заданным значениям точек аппроксимации кривой намагничивания сердечника вычисляются точки аппроксимации кривой условной индукции.

3. По значению правой части (4-15) с помощью зависимости $B_{yc}(H_0)$ определяется ток намагничивания в конце следующего интэрвала.

Программу расчета на ЦВМ можно упростить, если в качестве исходных данных использовать зависимость условной индукции от намагничивающего тока. Однако при этом требуется дополнительная ручная работа для построения кривой условной индукции и, что более существенно, расчеты нельзя вести с переменным шагом интегрирования. Последнее затрудняет введение коррекции для повышения точности решения на шаге.

Грубую оценку максимальной величины шага, при которой для неблагоприятного сочетания условий еще наблюдается устойчивое решение можно произвести следующим образом. Будем считать, что кривая намагничивания в первом квадранте описывается уравнением $B = B_s + \mu_d H_0$ и на предыдущем (s -ом) шаге интегрирования индукция в сердечнике ТТ достигла величины B_s . Максимальное приращение индукции на следующем $s+1$ шаге примерно равно $\Delta t r_{2y} H_{s+1}$. Приравняем приращение индукции в правой и левых частях (4-15)

$$\mathfrak{p}_d H_{0s+1} + L_{2y_d} H_{0s+1} + \frac{\Delta t}{2} r_{2y_d} H_{0s+1} = \Delta t r_{2y_d} H_{1s+1}. \quad (4.16)$$

Ориентировочно решение еще правильное, если $H_{0+s+1} = H_{1+s+1}$. Подставляя эти значения намагничивающего и первичного тока в (4-16) и преобразуя, находим допустимую величину шага

$$\Delta t \approx 2 \frac{\mu_d + L_{\text{2уп}}}{r_{\text{2уп}}} \quad (4-17)$$

При сильном насыщении сердечника ТТ дифференциальная магнитная проницаемость μ_d мин может снижаться до проницаемости воздуха. В этом случае существенное влияние на устойчивость решения оказывает индуктивное сопротивление вторичной цепи ТТ. Это следует из (4-17) и подтверждается расчетами на ЦВМ. (Как видно из рис. 4-13, во время вхождения в насыщение сердечника ТТ численное решение имеет колебательный характер, если $\cos \alpha = 1,0$ и устойчиво при $\cos \alpha = 0,99$.) Для большинства релейных защите $\cos \alpha \neq 1,0$ и расчеты на ЦВМ переходных режимов работы ТТ по методу Вольникона имеют удовлетворительную сходимость при высоком быстродействии.

Стремление повысить устойчивость численного решения и уменьшить погрешность расчета переходного процесса в ТТ обуславливает разработку специализированных корректирующих программ. На рис. 4-14 показана блок-схема одной из таких программ.

В данной программе численное интегрирование осуществляется по методу простейшего прогноза с коррекцией. Первое приближение

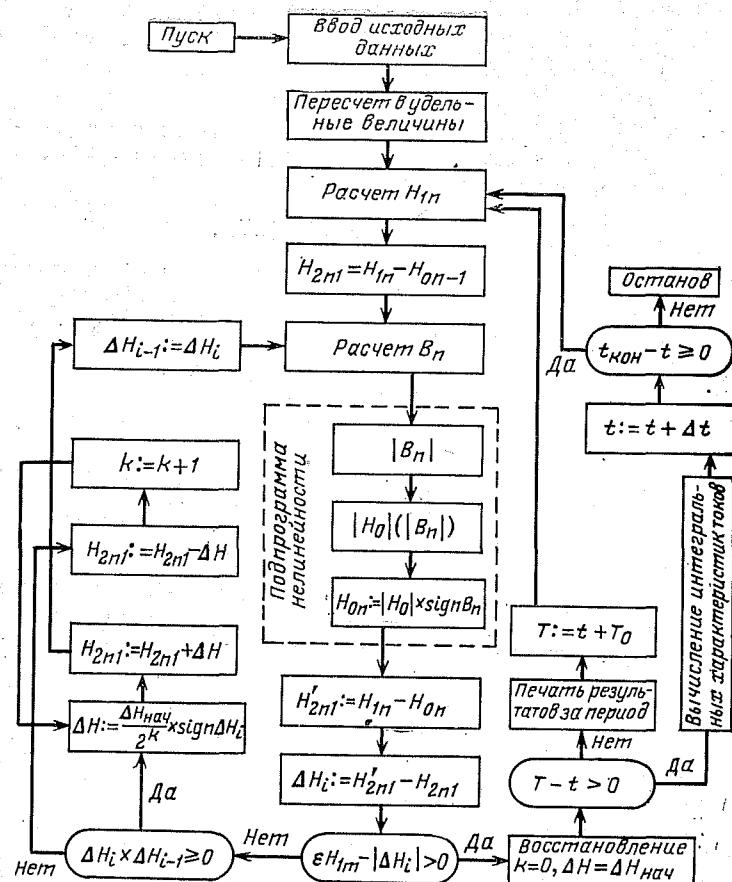


Рис. 4-14. Блок-схема программы расчета вторичного и намагничающего тока ТТ по методу прогноза с коррекцией

вторичного тока на n -м шаге расчета находится по намагничивающему току, полученному на предыдущем $n-1$ шаге:

$$H_{2n+1} = H_{1n} - H_{0,n-1}$$

Далее с использованием квадратурной формулы трапеций находится индукция в сердечнике ТТ и с помощью процедуры нелинейности намагничивающий ток H_{0n} . По значению H_{0n} уточняется величина вторичного тока на интервале $H'_{2n1} = H_{1n} - H_{0n}$. После этого осуществляется проверка точности

$$|H'_{2n1} - H_{2n1}| < \epsilon H_{1m}, \quad (4-18)$$

Где ε — заданная погрешность расчета.

Если (4-18) выполняется, то значения \hat{H}_{2n} и \hat{H}_{0n} найдены. Если (4-18) не выполняется, то вводится процесс коррекции, в котором направляющим элементом является знак разности между найденным и уточненным по нему значением вторичного тока $\Delta H = H'_{2n} - \hat{H}_{2n}$. До тех пор, пока знаки предыдущей и последующей разностей (ΔH_{i-1} и ΔH_i) одинаковы, скорректированное значение вторичного тока находится по формуле

$$H_{2n-i+1} = H_{2n-i} + H_n \operatorname{sign}(\Delta H_i),$$

где $H_{\Delta t}$ — поправка, которая в начале каждого интервала равна $H_{\text{нач}}$. Затем снова вычисляется индукция, находится новое значение $H_{\text{нов}} \cdot i+1$ и осуществляется проверка. После того, как вторичный ток пройдет свое истинное значение (знаки ΔH_{i-1} и ΔH_i не совпадают), происходит уменьшение величины поправки по формуле

$$H_{\text{II}} = \frac{H_{\text{нач}}}{2h}$$

увеличением k на единицу, т. е. после определения зоны нахождения истинного значения величина H_2 определяется методом деления отрезка пополам. В результате коррекции решение на шаге сходится в зону $\pm \varepsilon H_{1m}$ около точного значения H_2 . После выполнения (4-18) начинается расчет нового интервала.

Расчет по данной программе происходит в 5—10 раз быстрее, чем расчет по методу Рунге—Кутта с автоматическим выбором шага, но в 1,5—2 раза медленнее, чем расчет по методу Волынкина.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ЗАЩИТ

5-1. СХЕМЫ ЗАЩИТ И ИХ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРИ ВНЕШНEM КОРДКOM ЗАМЫКАНИИ

Защита с циркулирующими токами. Схема наиболее распространенной дифференциальной защиты на циркуляцию токов показана на рис. 5-1,*a*. Защищаемым объектом 1 могут быть генераторы, трансформаторы, линии или сборные шины. Зона действия защиты расположена между трансформаторами тока.

При повреждении вне зоны по реле 2 проходит ток небаланса. Для того чтобы защита не сработала в этом режиме, уставка дифференциального реле должна быть больше, чем ток небаланса. Ток небаланса увеличивается при наличии апериодической составляющей в первичном токе. Время действия дифференциального реле

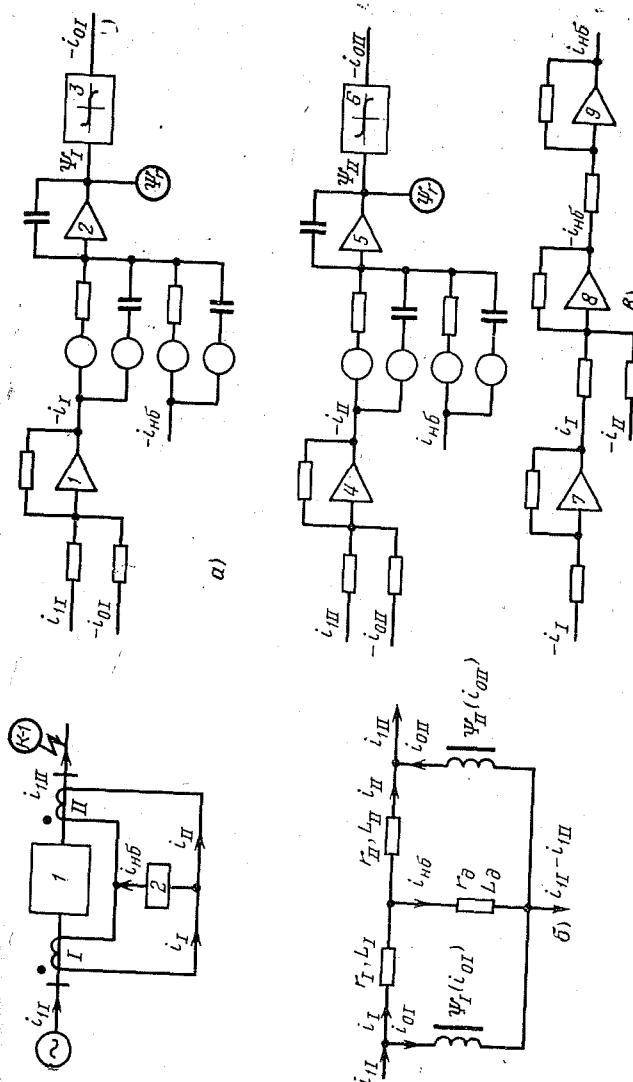


Рис. 5-1. Принципиальная схема замещения и структурная схема АВМ дифференциальной защиты на циркуляцию токов в режиме внешнего повреждения

сравнимо с продолжительностью переходного режима. Поэтому переходные режимы являются расчетными при определении тока срабатывания.

Процессы в схеме дифференциальной защиты при внешнем к. з. описываются уравнениями

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_I}{dt} &= r_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + r_d i_{ab} + L_d \frac{di_{ab}}{dt}; \\ \frac{d\Psi_{II}}{dt} &= r_{II} i_{II} + L_{II} \frac{di_{II}}{dt} - r_d i_{ab} - L_d \frac{di_{ab}}{dt}; \\ i_{II} &= i_1 + i_{0I}, \quad i_{III} = i_{II} + i_{0II}, \quad i_{ab} = i_1 - i_{II}. \end{aligned} \right\} \quad (5-1)$$

В уравнениях все токи приведены к числам витков вторичной обмотки w_2 . Этим уравнениям соответствует схема рис. 5-1,б, содержащая два нелинейных дросселя со сталью без активного сопротивления обмоток. Результирующие сопротивления вторичных цепей z_L , z_{II} называются плечами схемы, а диагональ — дифференциальной цепью.

В некоторых случаях сопротивление дифференциальной цепи значительно меньше сопротивления плеч; тогда в расчетах можно принять $z_d = 0$. Обычно это имеет место, если сборка дифференциальной защиты выполнена на щите управления, а ТТ защиты пятиамперные. При выполнении дифференциальной сборки в распределустойстве, включении в дифференциальную ветвь добавочного сопротивления и в случае одноамперного исполнения ТТ сопротивление дифференциальной ветви сравнимо с сопротивлением плеч. Как будет показано ниже, величина z_d оказывает существенное влияние на ток небаланса. Поэтому в общем случае расчет режима внешнего повреждения в схеме дифференциальной защиты должен производиться при условии $z_d \neq 0$.

Математическая модель защиты. При составлении математической модели дифференциальной защиты в режиме внешнего к. з. ТТ могут моделироваться без учета активных потерь в магнитопроводе по схеме рис. 4-1,в. Соответствующая структурная схема модели, реализующая систему (5-1), приведена на рис. 5-1,в. Коэффициенты модели рассчитываются так же, как и в случае одиночного ТТ (§ 4-1). Погрешность расчета тока небаланса на АВМ на основании многочисленных проверочных расчетов режимов, воспроизводимых на физических моделях, составляет 3—15%.

Моделирование многоплечевых защит (трансформаторов, шин) осуществляется по аналогичным схемам. Каждое плечо дифференциальной защиты реализуется на двух операционных усилителях и одном диодном блоке нелинейности. При составлении моделей пренебрегают током намагничивания ТТ, которые не насыщаются в рассматриваемом режиме. Последние считаются идеальными и в схемах АВМ не воспроизводятся. Однофазная схема замещения и математическая модель рис. 5-1 изменяются при анализе работы дифференциальных защит генераторов, двигателей, шин и трансформаторов с соединением обмоток в звезду. В случае различного соединения обмоток силового трансформатора (звезда — треугольник) при использовании в схемах защит фильтров или сумматоров дифференциальную защиту целесообразно моделировать в трехфазном исполнении. Особый интерес представляет исследование дифференциальной защиты силового трансформатора при соединении ТТ по схеме неполная звезда — треугольник, для которой отмечались случаи неправильной работы при самосинхронизации генераторов [Л. 54].

Дифференциальная защита с равновесием напряжений. Схема защиты показана на рис. 5-2,а. Процессы в ней при внешнем повреждении описываются уравнениями

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_I}{dt} - \frac{d\Psi_{II}}{dt} &= r_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt}; \\ i_{0I} &= i_1 - i_2, \quad i_{0II} = i_1 + i_2; \\ \Psi_I &= \Psi(i_{0I}), \quad \Psi_{II} = \Psi(i_{0II}). \end{aligned} \right\} \quad (5-2)$$

Этим же уравнениям соответствуют схема замещения рис. 5-2,б и математическая модель рис. 5-2,в. Операционные звенья модели (без учета инвертирования знака) реализуют уравнения (5-2) в следующем виде:

$$\begin{aligned} i_2 &= i_1 - i_{0I}; \quad i_{0II} = i_1 + i_2; \\ \Psi_I - \Psi_{II} - [\Psi_I(0) - \Psi_{II}(0)] &= \frac{r_2 + pL_2}{p} i_2; \quad p \equiv \frac{d}{dt}; \\ (\Psi_{II} - \Psi_I) - \Psi_{II} &= -\Psi_I. \end{aligned}$$

Коэффициенты модели рассчитываются так же, как и для схемы рис. 4-1,в. Наличие блока нелинейности 3,

воспроизведя юю прямую зависимость $\Psi(i_{\text{оп}})$, может привести к некоторому возбуждению схемы. Для устранения возбуждения применяются корректирующие емкости.

Данная модель применялась авторами для анализа токов небаланса в дифференциальной защите, выполненной на ТТ с малым сечением стали сердечников. На

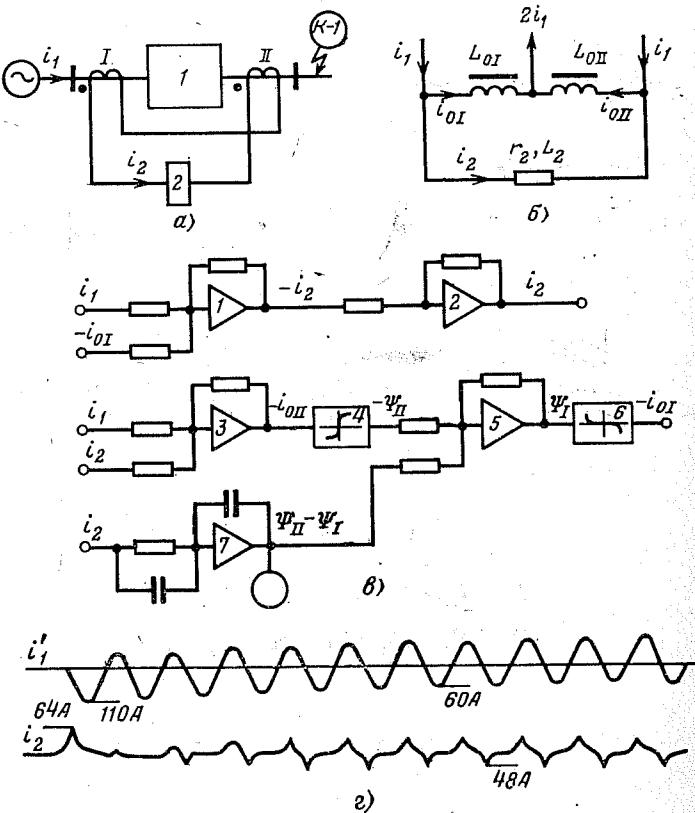


Рис. 5-2. Дифференциальная защита с равновесием напряжений.

ней также может исследоваться общая схема дифференциальных реле с двумя насыщающимися трансформаторами.

Уменьшение сечения стали вызывает быстрое и глубокое насыщение сердечников трансформаторов тока и существенное снижение тока небаланса [Л. 55]. Однако

если вольт-амперные характеристики ТТ имеют значительный разброс, то этого недостаточно. На рис. 5-2,г показана полученная на АВМ осциллограмма режима внешнего к. з. в рассматриваемой схеме защиты. Моделируемый режим: $I_{4m}=36$ кА, $T_1=50$ мс, трансформаторы тока $s=4,27 \cdot 10^{-4}$ м², $l=0,91$ м, $\omega_1=1$, $\omega_2=597$, $B_{\text{II}}=-0,9$ Т, $B_{\text{III}}=+0,9$ Т, характеристика намагничивания сердечника второго трансформатора тока снижена на 20% относительно первого, $r_2=1,2$ Ом, $L_2=34$ мГн.

При данных параметрах переходный ток небаланса, обусловленный разнополярной остаточной индукцией сердечников ТТ, существует полпериода. Во второй период переходного процесса ток небаланса незначителен. В установившемся режиме амплитуда тока небаланса (48 А) близка к амплитуде тока к. з. ($I_{2m}=60$ А).

Для того чтобы установившийся ток небаланса был меньше 10% тока к. з., ТТ необходимо подбирать в комплекты. Это нетехнологично [Л. 40]. Кроме того, данная защита может задерживать отключение при к. з. в ее зоне работы. Поэтому защита на равновесие напряжения практически не применяется.

5-2. ТОКИ НЕБАЛАНСА В СХЕМАХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ЗАЩИТ

Установившийся ток небаланса в защите генератора. В защитах генераторов первичные токи ТТ равны, коэффициенты трансформации одинаковы, а сопротивления плеч обычно бывают различными. В настоящее время ТТ в комплекты не подбираются и совпадение их кривых намагничивания следует рассматривать как маловероятное событие. Таким образом, не все параметры плеч схемы рис. 5-1 идентичны. Поэтому в нагрузочных режимах и при внешних повреждениях в дифференциальной цепи существует ток небаланса. При одинаковых коэффициентах трансформации ТТ ток небаланса равен разности намагничивающих токов ТТ

$$i_{\text{нб}} = i_1 - i_2 = i_{\text{оп}} - i_{\text{ог}}$$

Установившийся ток небаланса (рис. 5-3,а) имеет симметричную пикообразную форму с коэффициентом амплитуды 1,5—2. В таком токе содержится большой процент высших гармоник. Особенно выделяется третья гармоника. Если нагрузка ТТ выбрана по кривым предельных кратностей (10% погрешностей), то действую-

щее значение тока небаланса при разнотипных ТТ не больше $0,1I_1$. При однотипных ТТ предполагается, что ток небаланса вдвое меньше тока намагничивания наиболее нагруженного ТТ, т. е. равен $0,05I_1$. Действующее значение установившегося тока небаланса используется в практических расчетах при определении тока срабатывания дифференциальных защит [Л. 53].

Переходный ток небаланса при неравных остаточных индукциях сердечников ТТ (рис. 5-3, б, в). Наибольшие

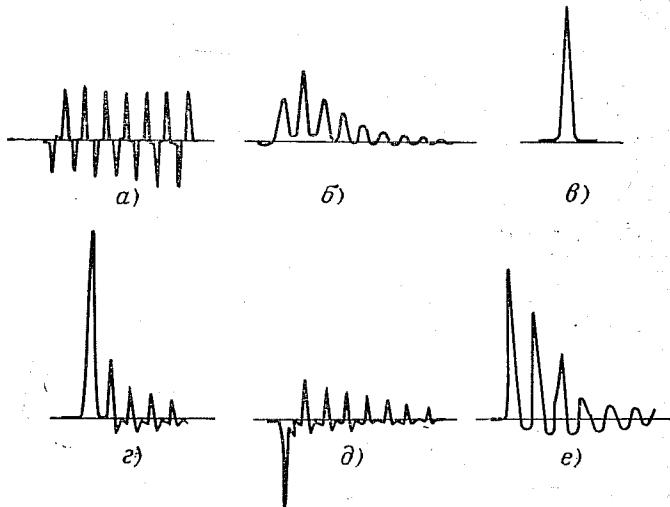


Рис. 5-3. Осциллограммы токов небаланса.

переходные токи небаланса возникают, когда сердечники ТТ имеют остаточные индукции разного знака и в первичном токе имеется максимальная апериодическая составляющая. В случае удаленного внешнего к. з. и малой нагрузки ТТ ток небаланса оторван от оси и существует в течение нескольких периодов промышленной частоты (рис. 5-3, б). При значительной нагрузке ТТ и близком к. з. оба ТТ насыщаются уже в первый период. Ток небаланса существует 10—15 мс. Во второй период, если сопротивления плеч защиты равны и вольт-амперные характеристики ТТ идентичны, ток небаланса отсутствует (рис. 5-3, в).

Определим наибольшее значение переходного тока небаланса при сочетании неблагоприятных условий. Для

этого в соответствии с § 2-3 аппроксимируем кривую на-магничивания сердечника ТТ тремя отрезками прямых — вертикальным и двумя наклонными. Остаточные индукции и нагрузки ТТ выберем таким образом, чтобы первым в момент t_s насыщался трансформатор тока II (при-нимаем $B_{\text{II}} > B_{\text{I}}$, $r_{\text{II}} > r_1$). В это время трансформатор тока I еще не насыщен и его намагничающий ток равен нулю. Тогда при данной аппроксимации наибольший ток небаланса равен току намагничивания трансформатора II. Дифференциальное уравнение, описывающее ток небаланса, находим из схемы замещения рис. 5-1, б, на основе теоремы об эквивалентном генераторе. Для этой цели разрываем ветвь намагничивания насыщенного трансформатора $L_{\text{оп}}$. В месте разрыва существует на-

$$r_{\text{II}} i_{\text{II}} + L_{\text{II}} \frac{di_{\text{II}}}{dt}.$$

При замыкании цепи возникает ток небаланса, для которого по закону Кирхгофа

$$(r_{\text{II}} + r_{\text{д}}) i_{\text{нб}} + (L_{\text{II}} + L_{\text{д}} + L_{\text{оп}}) \frac{di_{\text{нб}}}{dt} = i_{\text{II}} r_{\text{II}} + L_{\text{II}} \frac{di_{\text{II}}}{dt}.$$

Интегрируя приведенное уравнение при токе $i_{\text{II}} = I_m (e^{-\frac{t}{T_1}} - \cos \omega t)$, получим аналитическое выражение тока небаланса

$$i_{\text{нб}} = \frac{I_m}{r_{\text{II}} + r_{\text{д}}} \left\{ \sqrt{r_{\text{II}}^2 + (\omega L_{\text{II}})^2} \cos \varphi [\cos(\omega t_s + \varphi_{\text{II}} - \varphi) \times \right. \\ \times e^{-\frac{t-t_s}{T_2}} - \cos(\omega t + \varphi_{\text{II}} - \varphi)] + \frac{r_{\text{II}} T_1 - L_{\text{II}}}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t_s}{T_1}} \times \\ \times \left[e^{-\frac{t-t_s}{T_1}} - e^{-\frac{t-t_s}{T_2}} \right] \right\},$$

где

$$\operatorname{tg} \varphi_{\text{II}} = \frac{\omega L_{\text{II}}}{r_{\text{II}}}, \quad \operatorname{tg} \varphi = \omega T_2 = \omega \frac{L_{\text{оп}} + L_{\text{II}} + L_{\text{д}}}{r_{\text{II}} + r_{\text{д}}};$$

$L_{\text{оп}}$ — индуктивность ТТ, рассчитанная по насыщенной части спрямленной характеристики намагничивания; T_2 — постоянная времени вторичного контура, по которому проходит ток небаланса при отсутствии намагни-

чивающего тока в ТТ; $t-t_s$ — время, отсчитанное от момента насыщения.

Обычно индуктивностью сопротивления плеча дифференциальных защит можно пренебречь. При насыщении $T_2 \ll T_1$, поэтому свободные токи с постоянной времени T_2 быстро затухают. Приближенно их можно не учитывать при определении пика тока небаланса и его величину находить в момент $\omega t_m = \pi + \varphi$. При этих условиях

$$I_{\text{нб. макс}} \approx \frac{r_{II}}{r_{II} + r_d} \left(\cos \varphi + e^{-\frac{t_m}{T_1}} \right) I_{im}.$$

Выражение в скобках равно 1,6—1,8. Коэффициент амплитуды тока небаланса, показанного на рис. 5-3,в, около 2,5. Подставляя эти величины в предыдущее выражение, определим действующее значение тока небаланса

$$I_{\text{нб. макс}} \approx \frac{r_{II}}{r_{II} + r_d} I_1. \quad (5-3)$$

При использовании (5-3) для расчета токов срабатывания дифференциальной защиты необходимо учитывать инерционность подвижной системы электромеханических реле при импульсных воздействиях. Согласно [Л. 44] в подобных режимах реле РТ-40 загрублается примерно 1,5 раза. Поэтому, принимая в соответствии с [Л. 53] 30%-ный запас по надежности, находим, что ток срабатывания дифференциальных защит с добавочными сопротивлениями в дифференциальной цепи может быть определен следующим образом:

$$I_{c.3} = \frac{r_2}{r_2 + r_d} \frac{I_1}{1,2}.$$

Здесь под $r_2 = r_{\text{обм}} + r_{\text{каб}}$ понимается сопротивление наиболее нагруженного плеча защиты.

Существенной особенностью рассматриваемых переходных токов небаланса (рис. 5-3,б, в) является их одноклярный характер. При однополярном токе реле с насыщающимися трансформаторами (РНТ, ДЗТ) не срабатывают. Поэтому наибольший переходный ток небаланса не является расчетным при выборе уставок дифференциальных защит с реле РНТ, ДЗТ.

Переходный ток небаланса при неравенстве сопротивлений плеч защиты. В этом случае, после насыщений

сердечников ТТ, в токе небаланса появляются отрицательные полуволны (второй период осциллограммы на рис. 5-3,г). По величине ток небаланса в этом режиме не максимальный, но для дифференциальных реле РНТ, ДЗТ он является расчетным, так как апериодическая составляющая в нем мала. На рис. 5-4 показаны полуенные на АВМ зависимости действующего ($I_{\text{нб.}} = I_{\text{нб.}}/I_1$), среднего по модулю ($I_{\text{нб.ср.}} = I_{\text{нб.ср.}}/I_{1\text{ср.}}$) значений тока небаланса и амплитуду отрицательной полу-

$$\left(i_{\text{нб.}} = \frac{i_{\text{нб. макс. отр.}}}{I_1 \sqrt{2}} \right)$$

от отношения сопротивлений плеч защиты r_{II}/r_I . Моделируемый режим: второй период переходного процесса с наибольшей апериодической составляющей в токе в схеме защиты с ТТ типа ТПШФД-10-3000/5, $B_{II} = B_{rII} = +1$ Т, $T_1 = 0,2$ с, $z_{II} = z_{2\text{ном}}$, $z_d = 0$.

В соответствии с кривыми (рис. 5-4) при одинаковой отстройке от тока небаланса наиболее грубой будет защита с реле, реагирующим на действующее значение тока без апериодической составляющей.

Ток срабатывания можно снизить в $1\frac{1}{2}$ —2 раза, если применить реле, реагирующее на среднее по модулю значение тока. Защита с реле, реагирующим на амплитуду отрицательной полуволны тока, занимает промежуточное положение.

Переходный ток небаланса при неидентичности характеристик намагничивания ТТ. При равном сопротивлении плеч защиты и отсутствии остаточных индукций сердечников ТТ переходный ток небаланса существует вследствие неодинаковости характеристик намагничивания ТТ. Так же, как и в предыдущем случае, в токе небаланса существуют отрицательные полуволны. Величина такого тока небаланса незначительна. На основании расчетов на АВМ действующее значение переходного тока небаланса при 20%-ном несовпадении вольт-амперных характеристик однотипных ТТ равно $0,02$ — $0,04 I_1$.

Для уменьшения переходного тока небаланса с отрицательными полуволнами также, как и для уменьшения однополярного тока небаланса, могут применяться добавочные сопротивления в дифференциальной цепи. Так, при $r_d = 10$ Ом переходный ток небаланса с отрицательными полуволнами снижается примерно в 3 раза по сравнению с током небаланса при $r_d = 0$. Перегрузка

мощных шинных ТТ в режиме внутреннего к. з. при $r_d=5 \div 10$ Ом мала. Поэтому для повышения чувствительности дифференциальных защит можно использовать комбинацию реле с насыщающимся трансформатором, последовательно с первичной обмоткой которого включается дополнительное сопротивление. Расчеты показывают, что ток срабатывания отдельной дифференциальной защиты генератора с реле ДЗТ при $r_d=5 \div 10$ Ом может быть около $0,1 I_{\text{ном}}$.

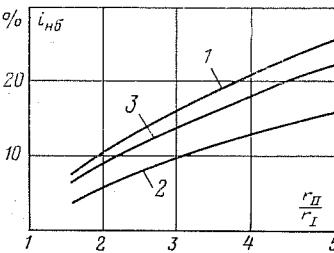


Рис. 5-4. Характеристики переходного тока небаланса с отрицательными полуволнами.

1 — $I_{nб}$; 2 — $I_{nб,ср.}$; 3 — $I_{nб}$.

или меньшую по величине положительную остаточную индукцию, то огибающая наибольших амплитуд переходного тока небаланса меняет свой знак (рис. 5-3,3). Первый пик обусловлен насыщением менее нагруженного ТТ. Далее насыщается более нагруженный ТТ и его ток намагничивания является определяющим в токе небаланса. Апериодическая составляющая в первый и следующие периоды мала, а действующее значение тока небаланса в первый период велико. Реле РНТ может кратковременно замкнуть контакты. Отстройка защиты от этого режима обеспечивается при времени срабатывания промежуточного реле более 10 мс.

Переходные токи небаланса в защитах трансформатора. На рис. 5-3,e показана осциллограмма тока небаланса в дифференциальной защите трансформатора. Ток небаланса имеет синусоидальную составляющую вследствие неравенства вторичных токов в плечах защиты и переходную несинусоидальную из-за насыщения сердечников ТТ. По существующей методике [Л. 53] расчетный ток небаланса равен сумме действующих значений указанных несинусоидальной и синусоидальной составляющих. Арифметическое сложение действующих значений дает завышенную величину расчетного тока небаланса. Погрешность расчета идет в запас по селективности.

При анализе переходных токов небаланса дифференциальных защит трансформаторов и блоков генератор — трансформатор в симметричных режимах следует учитывать различие в схемах соединения ТТ. Проведенные исследования показали [Л. 56], что при трехфазных внешних к. з. в этих защитах переходный ток небаланса с отрицательными полуволнами может достигать значительной величины ($3 \div 4 I_{\text{ном}}$). При подобных токах дифференциальная защита с реле РНТ получается грубой. Для повышения чувствительности защиты можно выполнить с дифференциальным реле, имеющим торможение (типа ДЗТ).

Дифференциальные защиты с трансформаторами токов, имеющими разомкнутый магнитопровод. Для уменьшения переходного тока небаланса в дифференциальных защитах могут применяться ТТ с зазором [Л. 19]. Наличие зазора обеспечивает небольшие величины остаточных индукций в сердечниках ТТ. Поэтому переходные токи небаланса обусловлены только возможным неравенством нагрузок ТТ и неидентичностью кривых намагничивания из-за разброса воздушных зазоров.

На рис. 5-5 представлены полученные на АВМ огибающие токов намагничивания и небаланса дифференциальной защиты, выполненной на ТТ с разомкнутым сердечником, $H_{1m}=3,5 \cdot 10^4$ А/м, $T_1=0,1$ с, $I_s=0,01 I_{\text{ст}}$, $r_{2уд}=1 \cdot 10^{-3}$ Ом/м, $T_2=16$ мс. Моделирование защиты производилось по методике § 5-1 при допущении $z=0$.

В соответствии с кривыми на рис. 5-5 максимальное значение тока намагничивания равно $61\% I_{\text{ст}}$. Амплитуда переходного тока небаланса меньше $10\% I_{\text{ст}}$, если сопротивления плеч защиты разнятся не более чем на 10% . В течение $0,12$ с нижняя огибающая тока небаланса лежит выше оси $I_{nб}=0$, т. е. ток небаланса однополярно-полуволны, но апериодическая составляющая еще значительна. Поэтому для этих схем дифференциальных защит также целесообразно использовать реле РНТ, ДЗТ.

По мере уменьшения зазора наибольшие пики переходного тока небаланса возрастают и равны $I_{nб,\text{макс}}=1,1 I_{\text{ст}}$ при $I_s=0,004 I_{\text{ст}}$ и $I_{nб,\text{макс}}=1,3 I_{\text{ст}}$ при $I_s=0$.

Одновременно увеличивается амплитуда максимальной периодической составляющей тока намагничивания (до 38,5 и 55% соответственно) и уменьшается аперио-

дическая составляющая. В результате этого при зазорах, примерно равных $0,003 l_{ct}$, расчетным при определении тока срабатывания дифференциальных защит генератора с реле РНТ (Г—Г) становится переходный режим к. з., причем защита имеет в несколько раз меньший ток

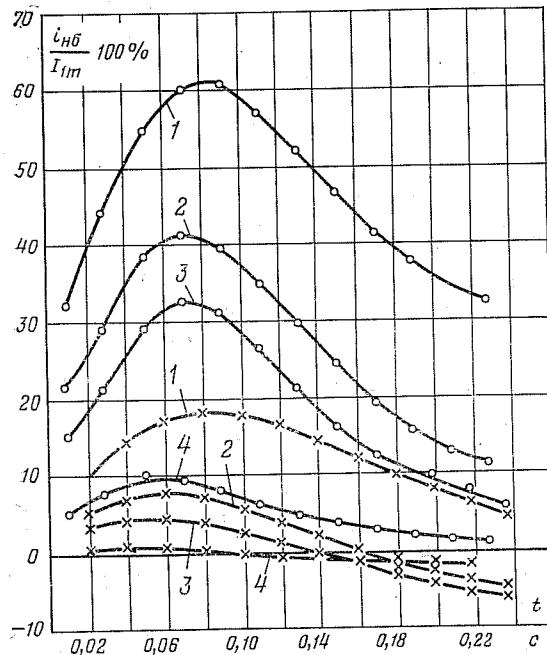


Рис. 5-5. Переходный ток намагничивания (1) и ток небаланса (2, 3, 4) в дифференциальной защите генератора с ТТ, имеющими зазор в сердечнике.

— верхняя огибающая тока; \times — нижняя огибающая; 2 — $z_1 = 0.3z_{II}$; 3 — $z_1 = 0.5z_{II}$; 4 — $z_1 = 0.9z_{II}$.

срабатывания, чем с обычными ТТ. В защитах трансформатора выигрыш по чувствительности получается небольшой, так как составляющая тока небаланса, обусловленная неравенством коэффициентов трансформации ТТ, не уменьшается. Если, кроме того, принять во внимание, что ТТ с зазором имеют меньшие отдаваемые мощности, а снижение тока срабатывания дифференциальных защит с однотипными ТТ можно добиться с помощью более простых мероприятий (например, пул-

тем включения в дифференциальную цепь добавочного сопротивления), то замена существующих ТТ в дифференциальных защитах на трансформаторы с зазором представляется нецелесообразной.

5-3. ОТСТРОЙКА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ РЕЛЕ ОТ ТОКОВ ВКЛЮЧЕНИЯ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Дифференциальные токовые отсечки. Ток срабатывания дифференциальной токовой отсечки выбирают из условия отстройки по величине от токов включения трансформаторов, поэтому защиты получаются относительно грубыми. Величина тока включения максимальна в первые периоды переходного процесса, когда первичный ток включения еще не затух и отсутствует насыщение сердечников ТТ. В анализируемом режиме максимальный ток включения описывается (3-10).

При определении тока срабатывания отсечки следует учитывать характеристики реагирующего органа. В отечественной практике в дифференциальных отсечках используются реле электромагнитного типа, реагирующее на действующее значение тока. Принимая коэффициент надежности $k_p = 1,2 \div 1,3$ и определяя из (3-10) действующее значение наибольшего тока включения, находим ток срабатывания дифференциальной отсечки с реле РТ-40

$$I_{c, 3} = \frac{k_{H} i_{\max}}{k_a} = \frac{k_H E}{x_a + x_b} \times \\ \times \sqrt{(2A^2 + 1) \left(1 - \frac{\arccos A}{\pi}\right) + \frac{3A}{\pi} \sqrt{1 - A^2}}.$$

Здесь i_{\max} — амплитуда тока включения; A — сдвиг оси синусоидального потока относительно перегиба кривой намагничивания (§ 3-3).

В зарубежной практике применяются реле магнитоэлектрического типа, реагирующие на среднее по модулю значение тока. Если из (3-10) найти действующее и среднее значение тока и сравнить эти два реле для расчетных величин A (§ 3-3), то получим, что отсечки с реле магнитоэлектрического типа примерно в 1,5 раза чувствительнее. К недостаткам реле магнитоэлектрического типа можно отнести большие, чем у электромагнитных реле, времена срабатывания.

Дифференциальные защиты с реле РНТ, ДЗТ. Расчетными при определении уставок защит с реле РНТ, ДЗТ являются токи включения с малым содержанием апериодической составляющей. К таким токам относятся периодические броски намагничивающего тока и первичные однополярные токи включения при насыщении сердечника ТТ апериодической составляющей тока включения. Приближенно можно считать, что в этих режимах реле РНТ (ДЗТ) реагируют на действующее значение несинусоидального тока во вторичной цепи ТТ.

В обоих рассматриваемых случаях наибольшее действующее значение тока включения пропорционально максимальному значению однополярного тока включения, рассчитываемому по (3-10). Учитывая в коэффициенте пропорциональности необходимый запас, получим аналитическое выражение для определения гоха срабатывания защиты с реле РНТ, ДЗТ

$$I_{c.z} = k_{\text{от}} i_{\text{макс.}} \quad (5-4)$$

На основании опыта эксплуатации коэффициент отстройки защит от переходных первичных и вторичных токов включения с отрицательными полуволнами, в том числе и от периодических бросков тока, равен 0,13—0,18 для РНТ (Г—Г) и 0,16—0,21 для РНТ (А—А) и ДЗТ [Л. 57].

Для того чтобы более точно рассчитывать $k_{\text{от}}$ при насыщении сердечника ТТ, рассмотрим трансформацию однополярного тока ТТ защиты. В первые периоды переходного процесса индукция в сердечниках ТТ невелика, ТТ работают с небольшими погрешностями и во вторичной цепи протекает практически однополярный ток. Апериодическая составляющая этого тока насыщает сердечники быстронасыщающихся трансформаторов реле РНТ, ДЗТ и реле не срабатывают.

Одновременно под влиянием апериодической составляющей возрастает индукция в сердечниках ТТ. Через два—десять периодов погрешности в работе ТТ становятся заметными и во вторичном токе появляются отрицательные полуволны. В процессе насыщения сердечника в токе i_2 существует небольшая апериодическая составляющая. Ее величина недостаточна для отстройки реле типа ДЗТ от тока включения. Поэтому режим вхождения в насыщение сердечника ТТ является расчетным для защит с реле ДЗТ.

Реле типа РНТ имеет усиленную отстройку от переходных токов с небольшой апериодической слагающей и не срабатывает во время вхождения в насыщение сердечника ТТ. При максимальном насыщении сердечника, которое наступает позже, апериодическая составляющая во вторичном токе включения столь незначительна, что реле РНТ практически не загрублется. Чтобы защита была селективной, реле РНТ отстраивают от действующего значения этого тока

по уставке. Таким образом, в рассматриваемом режиме (5-4) можно представить в виде

$$I_{c.z} = k_n k_{\text{зат}} C_d \frac{i_{\text{макс.}}}{k_a}. \quad (5-5)$$

Здесь k_n — коэффициент надежности; $k_{\text{зат}}$ — коэффициент затухания тока включения к моменту насыщения сердечника ТТ; C_d — коэффициент, учитывающий погрешности работы ТТ при насыщении его сердечника током включения; k_a — коэффициент амплитуды первичного тока. Необходимые для расчета величины $k_{\text{зат}}$, k_a , C_d в зависимости от параметров первичной и вторичной цепей ТТ приводятся в [Л. 58, 59].

Момент насыщения сердечника ТТ определяется в результате расчетов на АВМ. Моделирование тока включения описано в § 3-3, моделирование ТТ — в § 4-1.

Ориентировочно период n_s можно найти, интегрируя (4-1) при токе (3-10) для ТТ со спрямленной характеристикой намагничивания

$$n_s = \frac{B_s - B_r}{B_m k}. \quad (5-6)$$

Здесь B_s , B_r и B_m — индукции насыщения, остаточная и амплитуда в сердечнике ТТ при синусоидальном первичном токе

$$I_m = \frac{i_{\text{макс.}}}{1 + A}, \quad k = 2 [A (\pi - \arccos A) + \sqrt{1 - A^2}].$$

Сдвиг оси синусоидального потока A при вычислении k должен приниматься несколько меньше максимально возможного A (см. § 3-3), учитывая затухание тока включения. Если ТТ сильно недогружены (при $B_m \sim 0,1T$), то на основании исследований на АВМ рекомендуется принимать k равным 1—1,5 при включении силовых трансформаторов, сердечники которых выполнены из горячекатаной стали и 1,5—2 для трансформаторов из холоднокатаной стали [Л. 60].

Использование насыщения сердечников ТТ для снижения тока срабатывания защиты. Насыщение сердечников ТТ апериодической слагающей тока включения можно использовать для повышения чувствительности токовых отсечек с реле ЭТ-520, РТ-40. С этой целью в отсечку вводят небольшую задержку времени, которая определяется из (5-6), полагая $B_r = -B_{\text{расч.}}$. В качестве тока срабатывания принимают наибольший из двух токов, которые находятся из условия отстройки от периодического броска намагничивающего тока (5-4) и условия надежного размыкания контакта токового реле после насыщения сердечника ТТ. В последнем случае $I_{c.z}$ рассчитывается по формуле, отличающейся от (5-5)

дополнительным коэффициентом k_b (коэффициентом возврата):

$$I_{c,3} = \frac{k_{11} k_{\text{зат}} C_d}{k_b} \frac{i_{\text{макс}}}{k_a}.$$

При этом ТТ защиты выполняют те же функции, что и быстронасыщающийся трансформатор реле РНТ.

Дифференциальные защиты с полупроводниковыми реле. Применяя частотные фильтры, выпрямители и селекторы, можно выполнить реле, тормозящееся от апериодической составляющей дифференциального тока и реагирующее на первую гармоническую или среднее по модулю значение тока. На основании расчетов на АВМ содержание первой гармонической во вторичном токе ТТ при насыщении сердечника апериодической составляющей тока включения колеблется в пределах $(0,9 \div 0,7) I_2$, а коэффициент формы тока в реле равен 1,2—1,5. Поэтому реле, реагирующее на первую гармоническую или среднее по модулю значение дифференциального тока, могут иметь меньший ток срабатывания, чем реле, реагирующее на действующее значение периодической составляющей несинусоидального тока.

К этой же группе устройств относятся полупроводниковые схемы, реагирующие на амплитуду отрицательной полуволны тока или на продолжительность бестоковой паузы (время-импульсные реле [Л. 61]). Как показывают расчеты, дифференциальная защита с время-импульсным реле может иметь ток срабатывания в 1,5—2 раза меньший, чем защита с реле РНТ [Л. 62].

Наиболее чувствительными дифференциальными реле являются реле с торможением от второй гармонической тока [Л. 63] и реле с амплитудной селекцией [Л. 64]. Вторая гармоника существует во вторичном токе включения ТТ независимо от магнитного состояния сердечника. Она имеет место и при периодическом токе включения. Процентное содержание второй гармонической в дифференциальном токе минимально, если сердечник ТТ ненасыщен, а в первичной цепи протекает максимальный однополярный ток. По мере насыщения сердечника относительная величина второй гармоники увеличивается. Поэтому расчетным режимом для подобных реле является работа ТТ с малыми погрешностями, когда ток в реле описывается формулой (3-10). Разлагая (3-10) в ряд Фурье, находим коэффициент торможения

для реле [Л. 63] как отношение амплитуды первой гармонической тока включения ко второй

$$k_r = \frac{3}{2} \frac{\pi + A \sqrt{1 - A^2} - \arccos A}{(1 - A^2)^{3/2}}.$$

В реле с амплитудной селекцией [Л. 64] рабочим сигналом является первая гармоническая дифференциального тока, а тормозным — разность абсолютных значений амплитуд полуволн тока за период. При однополярном токе включения эта разность максимальна. По мере насыщения сердечника ТТ она уменьшается, но остается достаточной для торможения реле. При протекании синусоидального тока напряжение на выходе амплитудного селектора близко к нулю и реле четко срабатывает. Для отстройки от периодического броска тока включения реле выполняется трехфазным так, чтобы фаза с периодическим броском блокировалась сигналами селекторов от двух других фаз. В этом случае реле обеспечивает такую же отстройку от токов включения, как и реле с торможением от второй гармонической тока.

Сравнение принципов отстройки реле от максимальных (однополярных) токов включения. При сравнении будем считать то реле, которое обеспечивает меньший ток срабатывания при одинаковой отстройке от однополярных токов включения. При таком подходе рассмотренные выше реле целесообразно разбить на три группы. В первую группу входят дифференциальные отсечки. Расчетным для них является наибольший ток включения, который протекает во вторичной цепи ТТ, когда сердечник последнего ненасыщен.

Вторую группу составляют реле, тормозящиеся от апериодической составляющей тока включения, а также реле, реагирующие на продолжительность бестоковой паузы или амплитуду отрицательной полуволны. Расчетным режимом при выборе тока срабатывания реле второй группы является работа ТТ в условиях глубокого насыщения сердечника. К третьей группе относятся реле с торможением от второй гармонической и амплитудной селекцией. Насыщение сердечников ТТ для реле третьей группы не влияет на величину тока срабатывания.

Наибольший ток срабатывания имеют реле первой группы. Ток срабатывания реле второй группы в 2—3 раза меньше, чем у первой группы. Для устройств

третьей группы переходный режим включения не является расчетным.

Внутри любой из групп наибольший ток срабатывания имеют реле, реагирующие на действующее значение тока. Меньший и примерно одинаковый ток срабатывания имеют устройства, реагирующие на амплитуду первой гармонической и среднее по модулю значение тока.

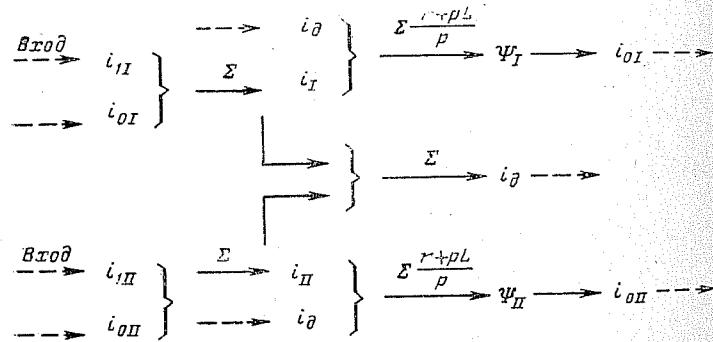
5.4. РЕЖИМ ВНУТРЕННЕГО ПОВРЕЖДЕНИЯ В СХЕМЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ЗАЩИТЫ

Моделирование. Процессы в схеме дифференциальной защиты при двустороннем питании внутреннего повреждения описываются системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_I}{dt} &= r_I i_I + L_I \frac{di_I}{dt} + r_{dI} i_d + L_{dI} \frac{di_d}{dt}; \\ \frac{d\Psi_{II}}{dt} &= r_{II} i_{II} + L_{II} \frac{di_{II}}{dt} + r_{dII} i_d + L_{dII} \frac{di_d}{dt}; \\ i_{I,I} &= i_I + i_{oI}, \quad i_{II,I} = i_{II} + i_{oII}, \quad i_d = i_I + i_{II}. \end{aligned} \right\} \quad (5-7)$$

В уравнениях токи сопротивления и индуктивности приведены к виткам вторичной обмотки ТТ. В случае одностороннего питания к. з. один из первичных токов отсутствует.

На основании (5-7) аналоговую модель дифференциальной защиты в режиме внутреннего повреждения целесообразно составлять по следующему алгоритму:



Структурная схема, реализующая этот алгоритм содержит звенья такого же типа, как и модель рис. 5-1б. Данная модель применяется для анализа срабатывания дифференциальных защит при внутреннем к. з. В ре-

зультате расчетов на модели и опыта, проведенных авторами, ниже описывается максимально возможное замедление защит, обусловленное переходным режимом к. з.

Работа токовой отсечки. На рис. 5-6 показана осциллограмма срабатывания токового реле РТ-40 при прохождении по его обмоткам переходного тока к. з. Из осциллограммы видно, что якорь реле тронулся в первый период, однако импульса тока было недостаточно

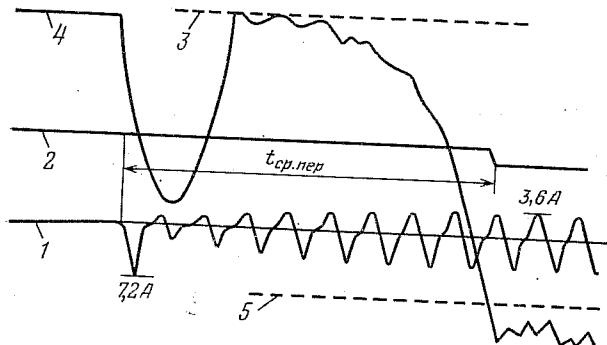


Рис. 5-6. Осциллограмма процесса срабатывания реле типа РТ-40 при насыщении сердечника ТТ в переходном режиме к. з.
 $T_s = 70$ мс; $I_{c.e.p} = 2,1$ А; $k_4 = 1,2$; 1 — ток в обмотке реле; 2 — ток через контакты реле; 3 — линия начального положения якоря; 4 — ход якоря; 5 — линия замыкания контактов.

для замыкания контактов. Из-за насыщения сердечника ток во второй период был меньше тока возврата реле и якорь отпал. Реле повторно начало срабатывать на шестой период. Суммарное время срабатывания защиты составило 180 мс. Время срабатывания реле при синусоидальном токе такой же кратности равно 60 мс, т. е. в 3 раза меньше.

В рассматриваемом примере время действия защиты можно представить в виде

$$t_{c.z.per} = t_{c.z.y} + \Delta t, \quad (5-8)$$

где $t_{c.z.y}$ — время срабатывания защиты в установившемся режиме к. з., Δt — погрешность по времени срабатывания, обусловленная переходным режимом к. з.

Максимальную задержку в срабатывании защиты с реле РТ-40 можно найти из (4-6), полагая $I_2 = I_{c.e}$, $I_1 = k_4 I_{c.e}$, $t = \Delta t$. Логарифмируя полученное выражение и

учитывая приближенным равенством $t_{c.z.y} = t_{c.p0} k_u / k_u - 1$ время срабатывания реле при синусоидальном токе, из (5-8) определяем время действия защиты

$$t_{c.z.\text{пер}} = t_{c.p0} \frac{k_u}{k_u - 1} + t_n + (T_1 + 4T_2) \ln \frac{k_u |f_{\text{макс}}|}{100(k_u - 1)}. \quad (5-9)$$

где $t_{c.p0}$ — время срабатывания реле в независимой части временной характеристики; k_u — коэффициент чувствительности; T_1, T_2 — постоянные времени первичной и вторичной цепей ТТ; $f_{\text{макс}}$ — максимальная переходная токовая погрешность; t_n — время насыщения сердечника ТТ.

Для режима, показанного на рис. 5-6, $|f_{\text{макс}}| = 58\%$, $k_u = 1,2$, $T_1 = 70$ мс, $T_2 = 0$, $t_{c.p0} = 60$ мс. Максимальная погрешность ТТ существует на второй период, поэтому в соответствии с § 4-3 принимаем $t_n = 30$ мс. Подставляя эти данные в (5-9), получим $t_{c.z.\text{пер}} = 177$ мс, что близко к опытным данным (180 мс).

Дифференциальная защита с реле РНТ, ДЗТ. При положительной остаточной индукции сердечника ТТ дифференциальная защита с реле РНТ замедляется так же, как и токовая отсечка. Вызвано это тем, что в рассматриваемом случае сердечник ТТ насыщается в первый период переходного процесса. Начиная со второго периода, апериодическая составляющая вторичного тока недостаточна для торможения реле с насыщающимся трансформатором (§ 4-3). Если действующее значение вторичного тока ТТ в условиях максимальной токовой погрешности меньше тока срабатывания реле, то отключение к. з. задерживается.

При отрицательной остаточной индукции сердечника ТТ в первые периоды переходного процесса можно считать идеальным и полагать, что апериодический ток

к. з. в реле изменяется по экспоненте $I \sqrt{2} e^{-\frac{t}{T_1}}$. Условия срабатывания реле РНТ, ДЗТ при наличии постоянного и переменного токов характеризуются кривыми двойного намагничивания [Л. 34]

$$I_{c.z} = I_{c.n} + b I_{n.s} \quad (5-10)$$

где $I_{c.n}$ — синусоидальный ток срабатывания защиты при отсутствии постоянного подмагничивающего тока $I_{n.s}$.

Подставляя в (5-10) вместо $I_{n.s}$ выражение для апериодической составляющей тока к. з., определяем максимальную задержку в срабатывании защиты

$$\Delta t = T_1 \ln \frac{k_u \sqrt{2}}{k_u - 1}. \quad (5-11)$$

Коэффициент b для реле РНТ (Г-Г) и ДЗТ соответственно равен 1,45 и 0,8. Рассчитанная при этих величинах b задержка в срабатывании реле РНТ (Г-Г) при высоких кратностях тока к. з. на время 0,6 T_1 больше, чем реле ДЗТ.

Обычно Δt , вычисленное из (5-11), больше времени насыщения сердечника ТТ апериодической составляющей тока к. з. Поэтому в первые периоды переходного процесса защиты с реле РНТ замедляются из-за наличия апериодической составляющей в дифференциальном токе, а после момента t_s могут замедляться из-за малой кратности тока в реле. Дифференциальные отсечки с реле РТ-40 в этих режимах более быстродействующие, так как успевают сработать, пока сердечник ТТ насыщается.

Дифференциальные защиты с полупроводниковыми реле. Максимальное время срабатывания дифференциальных защит с полупроводниковыми реле определяется в результате расчета переходного режима к. з. для случая идеальных ТТ и при работе их с максимальными погрешностями. Установлено [Л. 62], что увеличение времени срабатывания защит с реле, реагирующими на отрицательную полуволну тока, приблизительно равно постоянной времени первичной цепи T_1 . Более чувствительные реле с торможением от второй гармоники и амплитудной селекцией могут задерживать отключение на время $2T_1$. Самым быстродействующим является полупроводниковое время-импульсное реле, включаемое в дифференциальную цепь через трансреактор. Это реле практически не замедляется при синусоидальных токах с апериодической составляющей. Для исключения отказа защит с время-импульсных реле при перегруженных ТТ последняя дополняется мгновенной токовой отсечкой.

Рассмотренная методика определения времени срабатывания дифференциальных защит при переходном режиме к. з. может использоваться при анализе пусковых органов других типов релейных защит.

5-5. ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ЗАЩИТЫ ШИН ПРИ ПЕРЕГРУЖЕННЫХ ТРАНСФОРМАТОРАХ ТОКА

Кратность тока внешнего к. з. дифференциальной защиты шин высокого напряжения некоторых электростанций достигает 40—50. Выполнение в этих условиях дифференциальных защит с током небаланса 10%, как этого требуют руководящие указания [Л. 53] при пятиамперном ТТ затруднительно. При 10%-ной полной погрешности пятиамперные ТТ имеют номинальную нагрузку 0,8—1,2 Ом и номинальную кратность 30. При кратностях 40—50 допустимая нагрузка ТТ уменьшается до 0,5—0,2 Ом. Столь малую нагрузку ТТ защиты шин имеют при значительных сечениях контрольного кабеля. Если же контрольные кабели выполнены проводами минимального по условиям механической прочности сечения, то один из ТТ защиты шин в режиме внешнего к. з. перегружается. Ниже рассматривается выбор параметров дифференциальной защиты шин при перегруженных ТТ.

Принципиальная схема дифференциальной токовой защиты двойной системы шин с фиксированным распределением элементов и выносными ТТ приведена на рис. 5-7, а. Защита имеет пусковой орган (реле РНТ) и избиратели поврежденной системы шин РНТИ, РНТИI. При внешнем повреждении ТТ 1, обтекаемый суммарным током к. з., может сильно насыщаться.

Остальные ТТ в наихудшем случае имеют одинаковые первичные токи и примерно одинаковые индукции сердечников. В схеме замещения рис. 5-7, б питающие ТТ каждой системы шин, кроме ТТ шиносоединительного выключателя (индекс «ш») и ТТ, обтекаемого суммарным током к. з., объединены в эквивалентные трансформаторы. Эквивалентный трансформатор (индекс «э») имеет сечение магнитопровода, равное сечению одного ТТ, среднюю длину магнитного пути, равную сумме длин всех n объединяемых ТТ, первичный ток, равный току к. з. I(II) систем шин, и сопротивление вторичной цепи в n раз меньшее, чем сопротивление одного ТТ.

На основании схемы рис. 5-7, б была составлена математическая модель дифференциальной защиты шин. Расчеты на модели показали, что при перегруженных ТТ переходный ток небаланса максимальен в первый период, когда ТТ, обтекаемый суммарным током к. з., уже насыщен, а остальные работают с малыми погрешностя-

ми. Ток небаланса в этот период содержит значительную апериодическую составляющую. Реле РНТ при таких токах не работает.

Далее, во втором-третьем периодах насыщаются ТТ I и II систем шин и шиносоединительного выключателя..

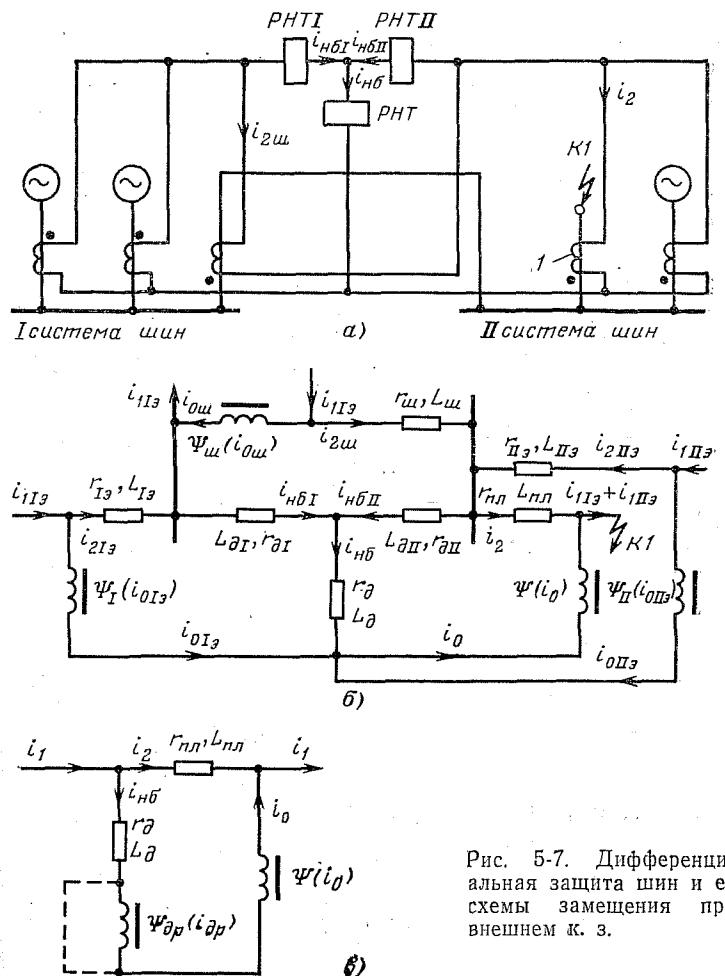


Рис. 5-7. Дифференциальная защита шин и ее схемы замещения при внешнем к. з.

Апериодическая составляющая в токе небаланса резко убывает, появляются отрицательные (по отношению к первому пику) полуволны. Одновременно уменьшается

и действующее значение тока небаланса, так как токи намагничивания в дифференциальной цепи частично компенсируют друг друга. После $t=4T_1$ наступает установившийся режим и ток небаланса практически равен симметричному намагничивающему току ТТ, обтекаемого суммарным током к. з. При кратностях тока к. з. в 1,2–1,5 раза выше номинальной и нагрузке 0,6–1,0 Ом симметричный намагничивающий ток ТТ больше переходного с малым содержанием апериодической составляющей. В подобных случаях расчетным для защиты с реле РНТ является режим установившегося к. з., от переходного режима защита отстроена в первый период благодаря влиянию апериодической составляющей на реле РНТ, а далее — по уставке.

В наихудшем случае внешнего к. з. можно пренебречь намагничивающими токами всех ТТ, кроме сильно насыщенного, обтекаемого суммарным током $i_1 = i_{1\text{нз}} + i_{1\text{пл}}$. Тогда схема замещения защиты упрощается и имеет вид, показанный на рис. 5-7,б. Процессы при включенной пунктирной ветви описываются уравнениями

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi}{dt} &= r_{\text{пл}} i_2 + L_{\text{пл}} \frac{di_2}{dt} - r_d i_{\text{нб}} - L_d \frac{di_{\text{нб}}}{dt}; \\ i_{\text{нб}} &= i_0 = i_1 - i_2; \quad \Psi = \Psi(i_0). \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (5-12)$$

Из этих уравнений для эквивалентных синусоид вторичного и намагничивающего токов

$$\dot{E}_2 = Z_{\text{пл}} i_2 - Z_d i_{\text{нб}}.$$

Разделим э. д. с. на вторичный ток ТТ

$$\frac{\dot{E}}{i_2} = Z_{\text{пл}} - Z_d \frac{i_0}{i_2} = Z_2. \quad (5-13)$$

Сопротивление Z_2 определяет режим работы сердечника ТТ, обтекаемого суммарным током к. з. с учетом сопротивления дифференциальной ветви. Полагая $z_{\text{нг, доп}} = |Z_2 - Z_{\text{обм}}|$, $r_{\text{пров}} = |Z_{\text{пл}} - Z_{\text{обм}}|$, из (5-13) находим величину сопротивления соединительных проводов при расчетном токе намагничивания, равном I_0 :

$$r_{\text{пров}} \approx \sqrt{(z_{\text{нг, доп}})^2 + (z_d \frac{I_0}{i_2})^2} + 2z_{\text{нг, доп}} z_d \frac{I_0}{i_2}. \quad (5-14)$$

На рис. 5-8 приведены результаты решения на АВМ уравнений (5-12) для защиты с ТТ типа ТФНД-100-600/5.

По оси ординат отложена относительная величина действующего значения установившегося тока небаланса, за базу принят первичный ток I_1 , по оси абсцисс отложено относительное значение сопротивления плеча защиты $z_{\text{пл*}} = z_{\text{пл}} / z_{2\text{ном}}$. С небольшой погрешностью кривые могут быть использованы и для защит с другими

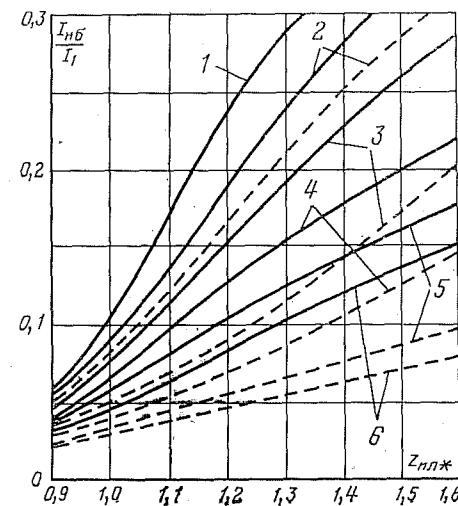


Рис. 5-8. Зависимость установившегося тока небаланса от активного (—) и индуктивного (— —) сопротивления дифференциальной цепи.

$$\begin{aligned} z_{d*} &= \frac{z_d}{z_{2\text{ном}}}, \quad z_{\text{пл*}} = \frac{z_{\text{пл}}}{z_{2\text{ном}}}; \quad m = 40, \quad z_{2\text{ном}} = 1,47 \text{ Ом}; \quad 1 - z_{d*} = 0; \quad 2 - z_{d*} \\ &= 0,5; \quad 3 - z_{d*} = 1,6; \quad 4 - z_{d*} = 2,6; \quad 5 - z_{d*} = 3,6; \quad 6 - z_{d*} = 4,6. \end{aligned}$$

ТТ. Из графиков видно, что при $z_{\text{пл*}} = 1,2 \div 1,5$ включение в дифференциальную цепь сопротивления в несколько ом снижает установившийся ток небаланса в 1,5–2 раза. Индуктивное сопротивление сильнее снижает ток небаланса, так как при этом близки углы сопротивлений дифференциальной цепи и ветви намагничивания ТТ. Это же следует из (5-14).

Наиболее сильно ограничивается ток небаланса включением в дифференциальную цепь насыщающегося дросселя, потокосцепление которого обозначим $\Psi_{\text{др}} = w_{\text{др}} S_{\text{др}} B_{\text{др}}$. Тогда при разомкнутой пунктирной цепи

в схеме рис. 5-7,в вместо (5-12) процессы в дифференциальной защите при внешнем повреждении описывают уравнениями

$$\frac{d\Psi}{dt} = r_{\text{пл}} i_2 + L_{\text{пл}} \frac{di_2}{dt} - r_d i_{\text{нб}} - L_d \frac{di_{\text{нб}}}{dt} - \frac{d\Psi_{\text{др}}}{dt};$$

$$i_{\text{др}} = i_{\text{нб}} = i_0 = i_1 - i_2; \quad \Psi = \Psi(i_0); \quad \Psi_{\text{др}} = \Psi(i_{\text{др}}).$$

Первое уравнение в интегральной форме при нулевых начальных условиях имеет вид:

$$\Psi + \Psi_{\text{др}} = \int_0^t (i_2 r_{\text{пл}} - i_{\text{нб}} r_d) dt + L_{\text{пл}} i_2 - L_d i_{\text{нб}}. \quad (5-15)$$

В соответствии с (5-15) в режиме внешнего к. з. к потокосцеплению ТТ прибавляется потокосцепление дросселя, т. е. дроссель «приподнимает» характеристику наиболее нагруженного ТТ.

До насыщения сердечников ТТ и дросселя можно приближенно считать, что ток небаланса равен нулю. Тогда при косинусоидальном токе интегрирование (5-15) дает выражение максимума потокосцепления

$$\Psi_m + \Psi'_{\text{др}} = \frac{I_{2m} z_{\text{пл}}}{\omega}.$$

Пусть при отсутствии дросселя сопротивление плеча равно предельно допустимому $z_{\text{доп}}$ и максимальное потокосцепление вторичной обмотки ТТ достигает насыщения $\Psi_s = I_{2m} z_{\text{доп}} / \omega$. Решив совместно эти уравнения относительно $\Psi'_{\text{др}}$, находим потокосцепление дросселя, необходимое для ограничения тока небаланса при сопротивлении плеча $z_{\text{пл}} > z_{\text{доп}}$:

$$\Psi'_{\text{др}} = \Psi_s \left(\frac{z_{\text{пл}}}{z_{\text{доп}}} - 1 \right).$$

Необходимо, чтобы при этом значении потокосцепления дроссель не насыпался. Для остальных ТТ потокосцепление дросселя имеет отрицательный знак и дроссель как бы снижает их характеристику намагничивания. Если $\Psi'_{\text{др}}$ велико, то может наступить насыщение всех ТТ и в избирательных органах появляется ток небаланса ($i_{\text{нб}} \neq i_{\text{нб}2}$). Но ложного действия защиты не будет, так как не срабатывает пусковой орган.

В режиме внутреннего к. з. насыщение сердечников ТТ ограничивает ток в их вторичных цепях. Для того

чтобы обеспечить срабатывание пусковых органов защиты, трансформаторы тока при токе повреждения равном току срабатывания не должны насыщаться. Из этого условия находим предельно допустимую величину сопротивления дифференциальной цепи

$$Z_d < Z_{\text{ном}} - \frac{I}{I_{\text{с.з}}} Z_{\text{пл}},$$

где I — ток в плече наиболее нагруженного ТТ при $I_d = I_{\text{с.з}}$; $Z_{\text{ном}}$ — номинальная вторичная нагрузка ТТ при токе, равном току срабатывания защиты.

Рассмотрим влияние насыщения сердечников ТТ на работу избирательных органов защиты при внутреннем к. з. Допустим, что произошло повреждение на системе шин II. Тогда напряжение на сопротивлении дифференциальной ветви складывается с напряжением на сопротивлениях плеч защиты неповрежденной системы шин I. В результате могут насыщаться ТТ системы шин I и появится ток небаланса в избирательном органе. Для предупреждения насыщения необходимо соблюдать условие

$$z_d < \frac{\omega}{I_d} (\Psi_s - \Psi'_m). \quad (5-16)$$

Здесь I_d — суммарный ток дифференциальной ветви; $\Psi'_m = I'_m z_{\text{пл}} / \omega$ — потокосцепление наиболее нагруженного ТТ; $I'_m z_{\text{пл}}$ — напряжение на его плече.

При наличии нелинейного дросселя в дифференциальной цепи установившийся ток небаланса в избирательных органах защиты отсутствует, если при внутреннем к. з. дроссель насыщается раньше, чем ТТ. Это имеет место при выполнении условия

$$\Psi'_{\text{др}} < \Psi_s \left(1 - \frac{\Psi'_m}{\Psi_s} \right). \quad (5-17)$$

Для анализируемых дифференциальных защит шин $\Psi'_m = (0,2 \div 0,4) \Psi_s$, поэтому максимальное $\Psi'_{\text{др}} = (0,8 \div 0,6) \Psi_s$.

Если (5-16, 5-17) не выполняются, то в избирательном органе неповрежденной системы шин имеет место значительный ток небаланса. Для ограничения тока небаланса последовательно с реле избирателями можно включить добавочное сопротивление. Падение напряжения от тока небаланса на сопротивлении цепи избирательного органа уменьшает насыщение ТТ неповрежден-

ной системы шин. При этом для снижения нагрузки ТТ в режиме нарушения фиксации присоединений эти добавочные сопротивления следует шунтировать рубильником, предусмотренным в [Л. 53].

Для отстройки избирательных органов защиты от токов небаланса при внутреннем к. з. можно использовать реле с торможением от тока цепи другого избирателя (таким реле может быть ДЗТ).

В процессе перемагничивания сердечника дросселя в режиме внутреннего к. з. на зажимах ТТ имеют место кратковременные всплески напряжений. Для того чтобы их уменьшить и исключить пробой обмоток ТТ и их вторичных цепей, насыщающийся дроссель следует шунтировать нелинейным активным сопротивлением (разрядником, тиристором или стабилитроном). При этом одновременно снижаются токи небаланса в избирательных органах защиты неповрежденной системы шин.

Применение указанных выше мероприятий позволяет успешно эксплуатировать чувствительную дифференциальную защиту шин при кратности тока, в 1,2—1,5 раза превышающих номинальную, и нагрузке 0,6—1,0 Ом, когда намагничивающий ток в обычной схеме достигает 20—50%.

5-6. ВЫБОР УСТАВОК ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ЗАЩИТ С ПОМОЩЬЮ ЦВМ

Методика расчета дифференциальных защит, изложенная в руководящих указаниях [Л. 53], написана языком, близким к алгоритмическому, и может быть легко реализована на ЦВМ. Использование ЦВМ позволяет ускорить расчеты и в ряде случаев уменьшить ток срабатывания, так как сравнению подлежит большее число вариантов защиты, чем при ручных вычислениях.

Согласно [Л. 53] ток срабатывания дифференциальных защит генераторов и шин выбирается из двух условий:

а) По условию отстройки от максимального тока небаланса, определяемого с учетом насыщающегося трансформатора, имеющегося в реле типов РНТ, ДЗТ:

$$I_{c.a} \geq k_n I_{n.b.rasch}, \quad k_n = 1,3 \div 1,5. \quad (5-18)$$

б) По условию отстройки от максимального тока реле при разрывах вторичных цепей защиты в нагрузочных режимах

$$I_{c.a} \geq k_n I_{n.g.maks}, \quad k_n = 1,2. \quad (5-19)$$

Для дифференциальных защит трансформаторов и блоков генератор — трансформатор вместо (5-19) рассматривается условие от-

стройки от броска тока намагничивания при включении ненагруженного трансформатора под напряжение

$$I_{c.a} = k I_{nom}, \quad (5-20)$$

где I_{nom} — номинальный ток трансформатора; k — коэффициент отстройки защиты от броска тока намагничивания, для реле РНТ $k = 1,0 \div 1,3$, для реле ДЗТ $k = 1,2 \div 1,5$.

После расчета тока срабатывания и определения числа витков обмоток насыщающегося трансформатора реле (w), вычисляется коэффициент чувствительности

$$k_q = \frac{\Sigma I_{p.w}}{F_{c.p}}, \quad (5-21)$$

где I_p — вторичные токи на отдельных сторонах с учетом их знака при рассматриваемом повреждении; $F_{c.p}$ — н. с. срабатывания реле.

В соответствии с ПУЭ минимальный коэффициент чувствительности по (5-21) допускается 2.

Ниже описаны две программы подобных расчетов на ЦВМ, выполненные в Новочеркасском политехническом институте А. В. Богданом и В. А. Шелестом.

Программа, представленная на рис. 5-9, предназначена для расчета дифференциальной защиты шин, имеющей n присоединений с одинаковыми коэффициентами трансформации при любом линейном дифференциальном сопротивлении. В качестве исходных данных для каждого присоединения должны быть заданы: максимальный ток нагрузки, токи к. з. в максимальном и минимальном режимах, отклонение вольт-амперных характеристик ТТ от типовой и сопротивление соединительного кабеля. Кроме того, должны быть известны параметры ТТ и сопротивление дифференциальной цепи.

Согласно блок-схеме рис. 5-9 программа состоит из двух частей. В первой части по исходным данным находятся суммарные токи максимального ($I_{\Sigma \text{ макс}}$) и минимального ($I_{\Sigma \text{ мин}}$) режимов к. з., наибольший из токов нагрузки присоединений и выбирается наиболее нагруженный ТТ. Для этого рассчитывается сопротивление вторичной цепи каждого ТТ z_2 и с учетом отклонения вольт-амперной характеристики ТТ от типовой (ΔU_*) вычисляется условное потокосцепление

$$\Psi_{m.ye} = \frac{(I_{\Sigma \text{ макс}} - I) z_2}{222 k_t (1 + \Delta U_*)}.$$

Здесь I — ток к. з. данного присоединения; k_t — коэффициент трансформации ТТ.

Трансформатор тока с максимальным $\Psi_{m.ye}$ считается наиболее нагруженным. Находится он путем последовательного перебора.

Во второй части программы определяется установленныйся ток небаланса защиты при к. з. на присоединения с самым нагруженным ТТ. Предполагается, что остальные трансформаторы работают без погрешностей. Расчет производится по методу Эйлера с итерацией на шаге (рис. 4-14).

Для получения установленногося режима первичный ток к. з. задается косинусоидой без апериодической составляющей. При этом установленныйся режим во вторичных цепях защиты наступает на второй — четвертый период промышленной частоты.

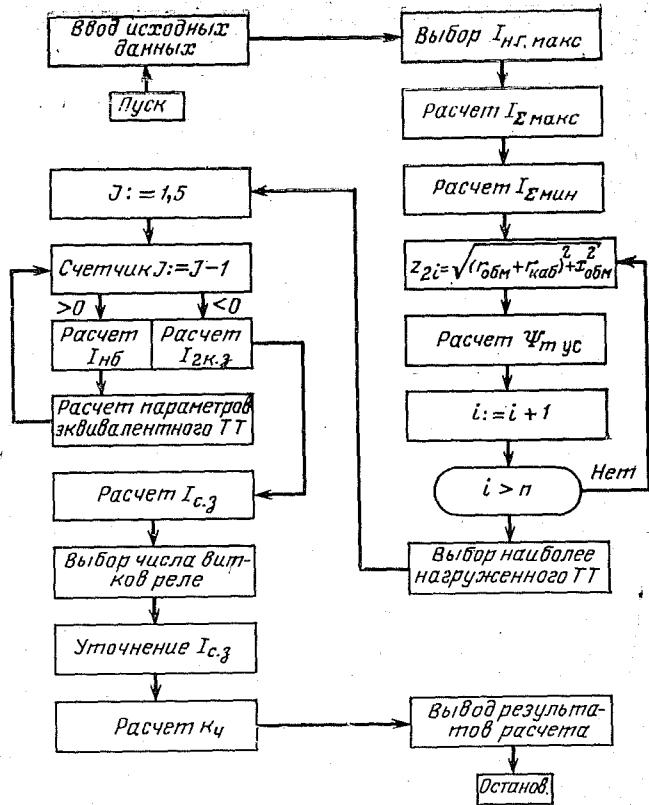


Рис. 5-9. Блок-схемы программы расчета на ЦВМ параметров дифференциальной защиты шин.

Далее рассчитывается ток дифференциальной цепи в режиме внутреннего к. з. Для упрощения вычислений по методике § 5-5 ТТ присоединений с источниками заменяются одним эквивалентным с параметрами $S_3=S$, $I_0=nl$, $r_{23}=r_2/n$. Вторичный ток внутреннего повреждения также вычисляется в течение двух — четырех периодов и запоминается его значение за последний период.

После этого по (5-18), (5-19) определяется ток срабатывания защиты и больший из двух токов принимается в качестве расчетного. По величине расчетного тока вычисляется число витков реле РНТ

$$w = \frac{F_{c,p} k_T}{I_{c,s}}.$$

Число витков округляется до ближайшего меньшего целого (w') и по нему методом обратного пересчета уточняется ток сра-
182

батыванія захисту. По уточненному $I_{c,z}$ знаходиться коефіцієнт чутливості захисту при внутрішньому поврежденні.

Результаты расчета: суммарные токи внутреннего и внешнего к. з., номер наиболее нагруженного ТТ и сопротивление его соединительного кабеля, ток небаланса, ток срабатывания защиты и коэффициент чувствительности выводятся на печать.

Весь расчет на ЦВМ Минск-22м» защиты с десятью присоединениями занимает не более 4–5 мин. Программу можно легко изменить таким образом, чтобы находить сопротивление дифференциальной цепи, соответствующее максимальному значению коэффициента чувствительности при заданном характере (активном, индуктивном) этого сопротивления.

На рис. 5-10 приведена блок-схема программы расчета уставок дифференциальной защиты двухобмоточного трансформатора. Исходными данными для расчета являются сопротивления питающих си-

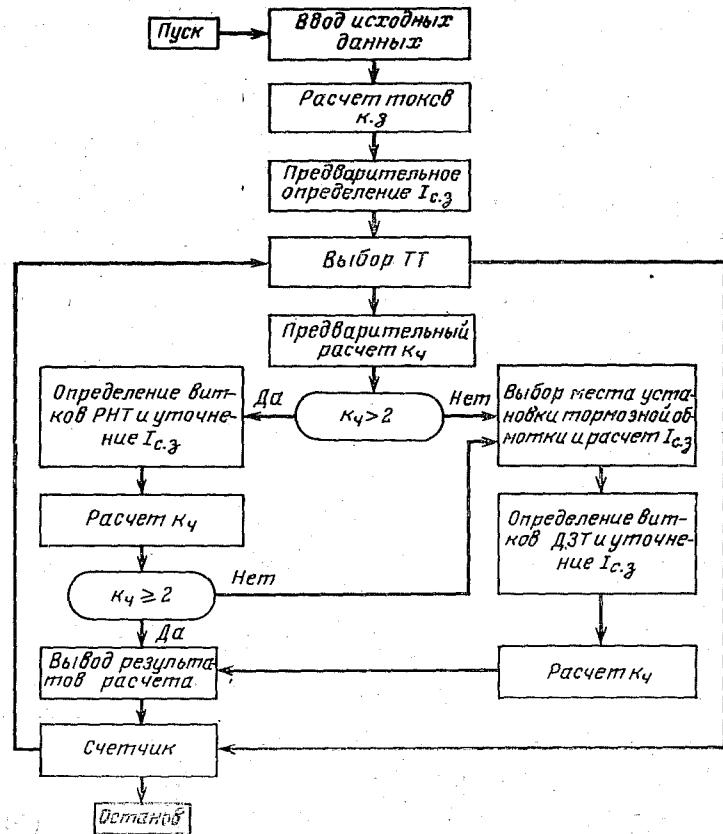


Рис. 5-10. Блок-схема программы расчета на ЦВМ параметров дифференциальной защиты трансформатора.

стем и параметры силового трансформатора. Кроме того, дополнительно указывается, через сколько выключателей трансформатор подключается к сети, имеется ли последовательно с трансформатором токоограничивающий реактор и шкала возможных номинальных токов ТТ сторон высокого и низкого напряжения.

Программа состоит из нескольких этапов. На первом этапе рассчитываются максимальные токи внешнего к. з. и минимальные токи внутреннего к. з. На втором этапе по величине тока внешнего к. з. и условию (5-20) предварительно определяется ток срабатывания защиты. Третий этап — выбор ТТ, связан с составляющей тока небаланса $I''_{\text{нб.расч}}$ [Л. 53], поэтому в программе производится перебор всех сочетаний заданных коэффициентов трансформации ТТ при определении тока срабатывания защиты. Управление вычислениями производится с помощью счетчика.

После предварительной проверки чувствительности продолжается расчет одного из вариантов защиты: либо с реле РНТ, либо с реле ДЗТ. При расчете установок защиты с реле РНТ находятся числа витков насыщающегося трансформатора реле для основной и неосновной сторон, вычисляется $I''_{\text{нб.расч}}$, уточняется ток срабатывания защиты и определяются коэффициенты чувствительности при замыкании между двумя фазами и замыкании одной фазы на землю. Если коэффициенты чувствительности больше двух, то осуществляется вывод результатов расчета и дальше работает счетчик. В противном случае исследуются параметры защиты с реле ДЗТ. Основные этапы этого расчета пояснены на правой части блок-схемы рис. 5-10. По окончании вычислений снова работает счетчик и определяются ток срабатывания и коэффициенты чувствительности защиты при новом сочетании ТТ. После того, как все возможные сочетания перебраны, печатаются результаты. Выбор окончательного варианта защиты оставлен за человеком, так как эксплуатация может не располагать ТТ, обеспечивающими наивысший коэффициент чувствительности, а использовать ТТ, близкие к оптимальным.

Обе программы написаны на алгоритмическом языке АЛГОЛ-60 применительно к транслятору МЭИ-3 и отложены на вычислительной машине «Минск-22м».

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРАНСФОРМАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

6-1. ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Первичные напряжения при переходном режиме к. з. Для сети с со средоточенными параметрами напряжение u в месте установки защиты и э. д. с. e системы определяются выражениями

$$\left. \begin{aligned} u &= r_{\pi} i + L_{\pi} \frac{di}{dt}; \\ e &= (r_e + r_{\pi}) i + (L_e + L_{\pi}) \frac{di}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (6-1)$$

Здесь r_e , L_e — эквивалентные активное сопротивление и индуктивность системы относительно места установки защиты; r_{π} , L_{π} — активное сопротивление и индуктивность линии (между местом установки защиты и местом к. з.).

Подставляя в первое уравнение системы (6-1) ток из (3-1), находим напряжение в месте установки защиты

$$u = I_m z_{\pi} \sin(\omega t + \psi - \varphi_1 + \varphi_{\pi}) - I_m r_{\pi} \left[1 - \frac{T_{\pi}}{T_1} \right] \sin(\psi - \varphi_1) e^{-\frac{t}{T_1}}, \quad (6-2)$$

где

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \omega \frac{L_e + L_{\pi}}{r_e + r_{\pi}}, \quad \operatorname{tg} \varphi_{\pi} = \omega T_{\pi} = \omega \frac{L_{\pi}}{r_{\pi}}.$$

В соответствии с (6-2) апериодическая составляющая в напряжении существует только тогда, когда она имеется в токе, т. е. при условии $\sin(\psi - \varphi_1) \neq 0$. Обратное же требование не выполняется, так как при равенстве постоянных времени линии (T_{π}) и цепи к. з. (T_1) апериодическая составляющая в напряжении отсутствует при к. з. в любой момент времени. Приближенно $T_1 = T_{\pi}$ для транзитных подстанций, удаленных от источников питания. Поэтому при анализе переходных режимов работы релейных защит, устанавливаемых вблизи таких подстанций, первичное апериодическое напряжение может приниматься равным нулю. Для защит, устанавливаемых со стороны мощных систем, $T_1 > T_{\pi}$ и апериодические составляющие в цепи тока и напряжения имеют одинаковые знаки. В некоторых случаях маломощных систем $T_1 < T_{\pi}$ и знаки апериодических составляющих в токе и напряжении противоположны.

Для релейных защит длинных линий, помимо апериодической составляющей, в напряжении и токе при переходном режиме к. з. следует учитывать свободные колебательные составляющие. В этом случае длинные линии моделируются как цепи с распределенными параметрами (§ 3-2), а вторичное напряжение трансформаторов анализируется на основании их частотных характеристик.

Конструкции электромагнитных трансформаторов напряжения. По принципу своего действия и конструкции электромагнитные трансформаторы напряжения аналогичны маломощному силовому трансформатору и в простейшем случае состоят из стального сердечника и двух обмоток, изолированных друг от друга (рис. 6-1, а).

Для напряжений 110—500 кВ применяются многоступенчатые электромагнитные трансформаторы каскадного типа [Л. 65]. По существу это несколько трансформаторов с последовательно соединенными обмотками (рис. 6-1, б). Сердечники каскадных трансформаторов напряжения выполняются двухстержневыми. На каждом из стержней сердечника размещается по одной секции первичной обмотки. Вследствие того что сердечник соединяется с обмоткой высокого напряжения, изоляция секции выполняется на половину напряжения ступени. Для равномерного распределения напряжений между секциями и ступенями применяются выравнивающие ($w_{\text{в}}$) обмотки. Эти обмотки включаются таким образом, что при неодинаковых напряжениях на первичных обмотках ступеней (w_1) в обмотках $w_{\text{в}}$ начинает циркулировать ток, размагничивающий стержень с повышенной индукцией и намагничивающий — с пониженной.

При исследовании работы трансформаторов напряжения применяется Т-образная схема замещения трансформатора (рис. 6-1, а). В схеме замещения сопротивления первичной и вторичной обмоток представляют собой соответствующие эквивалентные величины, вычисленные с учетом каскадного исполнения трансформатора. Расчетные формулы для их определения приведены в [Л. 66].

Для снижения погрешностей рабочим режимом трансформатора напряжения принимается режим, близкий к холостому ходу. Вслед-

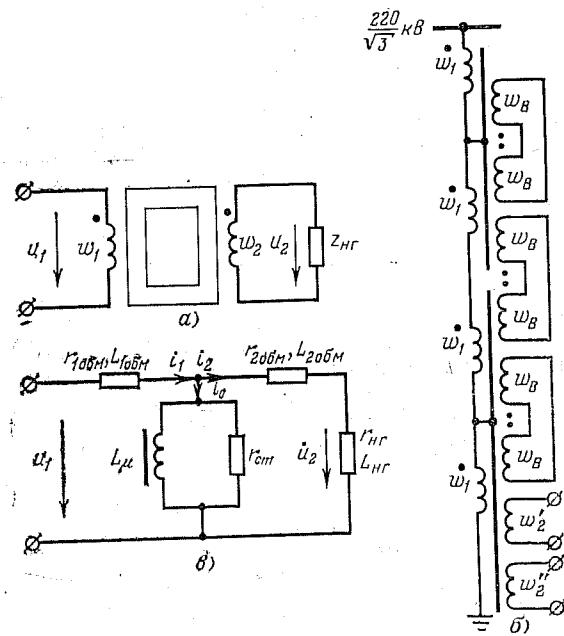


Рис. 6-1. Электрические схемы трансформаторов напряжения.

а — НОМ-35; б — НКФ-220; в — схема замещения.

ствие этого сопротивление нагрузки в 10 и более раз превышает сопротивление обмоток трансформатора и соединительных проводов. Величина тока нагрузки соизмерима с током намагничивания трансформатора. Реактивная и активная составляющие тока намагничивания приnomинальном режиме имеют одинаковый порядок. В некоторых режимах, как будет показано ниже, возможно насыщение сердечников трансформатора. При этом реактивная составляющая тока намагничивания возрастает настолько, что активной можно пренебречь (разомкнуть ветвь с r_{ct}). Расчеты подобных режимов трансформатора напряжения так же, как и ТТ, могут производиться по однозначной аппроксимации петли гистерезиса.

Работа трансформаторов напряжения при к. з. в первичной цепи. При коротком замыкании первичное напряжение уменьшается

и сердечник трансформатора напряжения перемагничивается по частным циклам. Воздействие переходного напряжения на трансформатор удобно исследовать на комбинированной физико-математической модели рис. 6-2, а. В комбинированной модели на АВМ рассчитывается напряжение на шинах подстанции в месте установки трансформатора u_1 . Это напряжение через усилитель мощности подается в первичную обмотку w_1 физической модели трансформатора напряжения. Измерительная обмотка ($w_{изм}$) трансформатора включается на масштабный и интегрирующий усилитель АВМ для осциллографирования вторичного напряжения и потока в сердечнике. На другом осциллографе наблюдается процесс перемагничивания $\Psi(i_0)$. Параметры и принципиальная схема усилителя мощности, используемого в модели, приведены на рис. 6-2, б.

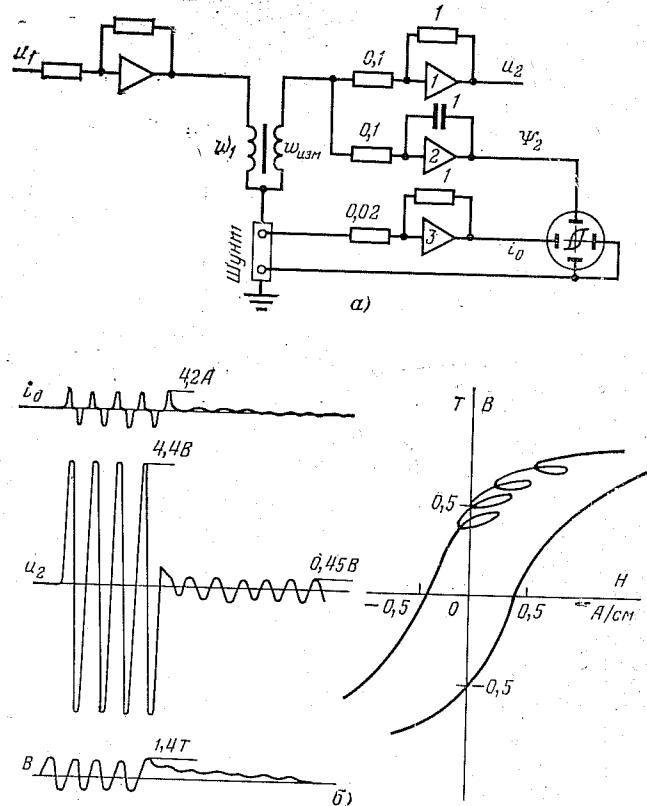


Рис. 6-2. Исследование переходных процессов в трансформаторах напряжения на физико-математической модели. Осциллограмма режима.

$$U_{1*} = \frac{I_m z_n}{U_{\text{ном}} t} = 0,1; \varphi_c = \varphi_{\text{нн}}; \psi = 10^\circ.$$

зумого для сопряжения АВМ и физических моделей трансформаторов, приведены в [Л. 67].

На рис. 6-2,б показана осциллограмма переходного процесса в трансформаторе напряжения, полученная на комбинированной модели. Для упрощения анализа воспроизводится к. з. при отсутствии апериодической составляющей в первичном напряжении. Коммутация схемы АВМ, соответствующая повреждению на линии, происходит в момент максимума потока в сердечнике трансформатора. После коммутации в индукции наблюдается медленно спадающая апериодическая составляющая. В напряжении u_2 апериодическая составляющая незаметна, так как скорость изменения потока невелика. На основании таких опытов и расчетов авторами установлено, что величина этого апериодического напряжения, обусловленная собственной индуктивностью трансформатора, меньше 0,1% $U_{ном}$. Обычно реле нечувствительны к столь малому напряжению и его можно не учитывать при анализе работы релейной защиты. При близких к. з. более существенное влияние на срабатывание защиты оказывают переходные процессы, обусловленные индуктивностью и емкостью нагрузки (реле), так как велика разность между установленными и начальными значениями вторичного напряжения. Этот вопрос подробно рассматривается в [Л. 68]. Учет реактивных элементов реле при комбинированном моделировании описан в § 6-3.

Наличие апериодической составляющей в первичном напряжении при $T_1 < T_x$ обуславливает дополнительное подмагничивание сердечника трансформатора. Наблюдающееся возрастание индукции сердечника на 10–20% не приводит к существенному увеличению погрешности и искажению вторичного напряжения трансформатора. Высшие гармоники, имеющие место при переходном процессе к. з. на длинных линиях, трансформируются достаточно точно, так как частотная характеристика трансформатора в рассматриваемом диапазоне частот близка к идеальной [Л. 69]. В связи с этим при коротких замыканиях электромагнитные трансформаторы напряжения могут рассматриваться как идеальное устройство и при моделировании учитывается только их коэффициент трансформации.

Включение электромагнитного трансформатора под напряжение. Трансформаторы напряжения 330–500 кВ присоединяются к линии за линейным разъединителем. Для подобных схем включение или отключение линии соответствует включению или снятию напряжения с трансформатора. При включении линии на источник питания в момент прохождения напряжения через нуль в трансформаторе возникает бросок намагничивающего тока (§ 3-3). Из-за большого активного сопротивления первичной обмотки (несколько кОм) переходный ток намагничивания и искажение вторичного напряжения трансформатора практически существует только в первом полупериоде.

Отключение ненагруженной длиной линии с трансформатором. Если на линии отсутствуют реакторы поперечной компенсации, то после ее отключения на фазах может оставаться заряд неизменного знака. Заряд медленно стекает через первичную обмотку трансформатора, насыща его сердечник. Во вторичных цепях трансформатора, пока его сердечник ненасыщен, поддерживается постоянное напряжение. Под влиянием этого напряжения могут насыщаться сердечники трансформаторов релейных устройств [Л. 70]. При этом во вторичных цепях трансформаторов напряжение наблюдается бросок тока, который может вызвать неправильное срабатывание автомати-

ческих выключателей и ложную работу блокировок защит от исчезновения напряжения.

На рис. 6-3,а показана схема опыта, осуществленного в Иркутск-энерго. В опыте выключателем $B1$ снималось напряжение с линии и осциллографировалось напряжение и токи во вторичных цепях трансформатора НКФ-500 (u , i , рис. 6-3,б). Наибольший бросок тока во вторичной цепи трансформатора (47 А в фазе B) в $1\frac{1}{2}$ раза превышал установку автоматического выключателя вторичной цепи. Путем последовательного отключения защит было установлено, что бросок тока вызван насыщением сердечников автотрансформаторов реле сопротивления.

При исследовании данного режима на АВМ длинная линия представлялась П-образными звенями (§ 3-2), а трансформатор напряжения — нелинейным дросселем. На рис. 6-3,в показана полученная

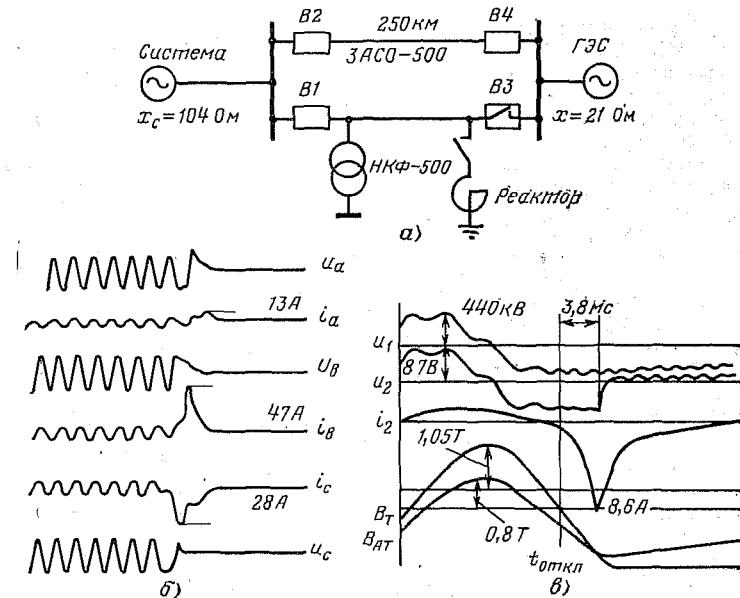


Рис. 6-3. Исследование переходных процессов в трансформаторах на напряжение при отключении длиной линии.

на АВМ осциллограмма, когда нагрузкой трансформатора напряжения служит один автотрансформатор реле сопротивления. На осциллограмме записаны: u_1 , u_2 — первичное и вторичное напряжения трансформатора, i_2 — ток в его вторичной цепи, B_T , B_{AT} — индукции в сердечниках трансформатора и автотрансформатора. Отключение линии произошло через несколько периодов после ее включения, поэтому до момента коммутации ($t_{откл}$) в напряжении наблюдаются высшие гармоники. После коммутации на линии остается постоянное напряжение, под влиянием которого повышается индукция в сердечниках трансформатора и автотрансформатора.

При насыщении сердечника автотрансформатора возникает бросок тока. Ток и напряжение резко уменьшаются после насыщения сердечника трансформатора.

На основании подобных расчетов и опытов установлено, что для уменьшения бросков тока во вторичных цепях трансформаторов напряжения можно включать добавочные активные сопротивления.

Бросок намагничивающего тока отсутствует, если трансформатор напряжения насыщается ранее автотрансформатора реле сопротивления или если на линии установлен реактор. В последнем случае после отключения линии остаточное напряжение на фазах переменное. Обычно частота этого напряжения выше 25 Гц и эксплуатируемые трансформаторы напряжения и автотрансформаторы реальных устройств не насыщаются. При меньших частотах свободных колебаний трансформаторы НКФ-500 работают с заметной погрешностью.

Работа электромагнитных трансформаторов напряжения в циклах АПВ. При отключении короткозамкнутой линии первичное напряжение трансформаторов имеет колебательный характер. Сердечники трансформаторов напряжения при этом не насыщаются, и в соответствии с частотными характеристиками трансформаторов [Л. 69] первичное напряжение передается на вторичную сторону достаточно точно. За бесстоковую паузу первичное напряжение уменьшается, так что повторное включение происходит практически при отсутствии зарядов на линии.

Значительные искажения вторичного напряжения могут иметь место в первый период включения длинной ненагруженной линии без реакторов после ее ложного отключения защитой. У таких линий остаточный заряд стекает через первичную обмотку трансформатора и насыщает сердечник. При повторном включении трансформатор напряжения работает с большой погрешностью.

Таким образом, электромагнитный трансформатор напряжения может считаться идеальным, если моделируется режим к. з., и нелинейным, если рассматриваются режимы включения и отключения линии с трансформатором.

6-2. ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРАНСФОРМАТОРОВ

НАПРЯЖЕНИЯ С ЕМКОСТНЫМ ДЕЛИТЕЛЕМ

Принципиальная схема и схема замещения. Принципиальная схема трансформатора напряжения с емкостным делителем (в дальнейшем сокращенно — емкостного трансформатора напряжения) показана на рис. 6-4, а. Делитель состоит из последовательно соединенных конденсаторов связи C_1 и конденсатора отбора мощности C_2 . При помощи емкостного делителя фазное напряжение понижается в

$\frac{C_1 + C_2}{C_1}$ раз. Дальнейшее понижение напряжения осуществляется промежуточным трансформатором T .

Последовательно с первичной обмоткой промежуточного трансформатора включается реактор P , компенсирующий падение напряжения в делителе от токов нагрузки. Для предотвращения устойчивых субгармонических колебаний промежуточный трансформатор нагружен на активное балластное сопротивление r_B .

На рис. 6-4, б показана схема замещения емкостного трансформатора напряжения с нагрузкой. Все сопротивления, индуктивности

и ёмкости приведены к одной ступени напряжения. При составлении схемы замещения сделаны допущения об однородности сопротивления делителя и отсутствии потерь в стали промежуточного трансформатора и реактора. Эквивалентная индуктивность промежуточной

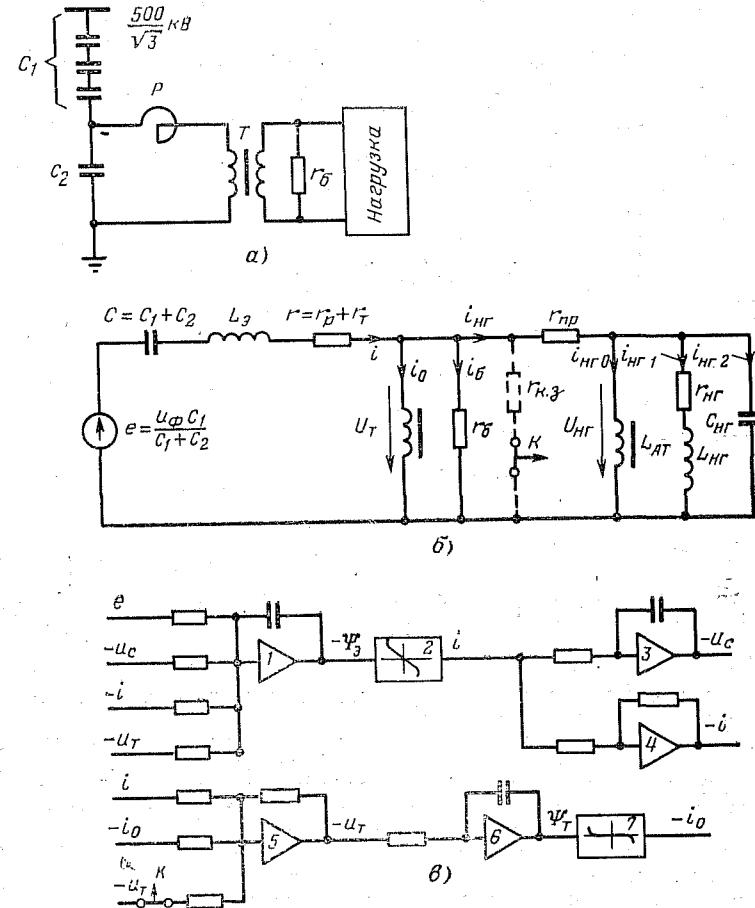


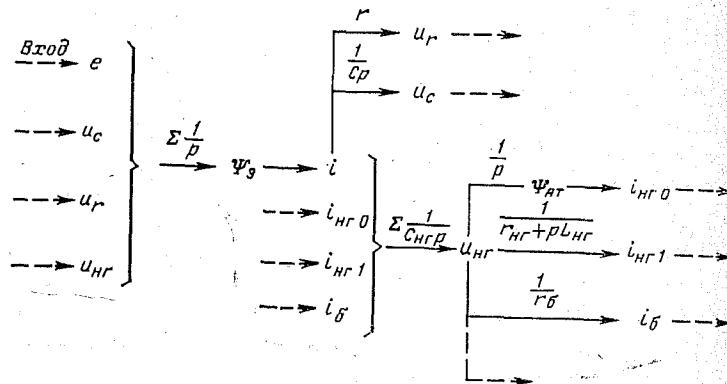
Рис. 6-4. Трансформатор напряжения с емкостным делителем и его аналоговая модель.

ступени L_g равна суммарной индуктивности реактора и индуктивности рассеяния обмотки промежуточного трансформатора.

Обобщенная нагрузка трансформатора состоит из сопротивления соединительных проводов $r_{\text{пр}}$ и трех параллельных ветвей, причем одна из ветвей $L_{\text{ат}}$ имитирует ветвь намагничивания автотрансформатора реле сопротивления. Измерения на подстанциях показывают,

что нагрузка емкостных трансформаторов напряжения 500 кВ составляет 60—200 В·А и имеет в основном активный или активно-емкостный характер и только иногда активно-индуктивный. Угол нагрузки 0—35° [Л. 71].

С помощью схемы рис. 6-4,б анализируется работа емкостных трансформаторов при включении и отключении линий. Если же рассматривается трансформация напряжения при к. з. в первичной цепи, то схему замещения целесообразно упростить, считая промежуточный трансформатор идеальным и пренебрегая падением напряжения от токов нагрузки в соединительных проводах. При этом математическая модель строится в соответствии с алгоритмом



В другом важном частном случае — моделировании процесса после отключения короткого замыкания во вторичной цепи промежуточного трансформатора (цепь к. з. на рис. 6-4,б показана пунктиром), может не учитываться эквивалентная нагрузка. Аналоговая модель для исследования этого режима показана на рис. 6-4,в. Отключение к. з. имитируется размыканием ключа К.

Ниже рассматриваются результаты исследований переходных режимов работы емкостного трансформатора напряжения.

Работа емкостного трансформатора при к. з. в первичной цепи. В соответствии с частотными характеристиками емкостных трансформаторов [Л. 71] свободные колебательные составляющие, имеющие место при к. з. на длинных линиях, во вторичную цепь трансформатора напряжения передаются с заметной погрешностью. Особенно велики погрешности при активно-емкостной нагрузке трансформатора. Апериодическая составляющая первичного напряжения емкостными трансформаторами практически не воспроизводится.

Поведение защиты при близком коротком замыкании зависит от быстродействия и чувствительности реле. Например, на основании исследований на физических моделях дистанционная защита фирмы BBC с магнитоэлектрическим реле ($t_{c.p.} = 40$ мс) действует правильно, если через 25 мс амплитуда свободной составляющей напряжения не превышает 5% $U_{\text{ном}}$, а для правильной работы защиты с быстродействующими индукционными реле сопротивления ($t_{c.p.} = 20$ мс) амплитуда свободной составляющей напряжения через 10 мс не должна превышать 12% [Л. 72].

Работа емкостного трансформатора при к. з. во вторичной цепи. В первых конструкциях емкостных трансформаторов после отключения к. з. во вторичных цепях возникали длительные феррорезонансные колебания с частотой $16^2/3$ Гц. Для уменьшения времени их существования понижена до 0,43 Т индукция промежуточного трансформатора при номинальном напряжении и на его вторичные за jakiны включена балластная нагрузка мощностью 700 Вт (в схеме рис. 6-4,а r_6). В результате этого длительность феррорезонансных колебаний после отключения к. з. для модернизированных емкостных трансформаторов не превышает 0,15 с при сопротивлении петли к. з. не менее 0,02—0,03 Ом. Отстройка от ложного срабатывания защиты ДФЗ-501 в таких случаях осуществляется с помощью кодового реле 2РП-6, подключающего орган сравнения фаз с замедлением 0,2—0,3 с после возврата реле блокировки при нарушении цепей напряжения [Л. 73].

Работа емкостного трансформатора при включении и отключении линии. В отличие от электромагнитных трансформаторов напряжения наибольшие погрешности емкостных трансформаторов имеют место при включении в момент прохождения напряжения через максимальное значение. Как показывают исследования [Л. 74], погрешность трансформации не превышает 10% через 0,05 с, а максимальное повышение вторичного напряжения не превышает 1,2 $U_{\text{ном}}$.

При отключении длинной ненагруженной линии без реакторов на ней может некоторое время оставаться заряд. Через емкостный делитель трансформатора линия практически не разряжается. При повторном включении такой линии в момент максимума напряжения, когда полярность остаточного напряжения на линии противоположна полярности включаемого напряжения, амплитуда напряжения на выходе емкостного трансформатора достигает 175% $U_{\text{ном}}$. Поэтому рассматривается вопрос об установке специального устройства шунтирования фаз для снятия остаточных зарядов на линиях 750 кВ [Л. 75].

В процессе отключения длинных ненагруженных линий во вторичных цепях емкостных трансформаторов могут иметь место небольшие броски намагничивающего тока, обусловленные насыщением автотрансформаторов нагрузки. В результате расчетов на АВМ авторами установлено, что величины этих бросков тока значительно меньше аналогичных переходных токов во вторичных цепях электромагнитных трансформаторов напряжения.

Таким образом, неустановившиеся напряжения и токи во вторичных цепях электромагнитных и емкостных трансформаторов существенно отличаются.

6-3. КОМБИНИРОВАННЫЙ МЕТОД ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ РЕЛЕЙНЫХ ЗАЩИТ

При математическом исследовании переходных режимов работы релейных защит необходимо решать систему нелинейных дифференциальных и алгебраических уравнений, а также логические неравенства. АВМ наиболее эффективно используются для решения первого типа уравнений. Во втором случае решение может быть неустойчивым, а логические возможности АВМ обычно ограничены. Если исследованию подлежат вновь разрабатываемые устройства, то приме-

Нение ЦВМ для их расчётов также затруднительно из-за отсутствия стандартных программ. Более гибким методом исследования работы реле, особенно на этапе отладки быстродействующей защиты, оказывается комбинированный метод физико-математического моделирования [Л. 76].

При комбинированном моделировании на АВМ формируются токи и напряжения, подводимые к реле защиты. Если расчет переходного процесса производится в натуральном масштабе времени, то эти токи и напряжения через согласующие усилители мощности подаются в обмотки реле. Для уточнения взаимодействия между отдельными элементами схемы реле моделирование целесообразно производить в замедленном масштабе времени. При этом для сохранения электрического подобия процессов в модели и оригинале необходимо выполнить критерий гомохронности [Л. 77]

$$\omega t = idem. \quad (6-3)$$

Учет (6-3) наиболее просто производится в случае полупроводниковых реагирующих органов и сводится к изменению индуктивностей и емкостей реле в $1/m_t$ раз. Изменение величин емкостей на постоянном токе (в блоке логики реле) практических затруднений не вызывают. Индуктивности в быстродействующих электронных

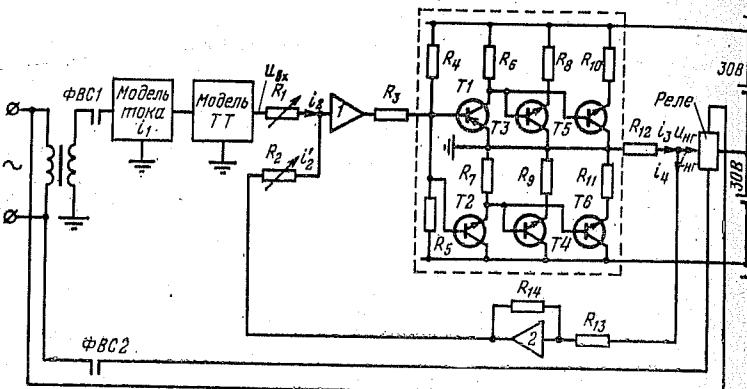


Рис. 6-5. Схема испытаний на АВМ реле направления мощности в натуральном масштабе времени.

и полупроводниковых реле обладают трансформаторы входных устройств. Увеличение индуктивности в несколько сот раз затруднительно, поэтому вместо физического моделирования промежуточных трансформаторов, трансреакторов и фильтров производится их математическое моделирование.

При составлении схем математических моделей полупроводниковых защит пренебрегают слабыми обратными связями [Л. 78]. Например, считают, что нелинейный характер нагрузки промежуточных трансформаторов и трансреакторов практически не оказывает влияния на работу измерительных трансформаторов тока и напряжения. При этом уравнения измерительных трансформаторов образуют замкнутую систему, в которой нагрузка имеет эквивалентные

линейные параметры. В результате таких допущений повышается устойчивость работы математической модели.

Принципы комбинированного моделирования поясним несколькими примерами. На рис. 6-5 показана схема испытаний реле направления мощности, выполненная во ВНИИЭ Р. Н. Соколовой и В. И. Катуняев. В схеме напряжение промышленной частоты подается на АВМ типа ЭМУ-10, где по методике § 3-2 и 4-4 воспроизводится переходный режим к. з. и вторичный ток i_2 каскадного трансформатора тока ТРН-750. Этот ток через усилитель мощности подводится к последовательной обмотке реле. Параллельная обмотка реле включается на напряжение. Пуск модели осуществляется контактами фазовыключающей схемы (ФВС). Такая комбинированная модель устойчиво работала в натуральном масштабе времени при суммарном коэффициенте усиления замкнутых контуров модели около 100.

Усилитель мощности состоит из полупроводникового блока (очерчен пунктиром) и решающих усилителей 1 и 2. На основании законов Кирхгофа и Ома ток нагрузки

$$i_{\text{нр}} = i_3 - i_4 = \frac{u_{\text{нр}}}{R_{12}} - \frac{u_{\text{нр}}}{R_{13}}.$$

Коэффициент усиления усилителя 2 равен 1, поэтому $i'_2 = u_{\text{нр}}/R_2$. Учитывая эти равенства и приняв во внимание, что сумма токов на входе усилителя 1 практически равна нулю, получим:

$$u_{\text{вх}} = \frac{R_1}{R_2} \frac{R_{12}R_{13}}{R_{13} - R_{12}} i_{\text{нр}}.$$

Ток нагрузки согласно этому выражению определяется только входным напряжением и не зависит от сопротивления нагрузки. Такой источник тока не требует настройки, так как $i_{\text{нр}} \gg i_4$. Согласование масштабов напряжения на входе источника тока и тока нагрузки осуществляется сопротивлением R_1 . Максимальный ток схемы при нагрузке 10 Ом и выходных транзисторах типа П705 равен 1,5 A.

На рис. 6-6 показана схема испытаний в замедленном масштабе времени токовой направленной отсечки. Направленная защита (на рис. 6-6,а обведена пунктиром) срабатывает, когда полярность напряжения на выходе промежуточного трансформатора напряжения (ПТН) совпадает с полярностью сигнала от токового пускового органа (ТПО) и дополнительного элемента (ДЭ) [Л. 79]. Токовым пусковым органом задается уставка реле и формируются импульсы в момент прохождения производной тока, создаваемой трансреактором (ТР), через нулевой уровень. Дополнительный элемент осуществляет сдвиг напряжения трансреактора на угол 110–120°, обеспечивая правильную работу защиты при отключении внешних коротких замыканий. В цепи напряжения предусмотрен контур памяти (фильтр первой гармоники Φ).

Программа испытаний отсечки включала: исследование быстродействия защиты при к. з. в точках 1 и 2, работу контура памяти при к. з. в точке 3 и отстройку защиты от внешнего к. з. в точке K-4. При моделировании (рис. 6-6,б) предполагается, что до момента к. з. (t_1) линия работала на холостом ходу. В этом случае на

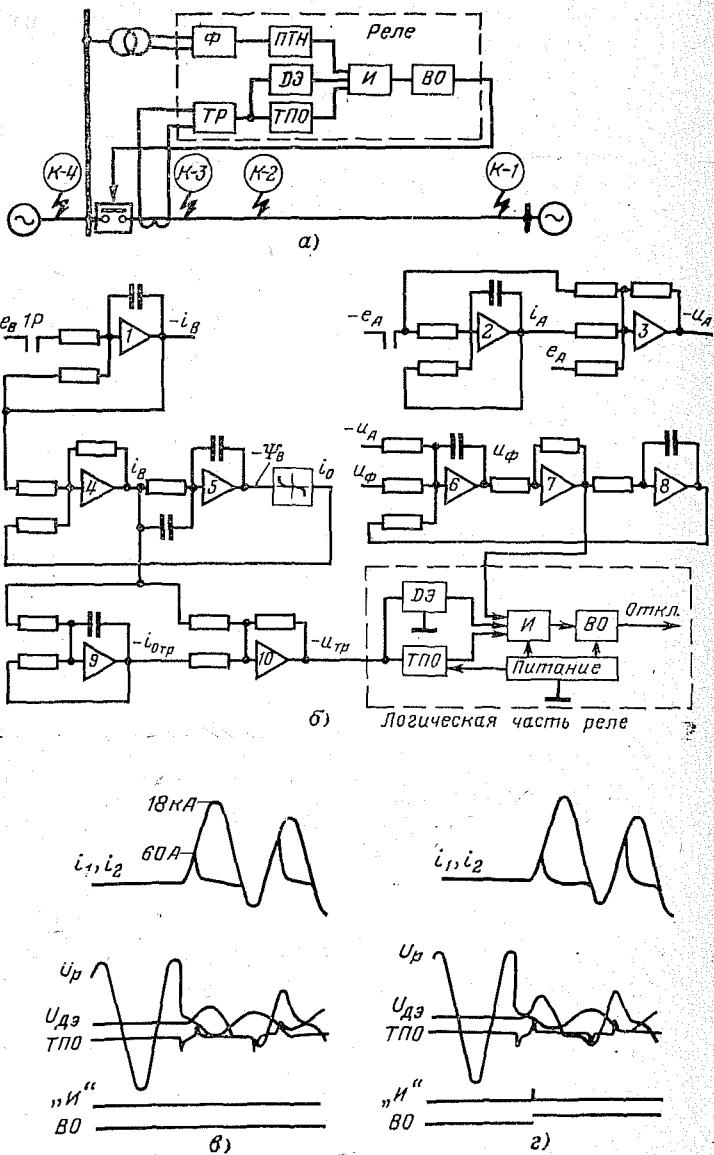


Рис. 6-6. Исследование токовой направленной отсечки с измененным масштабом времени.

основании формулы (6-1) напряжение на шинах подстанции описывается уравнением

$$u = e - \left(\frac{L_e}{L_e + L_\pi} e + \frac{r_c L_\pi - L_e r_\pi}{L_e + L_\pi} i \right), t \geq t_1,$$

где r_c , L_c , r_π , L_π — активные сопротивления и индуктивности системы и линии. Уравнение реализуется на усилителе 3.

Так как направленная отсечка [Л. 79] включена по 60-градусной схеме, то к реле подводится напряжение фазы A ($-U_A$) и ток фазы B .

На усилителях 4, 5 и блоке нелинейности по методике § 4-1 рассчитывается переходный процесс в ТТ. Высоковольтный и промежуточный электромагнитные трансформаторы напряжения в соответствии с § 6-1 принимаются идеальными. На усилителях 9, 10 моделируются ток намагничивания и напряжение на выходе трансреактора. Усилители 6, 7, 8 воспроизводят процессы в контуре памяти.

На рис. 6-7, a , b показаны осциллограммы токов и напряжений при испытаниях реле в режиме внешнего к. з. Исследовался наиболее вероятный режим нарушения селективности работы защиты, когда $\Phi_e = 89^\circ$, $\Phi_\pi = 50^\circ$. Остаточная индукция сердечника ТТ принималась равной $+1T$, сопротивление вторичной цепи ТТ в первом опыте $z_{2*} = 1,25$, во втором $z_{2*} = 1,3$.

Как видно из осциллограмм, реле правильно работает в условиях переходного процесса к. з., если трансформаторы тока перегружены не более, чем в 1,25 раза. В то же время при внутреннем к. з. время срабатывания двуххолупериодного варианта реле не превышает 15 мс. Это несколько лучше показатели, чем у защит с эксплуатируемыми индукционными реле направления мощности.

На основании испытаний сделано заключение о пригодности защиты и эксплуатации.

Подобным же образом авторами исследовалась работа импульсного реле сопротивления [Л. 76]. Испытания позволили определить изменения зоны срабатывания реле при переходном процессе к. з. и рассчитать его быстродействие. Во время испытаний была установлена необходимость изменения входных электрических цепей реле, в результате чего повышена стабильность его характеристик при неустановившихся токах.

На рис. 6-7 показана осуществленная схема испытаний реле направления мощности типа РМП-81, выполненного на кольцевой фазочувствительной схеме сравнения КФЧС. Входными устройствами реле, подлежащими математическому моделированию, являются фазосдвигавшаяся цепочка ФСЦ, промежуточный трансформатор напряжения ПТН, трансреактор ТР.

Остальные элементы устройства — кольцевая фазочувствительная схема, логический усилитель ЛУ и реагирующий орган выполняются в виде макета этой части реле.

В соответствии с принципами комбинированного моделирования на АВМ воспроизводятся ток и напряжение к. з. (На структурной схеме рис. 6-7, b эта часть модели для краткости не показана.) Промежуточный трансформатор напряжения с фазосдвигющей цепочкой моделируется с помощью усилителей 1—4, напряжение трансреактора — с помощью усилителей 5—6.

При реализации этой физико-математической модели возникло затруднение из-за того, что усилители АВМ имеют один общий

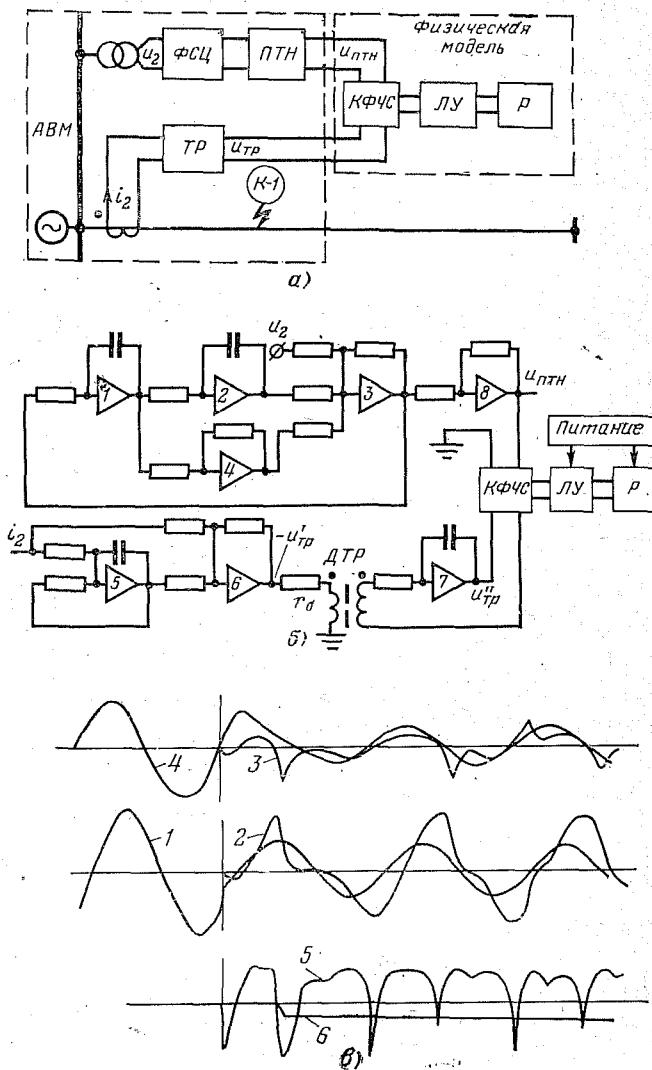


Рис. 6-7. Исследование переходных режимов работы реле направления мощности типа РМП-81.

a — поясняющая схема; *б* — комбинированная физико-математическая модель; *в* — осциллограмма опыта; 1 — u_2 ; 2 — i_2 ; 3 — u_{tp} ; 4 — u_{pth} ; 5 — напряжение на выходе КФЧС; 6 — ток через контакты реле.

провод — «земля» вычислительной машины. Для устранения элек-
трической связи в схеме рис. 6-7,*б* использован дополнительный
трансреактор *ДТР*, включаемый на выход усилителя *б*, в сочетании
с интегратором *7*. Балластное сопротивление в первичной цепи
трансреактора (r_6) значительно больше индуктивного, поэтому при-
ближенно можно считать, что ток в его первичной обмотке пропор-
ционален напряжению u'_{tp} . Рабочий режим трансреактора — близкий к холостому ходу. Следовательно, напряжение его вторичной обмотки
пропорционально производной вторичного тока. Это напряжение интегрируется усилителем *7*.

Таким образом:

$$u''_{tp} = -\frac{\alpha M}{r_6} [u'_{tp} - u'_{tp}(0)].$$

Здесь α — коэффициент усиления интегратора *7*; M — взаимная
индуктивность обмоток трансреактора.

Пуск модели рис. 6-7,*б* производится при нулевых начальных
условиях, и если выбрать $\alpha M/r_6 = 1$, то $u''_{tp} = -u'_{tp}$. Питание ре-
шающего усилителя *7* осуществляется от автономного источника.
На рис. 6-7,*в* показана полученная при испытании этого реле осцил-
лограмма. Из осциллограммы видно, что реле срабатывает примерно
через 5 мс после начала к. з. Это несколько лучше показатели, чем
у индукционных реле направления мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Корн Г., Корн Т. Электронные аналоговые и аналого-цифровые вычислительные машины, ч. 1. М., «Мир», 1967, 464 с.
2. Левин Л. Методы решения технических задач с использованием аналоговых вычислительных машин. М., «Мир», 1966, 416 с.
3. Фельдбаум А. А. Вычислительные устройства в автоматических системах. М., Физматгиз, 1959, 800 с.
4. Менджинский Е. Операционные усилители постоянного тока.—«Сер. Библиотека по автоматике». М., «Энергия», 1967, вып. 270, 136 с.
5. Коган Б. Я. Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования. М., Физматгиз, 1963, 512 с.
6. Скотт Н. Р. Техника аналоговых и цифровых вычислительных машин. М., Изд-во иностр. лит., 1963, 648 с.
7. Дунаевский С. Я., Крылов О. А., Мазия Л. В. Моделирование элементов электромеханических систем. М., «Энергия», 1971, 288 с.
8. Васильев В. Г., Зверев В. А. Электронная модель выпрямительного моста.—«Изв. вузов. Сер. Электромеханика», 1961, № 5, с. 75—80.
9. Хлебников С. Д., Засыпкин А. С. Моделирование однофазных выпрямительных мостов с идеальными вентилями на АВМ.—«Изв. вузов. Сер. Электромеханика», 1964, № 4, с. 444—453.
10. Буль Б. К. Основы теории и расчета магнитных цепей. М., «Энергия», 1964, 464 с.
11. Пеккер И. И., Никитенко А. Г. Расчет электромагнитных механизмов на вычислительных машинах. М., «Энергия», 1967, 168 с.
12. Федосеев А. М. Основы релейной защиты. М., Госэнергоиздат, 1961, 440 с.
13. Поливанов К. М. Ферромагнетики. М., Госэнергоиздат, 1957, 256 с.
14. Бозорт Р. Ферромагнетизм. М., Изд-во иностр. лит., 1956, 784 с.
15. Кифер И. И., Пантошин В. С. Магнитные измерения. М., «Энергия», 1969, 360 с.
16. Займовский А. С., Чудновская Л. А. Магнитные материалы. М., Госэнергоиздат, 1957, 224 с.
17. Дружинин В. В. Магнитные свойства электротехнической стали. М., Госэнергоиздат, 1962, 328 с.
18. Атабеков Г. И. Релейная защита высоковольтных сетей. М., Госэнергоиздат, 1949. 424 с.
19. Сирота И. М. Переходные режимы работы трансформаторов тока. Киев, Изд-во АН УССР, 1961, 192 с.
20. Союзглавэнерго. Инструкция по проверке трансформаторов тока, используемых в схемах релейной защиты. М., Госэнергоиздат, 1960, 112 с.
21. Подгорный Э. В., Хлебников С. Д. О выборе расчетной характеристики намагничивания трансформаторов тока в переходных режимах.—«Электричество», 1966, № 9, с. 87—90.
22. Хлебников С. Д. Моделирование ферромагнитных гистерезисных характеристик с помощью сегнетоэлектрических конденсаторов.—«Электричество», 1964, № 9, с. 30—35.
23. Поташов Н. П. Остаточная индукция в трансформаторах тока.—«Вестник электропромышленности», 1937, № 3, с. 20—26.
24. Баев А. В. Остаточная индукция в трансформаторах тока релейной защиты.—«Электричество», 1971, № 7, с. 4—9.
25. Стогний Б. С. Анализ и расчет переходных режимов работы трансформаторов тока. Киев, «Наукова думка», 1972. 140 с.
26. Магнитные и диэлектрические приборы. Под ред. Г. В. Катца. М., «Энергия», 1964, 416 с.
27. Васильев В. Г., Зверев В. А. Электронное моделирование гистерезисных характеристик ферромагнитных материалов.—«Изв. вузов. Сер. Электромеханика», 1969, № 9, с. 5—6.
28. Гельфанд Я. С. Исследование переходных процессов в трансформаторах тока на математических машинах непрерывного действия.—«Электричество», 1961, № 12, с. 40—44.
29. Бахвалов Ю. А. Математическое моделирование переходных процессов синхронной машины на основе экспериментальных динамических характеристик.—«Изв. вузов. Сер. Электромеханика», 1962, № 2, с. 155—162.
30. Зверев В. А. Реальный ферромагнетик в электронных моделях магнитных элементов.—«Изв. вузов. Сер. Электромеханика», 1962, № 5, с. 563—564.
31. Ульянов С. А. Электромагнитные переходные процессы. М., «Энергия», 1970, 520 с.
32. Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах. Под ред. Н. И. Соколова. М., «Энергия», 1964, 408 с.
33. Слемон Ж. Р. и др. Быстро действующая релейная защита, основанная на улучшенных моделях энергосистем.—В кн.: «Современная релейная защита». М., «Энергия», 1970, с. 32—50.
34. Дроздов А. Д. Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите. М., «Энергия», 1964, 240 с.
35. Дроздов А. Д., Борисов В. А. Методы расчета броска намагничивающего тока силовых трансформаторов в энергосистемах.—«Электричество», 1968, № 10, с. 72—76.
36. Засыпкин А. С. и др. Измерение остаточных индукций в сердечниках силовых трансформаторов.—«Электрические станции», 1969, № 5, с. 52—55.
37. Бердов Г. В., Засыпкин А. С. Упрощенные способы расчета величин реактивных сопротивлений обмоток трехфазных силовых трансформаторов и автотрансформаторов при включении их на холостой ход.—В кн.: «Научно-технический сборник института Энергосетьпроект. М., 1971, вып. 4, с. 25—46.

38. Вишневский А. Определение токов включений энергетических трансформаторов.—«Электротехнический обзор» (польск.), 1968, № 11, с. 496—508.
39. Казанский В. Е. Трансформаторы тока в схемах релейной защиты. М., «Энергия», 1969, 184 с.
40. Бачурин Н. И. Трансформаторы тока. М.—Л., «Энергия», 1964, 376 с.
41. Ступель Ф. А. Электромеханические реле. Харьков, Издание Харьковского университета, 1956, 356 с.
42. Трансформаторы тока. ГОСТ 7746-68. М., Изд-во стандартов, 20 с.
43. Подгорный Э. В., Богдан А. В. Токовые интегральные характеристики трансформаторов тока в переходных режимах.—«Электричество», 1972, № 1, с. 18—25.
44. Богдан А. В. Срабатывание электромеханического токового реле при импульсах тока.—«Изв. вузов. Сер. Электромеханика», 1972, № 11, с. 1256—1258.
45. Богдан А. В. Переходный ток идеализированного трансформатора тока.—«Изв. вузов. Сер. Электромеханика», 1972, № 5, с. 497—503.
46. Дроздов А. Д., Подгорный Э. В. О требованиях к трансформаторам тока релейной защиты с учетом переходных процессов.—«Электрические станции», 1971, № 5, с. 58—61.
47. Дроздов А. Д., Гармаш В. А. Улучшение работы трансформаторов тока в переходных режимах.—«Электричество», 1970, № 7, с. 87—89.
48. Баглейтер И. З. и др. Трансформатор тока с шунтом в первичной цепи.—«Изв. вузов. Сер. Электромеханика», 1971, № 4, с. 452—454.
49. Кенс Ю. А. Трансформатор тока с резонансным контуром.—В кн.: «Электрические сети и системы», вып. 5, Львов, 1969, с. 74—80.
50. Дроздов А. Д. и др. Переходные режимы работы каскадных трансформаторов тока 500 кВ.—«Электрические станции», 1970, № 5, с. 48—51.
51. Дроздов А. Д., Гармаш В. А. Блокирующие реле защиты линий 500 кВ.—«Электрические станции», 1970, № 5, с. 48—51.
52. Чернин А. Б., Лосев С. Б. Основы вычислений электрических величин для релейной защиты при сложных повреждениях в электрических системах. М., «Энергия», 1971, 440 с.
53. Руководящие указания по релейной защите. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961—1964.
54. Долотов В. А. Случай неправильного действия дифференциальной защиты трансформатора.—«Электрические станции», 1968, № 8, с. 89—90.
55. Багинский Л. В. О применении трансформаторов тока с малым сечением стали сердечников в схемах дифференциальных защит генераторов.—«Электрические станции», 1959, № 3, с. 69—73.
56. Новаш В. И., Тищекин А. А. Токи небаланса в схеме продолжительной дифференциальной защиты трансформаторов и блоков генератор—трансформатор.—«Изв. вузов. Сер. Энергетика», 1970, № 10, с. 8—13.
57. Дроздов А. Д., Платонов В. В. Реле дифференциальных защит элементов энергосистем. М., «Энергия», 1968, 112 с.
58. Подгорный Э. В. и др. Типовые кривые для расчета токов включения силовых трансформаторов.—«Изв. вузов. Сер. Электромеханика», 1969, № 4, с. 376—379.
59. Засыпкин А. С. и др. Расчетные кривые для определения вторичных токов в реле при включении силовых трансформаторов на холостой ход.—«Изв. вузов. Сер. Электромеханика», 1971, № 4, с. 390—396.
60. Подгорный Э. В., Ульяницкий Е. М. Переходные процессы в трансформаторах тока при включении силового трансформатора на холостой ход.—«Изв. вузов. Сер. Энергетика», 1970, № 1, с. 1—7.
61. Дмитриенко А. М. Быстро действующее дифференциальное реле для защиты генераторов и трансформаторов.—В кн.: «Новые устройства защиты и противоаварийной автоматики», вып. 2. М., Информэлектро, 1969, с. 29—35.
62. Подгорный Э. В., Ульяницкий Е. М. Сравнение принципов отстройки дифференциальных реле от токов включения силовых трансформаторов.—«Электричество», 1969, № 10, с. 26—32.
63. Шарп Р. Л., Глэсберн В. Е. Дифференциальная защита трансформатора с торможением от вторых гармоник.—В кн.: «Энергетика за рубежом. Релейная защита», вып. 3. М.—Л., Госэнергониздат, 1960, с. 45—59.
64. Ульяницкий Е. М. Дифференциальное реле защиты трансформатора.—«Изв. вузов. Сер. Электромеханика», 1969, № 2, с. 215—220.
65. Дымков А. М. Трансформаторы напряжения. М., Госэнергоиздат, 1963, 192 с.
66. Электротехнический справочник. Под общей редакцией проф. МЭИ. М., «Энергия», 1972, т. 1, 732 с.
67. Чернышев Р. Н., Гуськов С. Е. Мощный операционный усилитель для АВМ.—«Изв. вузов. Сер. Электромеханика», 1970, № 3, с. 345—347.
68. Фабрикант В. Л. Основы теории построения измерительных органов релейной защиты. М., «Высшая школа», 1968, 484 с.
69. Карамзин А. М. и др. Погрешность, вносимая трансформаторами напряжения, при регистрации внутренних перенапряжений.—«Электрические станции», 1968, № 12, с. 51—52.
70. Висячев А. Н. и др. Броски тока во вторичных цепях электромагнитных трансформаторов напряжения.—«Электрические станции», 1973, № 5, с. 87—88.
71. Соколова Р. Н. Влияние частотных характеристик емкостных трансформаторов напряжения на работу релейной защиты энергосистем.—В кн.: «Труды ВНИИЭ», вып. 26. М., «Энергия», 1966, с. 39—49.
72. Герч Ж. А. и др. Емкостные трансформаторы напряжения и релейная защита.—В кн.: «Современная релейная защита». М., «Энергия», 1970, с. 85—99.
73. Катунян В. И., Соколова Р. Н. Особенности питания релейной защиты линий 500—750 кВ от емкостных трансформаторов напряжений.—В кн.: «Труды ВНИИЭ», вып. 39. М., «Энергия», 1970, с. 164—179.
74. Булашевич Д. Н. Эксплуатационные характеристики конденсаторных трансформаторов напряжения.—«В кн.: Труды ВНИИЭ», выпуск 39. М., «Энергия», 1971, с. 112—138.
75. Майкопар А. С. Дуговые замыкания на линиях электропередачи. М., «Энергия», 1965, 200 с.

76. Подгорный Э. В., Вакар Я. М. Исследование переходных режимов работы быстродействующих реле сопротивления с применением АВМ.— «Изв. вузов. Сер. Электромеханика», 1971, № 1. с. 29—33.

77. Веников В. А., Иванов-Смоленский А. В. Физическое моделирование электрических систем. М., Госэнергоиздат, 1956, 358 с.

78. Новаш В. И. Некоторые вопросы математического моделирования релейных защит на полупроводниках.— «Изв. вузов. Сер. Энергетика», 1971, № 2, с. 11—16.

79. Щуляк В. Г., Ковтун В. М. Быстродействующее реле направления мощности на импульсном принципе.— «Изв. вузов. Сер. Электромеханика», 1971, № 6, с. 681—683.

80. Дмитриев К. С., Казанский В. Е. Ток небаланса фильтра тока нулевой последовательности при глубоком насыщении трансформаторов тока.— «Электричество», 1972, № 3, с. 22—28.

81. Дроздов А. Д., Хлебников С. Д., Гармаш В. А. Схема замещения каскадного трансформатора тока для высоких частот.— «Электричество», 1972, № 12, с. 27—31.

О ГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. Общие вопросы исследования электромагнитных процессов на аналоговых вычислительных машинах	
1-1. Понятия и обозначения, применяемые при описании исследуемых процессов и модели	5
1-2. Операционный усилитель и погрешности реализации линейных операций	13
1-3. Использование диодов в электронных моделях	23
1-4. Подготовка задачи к решению на АВМ	29
1-5. Работа на АВМ	38
1-6. Фиксация результатов	40
Глава вторая. Характеристики ферромагнитных сердечников и их моделирование на АВМ	45
2-1. Основные принципы составления схем замещения	45
2-2. Характеристики намагничивания	50
2-3. Выбор расчетной характеристики намагничивания трансформаторов тока в переходных режимах	64
2-4. Обзор методов моделирования характеристик намагничивания на АВМ	75
2-5. Структурный метод моделирования индуктивно связанных цепей с ферромагнитными сердечниками	84
Глава третья. Моделирование токов и напряжений при переходных процессах	86
3-1. Моделирование некоторых функций времени и формирование первичных воздействий	86
3-2. Моделирование токов короткого замыкания	91
3-3. Формирование токов включения силовых трансформаторов	97
Глава четвертая. Переходные режимы трансформаторов тока	111
4-1. Трансформатор тока и его математические модели	111
4-2. Переходные токи защитных трансформаторов тока	118
4-3. Интегральные характеристики переходных токов трансформаторов тока	124
	205

4-4. Переходные процессы в каскадных трансформаторах тока	134
4-5. Работа каскадных трансформаторов тока при волновых процессах в сети	137
4-6. Переходные режимы работы трансформаторов тока в схемах фильтров нулевой последовательности	141
4-7. Расчеты переходных режимов работы трансформаторов тока на ЦВМ	147

Г л а в а п ят а я . Переходные режимы работы дифференциальных защит

5-1. Схемы защит и их моделирование при внешнем коротком замыкании	152
5-2. Токи небаланса в схемах дифференциальных защит	157
5-3. Отстройка дифференциальных реле от токов включения силовых трансформаторов	165
5-4. Режим внутреннего повреждения в схеме дифференциальной защиты	170
5-5. Выбор параметров дифференциальной защиты шин при перегруженных трансформаторах тока	174
5-6. Выбор уставок дифференциальных защит с помощью ЦВМ	180

Г л а в а ш е с т а я . Переходные режимы работы трансформаторов напряжения

6-1. Переходные режимы работы электромагнитных трансформаторов напряжения	184
6-2. Переходные режимы работы трансформаторов напряжения с емкостным делителем	190
6-3. Комбинированный метод физико-математического моделирования релейных защит	193

Список литературы

184
180
184

*Эдуард Васильевич Подгорный
Станислав Дмитриевич Хлебников*

МОДЕЛИРОВАНИЕ И РАСЧЕТЫ ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМОВ В ЦЕПЯХ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ

Редактор А. И. Левинш

Редактор издательства И. П. Березина

Обложка художника А. А. Иванова

Технический редактор Л. М. Кузнецова

Корректор В. С. Антипова

Сдано в набор 24/1 1974 г. Подписано к печати 6/XI 1974 г.
 Т-18343 Формат 84×108¹/₃₂ Бумага машинно-мелованная
 Усл. печ. л. 10,92 Уч.-изд. л. 11,99
 Тираж 5 000 экз. Зак. 636 Цена 65 коп.
 Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.
 Московская типография № 10 Союзполиграфпрома
 при Государственном комитете Совета Министров СССР
 по делам издательств, полиграфии и книжной торговли,
 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.